



П. Н. МАТХАНОВ, Л. З. ГОГОЛИЦЫН

РАСЧЕТ  
ИМПУЛЬСНЫХ  
ТРАНСФОРМАТОРОВ

П. Н. МАТХАНОВ, Л. З. ГОГОЛИЦЫН

# РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ



Ленинград «Энергия». Ленинградское отделение. 1980

ББК 31.24

М 34

УДК [621.314.2: 621.374].001.24

Рецензент *М. А. Сиверс*

**Матханов П. Н., Гоголицын Л. З.**

М 34 Расчет импульсных трансформаторов.— Л.: Энергия.  
Ленингр. отд-ние, 1980. — 112 с., ил.  
40 к.

В книге на основе рассмотрения важнейших электромагнитных процессов в магнитопроводе и обмотках излагается методика инженерного расчета импульсных трансформаторов. Отличительная особенность методики расчета состоит в комплексном учете требований, предъявляемых к электрическим, энергетическим и конструктивным характеристикам, позволяющем свести к минимуму число вариантов расчета. Приводятся подробные примеры расчета импульсных трансформаторов различного назначения.

Книга предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся расчетом и проектированием импульсных трансформаторов, а также для студентов старших курсов электротехнических и радиотехнических специальностей.

М  $\frac{30307-053}{051(01)-80}$  128—80. 2302030000

ББК 31.24  
6П2.1.081

© Издательство «Энергия», 1980

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Импульсные трансформаторы (ИТ), предназначенные для формирования коротких импульсов с минимальными искажениями и работающие в режиме переходных процессов, находят применение в различных импульсных устройствах. Диапазон мощностей, напряжений и длительностей трансформируемых импульсов получается очень широким. Кроме того, условия работы и требования, предъявляемые к характеристикам ИТ, бывают весьма многообразными. Сказанное существенно усложняет расчет ИТ и поэтому, несмотря на ряд имеющихся книг [4, 7, 10, 11, 13], нельзя считать вопрос их рационального проектирования полностью решенным.

В данной книге излагается методика [5, 15, 16], в течение длительного времени применявшаяся при расчетах ИТ различного назначения. Методика расчета более двух десятилетий излагалась авторами студентам ЛЭТИ имени В. И. Ульянова (Ленина), специализирующимся по преобразовательной технике. Основная идея методики состоит: 1) в комплексном учете требований на главные характеристики ИТ и 2) в сведении к минимуму числа вариантов расчета путем введения коэффициентов и некоторых данных, которые могут быть оценены заранее с требуемой точностью. Полученное таким образом первое приближение оказывается в большинстве случаев приемлемым для практики, хотя при необходимости оно может быть уточнено.

Книга состоит из введения и четырех глав. Первые две главы написаны П. Н. Матхановым, а введение, третья и четвертая главы — Л. З. Гоголицыным.

Авторы выражают искреннюю признательность М. А. Сиверсу за ценные замечания, сделанные им при рецензировании книги.

Все замечания и предложения по улучшению книги просьба направлять по адресу: 191041, Ленинград, Марсово поле, д. 1, Ленинградское отделение издательства «Энергия».

## ВВЕДЕНИЕ

Импульсные трансформаторы (ИТ) нашли широкое применение в импульсных устройствах радиолокационных установок, установок экспериментальной физики, квантовой электроники, преобразовательной техники и т. д.

Импульсные трансформаторы позволяют изменить уровень формируемого импульса напряжения или тока, полярность импульса, согласовать сопротивление генератора импульсов с сопротивлением нагрузки, отделить потенциалы источника и приемника импульсов, получить на нескольких отдельных нагрузках импульсы от одного генератора импульсов, создать обратную связь в контурах схемы импульсного устройства. Импульсный трансформатор может быть использован и как преобразовательный элемент, например дифференцирующий трансформатор.

В некоторых установках работа импульсного устройства практически невозможна без ИТ. Это прежде всего относится к мощным высоковольтным импульсным устройствам. Повышение напряжения с помощью ИТ до уровня, необходимого по условиям работы нагрузки, оказывается необходимым, если напряжение источника, формирующего импульсы, ограничено допустимым напряжением коммутирующих приборов (электронные лампы, тиратроны, тиристоры) или электрической прочностью элементов генератора (конденсаторы, дроссели), находящихся длительное время под напряжением в процессе накопления энергии. Применение же каскадных схем для увеличения напряжения связано со сложностью управления работой многих коммутирующих приборов, находящихся в схеме под различными потенциалами.

В некоторых установках применение ИТ оказывается целесообразным по сравнению с другими возможными схемными решениями из технико-экономических соображений. Так, например, изменение полярности импульса генератора может быть достигнуто или изменением полярности источника питания, или изменением расположения элементов накопления энергии и коммутации в схеме генератора. Однако возможны случаи, когда изменение полярности источника питания или положения элементов в схеме генератора нежелательно или просто недопустимо и применение ИТ для изменения полярности импульса оказывается вполне оправданным.

В ряде импульсных устройств малой мощности ИТ является, как правило, вспомогательным элементом, используемым в схемах управления, автоматизации, защиты и т. д.

В зависимости от назначения (исключая из рассмотрения миниатюрные и уникальные трансформаторы) ИТ изготавливаются на напряжения от единиц до сотен киловольт, на токи от долей ампера до десятков килоампер, мощностью от единиц ватт до сотен мегаватт, с длительностью импульсов от долей микросекунды до сотен и тысяч микросекунд, с частотой следования импульсов от одиночных импульсов до десятков килогерц.

Включение ИТ в схему импульсного устройства всегда связано с искажением формы трансформируемого импульса, обусловленным такими параметрами трансформатора, как индуктивность рассеяния, распределенная емкость, индуктивность намагничивания. Трансформация импульсов связана с некоторыми потерями энергии, вызываемыми процессами в магнитопроводе и обмотках трансформатора. Включение ИТ в схему может быть связано и с увеличением габаритов и массы импульсного устройства.

Поэтому вопрос о применении ИТ в импульсном устройстве должен решаться комплексно, при рассмотрении условий работы всех элементов устройства — источника питания, генератора импульсов, нагрузки — и с учетом требований, предъявляемых к форме выходного импульса, коэффициенту полезного действия, габаритам, массе, а также с учетом экономических соображений.

В большинстве случаев основным требованием, предъявляемым к ИТ, является минимальное искажение формы трансформируемого импульса. Это требование может дополняться ограничениями на к. п. д., массу и габариты ИТ и т. д. Вопрос об одновременном удовлетворении требований, предъявляемых к форме импульса, к. п. д., массе, габаритам ИТ, является сложным и должен решаться в процессе расчета не только ИТ, но и всего импульсного устройства.

Наибольшее распространение получили ИТ, трансформирующие импульсы, по форме близкие к прямоугольным, которые обладают крутым фронтом и постоянством напряжения вершины импульса, необходимыми для работы широкого класса нагрузок. Поэтому прежде всего рассматриваются процессы, происходящие при трансформации фронта и вершины импульса, определяющие длительность и характер нарастания фронта и спад вершины импульса. Если импульс прямоугольной формы должен быть трансформирован с малыми искажениями, то длительность фронта импульса должна быть значительно меньше длительности импульса и переходные процессы при трансформации фронта и вершины импульса могут рассматриваться отдельно. Эквивалентные схемы ИТ при раздельном рассмотрении переходных процессов упрощаются и позволяют установить связь между параметрами эквивалентных схем и конструктивными параметрами ИТ и найти такие соотношения между ними, при которых удовлетворяются требования к длительности фронта и спаду вершины импульса.

Особенностью работы ИТ является кратковременность режима работы и связанный с этим характер процессов, происходящих в обмотках и магнитопроводе ИТ.

Высокая скорость изменения магнитного потока вызывает появление значительных вихревых токов в магнитопроводе ИТ и связанные с ними потери энергии. Кратковременность воздействующих импульсов требует учитывать не только индуктивный, но и емкостный эффект в обмотках, влияющий на характер формирования фронта импульса и энергетические характеристики ИТ. Малые длительности импульсов вызывают необходимость учитывать поверхностный эффект в проводах обмоток при определении эффективного сечения проводов. Униполярный характер намагничивания при трансформации импульсов не позволяет полностью использовать магнитные характеристики материала магнитопровода.

Несмотря на различие в функциях, выполняемых ИТ, в предъявляемых к ним требованиях, общность процессов, происходящих в обмотках и магнитопроводе, позволяет дать единый подход к рассмотрению переходных процессов, установить связь параметров эквивалентной схемы ИТ с конструктивными параметрами трансформатора и предложить методику расчета ИТ, подчиненную удовлетворению основным поставленным требованиям.

Трудности расчета ИТ обусловлены сложной и противоречивой взаимосвязью параметров эквивалентной схемы с конструктивными параметрами ИТ.

Трансформация фронта импульса с малыми искажениями достигается при малых значениях индуктивности рассеяния и распределенной емкости трансформатора, которые уменьшаются с уменьшением числа витков обмоток и сечения магнитопровода ИТ. В то же время для трансформации вершины импульса с малым спадом следует стремиться к увеличению индуктивности намагничивания трансформатора, возрастающей с увеличением числа витков и сечения магнитопровода. Для уменьшения массы и габаритов трансформатора следует уменьшать сечение магнитопровода и число витков обмоток, но это приведет к увеличению спада вершины импульса и увеличению потерь на вихревые токи.

Удовлетворение одновременно несколькими поставленным требованиям при расчете ИТ потребует нахождения компромиссного решения. Оно должно быть принято в зависимости от значимости того или иного поставленного требования.

Точность расчетов ИТ будет во многом зависеть от принятых в качестве расчетных величин, определяющих характеристики материала магнитопровода и изоляции обмоток, и может быть повышена, если за расчетные будут приняты экспериментальные данные, полученные для заданного режима работы ИТ.

Предлагаемая в данной книге методика расчета ИТ основана на определении конструктивных параметров трансформатора, удовлетворяющих поставленным требованиям, и иллюстрируется примерами расчета ИТ, различных по мощности, длительности импульсов, частоте их следования и работающих в схемах с использованием генераторов импульсов на электронных лампах, на газоразрядных и полупроводниковых коммутирующих приборах.

## ПАРАМЕТРЫ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

### 1-1. Эквивалентная схема ИТ

Расчеты электрических и энергетических характеристик ИТ производятся на основе приближенной эквивалентной схемы трансформатора. Эквивалентная схема должна:

1) учитывать наиболее существенные электромагнитные процессы и обеспечивать достаточную точность расчетов характеристик исследуемых режимов;

2) описываться уравнением невысокого порядка для того, чтобы можно было в явном виде устанавливать связь между наиболее важными характеристиками, с одной стороны, и конструктивными данными ИТ — с другой.

Эти условия противоречивы. Для выполнения первого из них следует усложнять схему, а для выполнения второго необходима простая схема, которая допускала бы проведение анализа в общем виде.

В следующей главе будет показано, что довольно большие отклонения наиболее важных конструктивных данных от некоторых оптимальных значений, принимаемых в качестве расчетных, незначительно влияют на электрические и энергетические характеристики трансформатора. Кроме того, при практическом исполнении конструктивные размеры всегда отличаются в той или иной степени от расчетных.

Отсюда следует, что усложнение эквивалентной схемы ИТ с целью некоторого повышения точности определения конструктивных параметров не имеет большого смысла.

Опыт проектирования ИТ и сравнительные вычисления по различным эквивалентным схемам показывают, что достаточную для инженерных целей точность дают расчеты по упрощенным эквивалентным схемам. Для наиболее важных режимов эти схемы приводятся к цепям второго порядка, которые позволяют производить анализ в общем виде.

Индуктивный эффект и потери в проводах обмоток можно учитывать с помощью известной Т-образной эквивалентной схемы (рис. 1-1, а), которая получается из рассмотрения уравнения двух-обмоточного трансформатора.

Параметры схемы:

$L_{\mu}$  — индуктивность намагничивания трансформатора, учитывающая запасание энергии в основном потоке взаимной индукции



магнитопровода при приложении напряжения к первичной обмотке; с потоком в сердечнике связан ток намагничивания, протекающий по первичной обмотке;

$L_{s1}, L_{s2}$  — индуктивности рассеяния обмоток, учитывающие запасание энергии в потоках рассеяния, связанных с протеканием по обмоткам тока нагрузки;

$R_1, R_2$  — активные сопротивления проводов обмоток, учитывающие потери при протекании по ним тока нагрузки;

$R_B$  — эквивалентное сопротивление, учитывающее потери энергии в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи.

В Т-образной эквивалентной схеме ИТ все параметры элементов схемы приводятся к напряжению одной из обмоток. Приведение параметров может быть выполнено как к первичной, так и ко вторичной обмотке ИТ. Следует рекомендовать приведение к той обмотке, на стороне которой потребуются проводить дальнейшие расчеты импульсного устройства, частью которого является ИТ.

В схеме рис. 1-1 все параметры первичной обмотки, обозначения которых отмечены штрихом, считаются приведенными ко вторичной обмотке трансформатора:

$$U'_1 = nU_1; \quad I'_1 = I_1/n; \quad R'_1 = n^2R_1; \quad L'_1 = n^2L_1, \quad (1-1)$$

где  $n = U_2/U_1$  — коэффициент трансформации.

Подобным же образом параметры вторичной обмотки могут быть приведены к первичной: равенства (1-1) сохраняют свою силу, если в них индекс 1 поменять на индекс 2, а коэффициент трансформации принять равным  $n' = U_1/U_2$ .

Наряду с запасанием энергии в магнитных полях, а также потерями в проводах обмоток в ИТ необходимо учитывать запасание энергии в электрических полях между обмоткой и магнитопроводом и между слоями обмоток. Учет этой энергии производят введением трех емкостей, образующих П-образную структуру:  $C_1$  — емкость первичной обмотки,  $C_2$  — емкость вторичной обмотки,  $C_{12}$  — емкость между обмотками.

Получившаяся эквивалентная схема ИТ (рис. 1-1, б) описывается уравнением четвертого порядка, что затрудняет анализ в общем виде. Однако без внесения заметной погрешности можно упростить схему, если иметь в виду следующее:

1. Намагничивающий ток составляет обычно небольшую часть тока нагрузки и поэтому можно пренебречь его влиянием на поток рассеяния. Это позволяет перейти от Т-образной схемы из индуктивных ветвей к Г-образной схеме.

2. Так как электрическая энергия пропорциональна квадрату напряжения, то основная ее часть запасается в обмотке высшего напряжения. Поэтому П-образная схема емкостных элементов замещается одной эквивалентной емкостью, подключенной параллельно обмотке высшего напряжения.

3. Число витков обмоток ИТ мало и, следовательно, можно пренебречь при расчетах наиболее важных электрических характе-

ристик сопротивлением обмоток, полагая  $R_1 = R_2 = 0$ . Сопротивление обмоток учитывается при определении потерь.

В результате указанных упрощений получим две эквивалентные схемы: для повышающего ИТ — рис. 1-2, а и для понижающего ИТ — рис. 1-2, б.

На основе этих схем в последующих главах производятся расчеты электрических характеристик ИТ. Задача состоит в том, чтобы из рассмотрения картины импульсного намагничивания магнитопровода, а также запаса энергии в электрическом и магнитном полях получить выражения, с помощью которых определяются параметры элементов, входящих в эквивалентную схему ИТ.

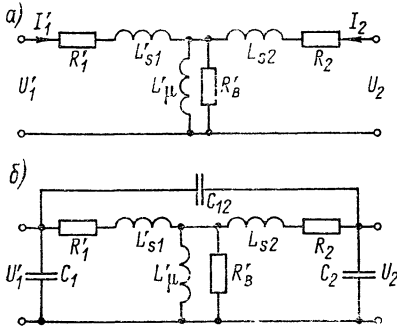


Рис. 1-1

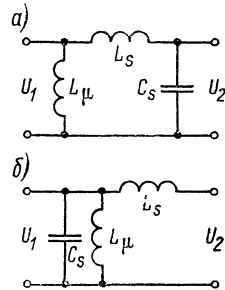


Рис. 1-2

## 1-2. Намагничивание магнитопровода последовательно импульсов

Если к обмотке ИТ с магнитопроводом из стали сечением  $S$  приложить импульсы напряжения прямоугольной формы амплитудой  $U$  и длительностью  $\tau$ , то оно должно быть уравновешено индуцированной в обмотке э. д. с.:

$$U = \omega \frac{d\Phi}{dt} = \omega S \frac{dB}{dt}, \quad (1-2)$$

где  $\omega$  — число витков обмотки,  $\Phi = BS$  — поток в магнитопроводе;  $B$  — среднее значение индукции в магнитопроводе.

Введение среднего значения индукции связано с неравномерностью распределения истинного значения индукции по сечению листов магнитопровода. Из (1-2) следует, что изменение индукции происходит с постоянной скоростью

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U}{\omega S}. \quad (1-3)$$

Если начальное значение индукции (при  $t = 0$ )  $B(0) = B_0$ , то при  $t > 0$  она будет нарастать по линейному закону:

$$B_0 + \frac{U}{\omega S} t.$$

При  $t = \tau$ , т. е. к концу импульса, индукция достигнет максимального значения.

Обозначим приращение индукции (разность ее конечного и начального значений) через  $\Delta B = B(\tau) - B_0$ ; закон электромагнитной индукции, который должен выполняться в ИТ при трансформировании импульса прямоугольной формы, записывается как

$$\Delta B = \frac{U\tau}{\omega S}. \quad (1-4)$$

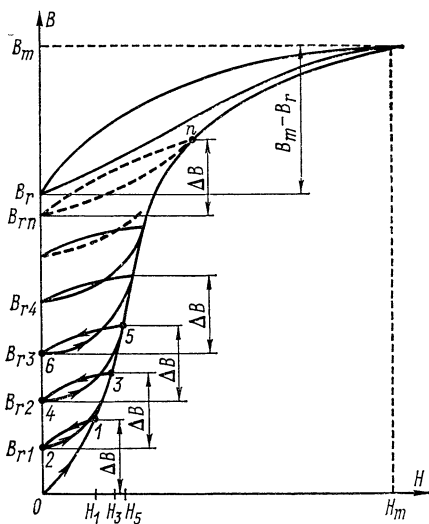


Рис. 1-3

Если можно пренебречь влиянием вихревых токов, то изменение среднего значения напряженности магнитного поля  $H$  будет происходить в соответствии с магнитной характеристикой материала. Пропорционально ему будет происходить нарастание намагничивающего тока  $i_\mu$  в обмотке трансформатора. На линейных участках характеристики напряженность поля  $H$  и намагничивающий ток  $i_\mu$  будут изменяться так же, как индукция, т. е. линейно.

После окончания действия импульсного напряжения ( $t > \tau$ ) намагничивающий ток будет спадать по закону, определяемому параметрами цепи, в которую включен ИТ. Соответственно будут спадать поле и индукция в магнитопроводе, наводя в обмотках напряжения противоположной полярности.

Рассмотрим процесс статического (т. е. без учета вихревых токов) намагничивания материала магнитопровода последовательно однополярных импульсов со скважностью, достаточной для того, чтобы ток намагничивания успевал спадать до нуля к приходу следующего импульса.

При неизменных амплитуде и длительности подводимых к обмотке ИТ импульсных напряжений намагничивание магнитопровода происходит при постоянстве приращения индукции  $\Delta B = \text{const}$ .

Если сердечник был предварительно полностью размагничен, то после приложения к обмотке повторяющихся импульсных на-

пряжений процесс намагничивания будет происходить так, как показано на рис. 1-3. При действии первого импульса рабочая точка будет двигаться по основной кривой намагничивания от начала до точки 1, где индукция становится равной требуемому приращению  $\Delta B$ . После окончания действия импульса при исчезновении намагничивающего тока рабочая точка из-за наличия гистерезисной петли (двигаясь по направлению стрелки) попадает в точку 2 с остаточной индукцией  $B_{r1}$ . При воздействии следующего импульса рабочая точка будет перемещаться из точки 2 в точку 3, где вновь достигается требуемое приращение индукции  $\Delta B$ . По окончании действия импульса рабочая точка переместится в точку 4 с остаточной индукцией  $B_{r2}$ .

После действия ряда импульсов достигается установившееся состояние, когда процесс будет идти по стационарной частной петле с точкой  $n$  на основной кривой и значением остаточной индукции  $B_{rn}$ . Изменение индукции, равное  $\Delta B$ , одинаково как при нарастании, так и при спаде напряженности поля. Очевидно, что положение стационарной частной петли для данного материала зависит от величины  $\Delta B$ . Если приращение индукции достаточно велико, то нижняя точка частной петли располагается в точке остаточной индукции предельного частного цикла  $B_r$ .

Обозначим через  $\Delta H$  приращение напряженности поля, соответствующее стационарной частной петле с приращением индукции  $\Delta B$ . Зависимость  $\Delta B = f(\Delta H)$  установившихся частных петель, которая снимается на постоянном токе при различных значениях  $\Delta H$ , называется статической импульсной характеристикой. Статической импульсной магнитной проницаемостью называют среднюю проницаемость, определяемую отношением

$$\mu_{\Delta} = \Delta B / \Delta H. \quad (1-5)$$

Из рассмотрения картины статического импульсного намагничивания следует, что вследствие явления остаточной индукции предельные допустимые приращения индукции и значения импульсной магнитной проницаемости, которые могут быть использованы в ИТ с однополярным намагничиванием, значительно ниже тех приращений индукции и значений проницаемости, которые могут быть приняты для трансформаторов с симметричным переменным намагничиванием.

В тех случаях, когда требуются высокие значения  $\Delta B$  и  $\mu_{\Delta}$  (например, для высоковольтных ИТ), можно применить одно из следующих средств, улучшающих характеристики материала сердечника: 1) введение в сердечник воздушного зазора; 2) применение обратного размагничивающего поля.

Введение воздушного зазора в магнитопровод снижает остаточную индукцию, что позволяет работать при приращениях индукции, приближающихся к индукции насыщения  $B_m$  (рис. 1-4). При этом также изменяется средняя импульсная проницаемость.

Если  $l_3$  — длина воздушного зазора, а общая длина магнитной цепи  $l \gg l_3$ , то магнитное напряжение цепи

$$\Delta H l_0 = \Delta B \left( l_3 + \frac{l}{\mu_c} \right) \frac{1}{\mu_0},$$

где  $\mu_c$  — проницаемость стали;  $\mu_0$  — магнитная постоянная.

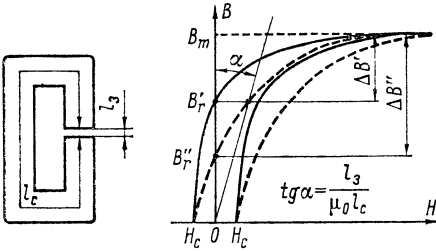


Рис. 1-4

Отсюда средняя относительная магнитная проницаемость магнитопровода с зазором

$$\mu_{\Delta 3} = \frac{\mu_c}{1 + \mu_c l_3 / l_c} < \mu_c.$$

Поскольку проницаемость стали  $\mu_c$  магнитопровода с ростом  $\Delta B$  сначала увеличивается, а затем уменьшается, то имеется оптимальный зазор

$$(l_3 / l_c)_{\text{опт}} \approx 2 / \mu_c,$$

который дает максимальное значение  $\mu_{\Delta 3}$ . При  $\mu_c = 10^3$  отношение  $l_3 / l_c = 2 \cdot 10^{-3}$ , т. е. зазор должен быть очень небольшим.

Применение разрезных магнитопроводов технологически удобно в массовом производстве, так как позволяет изготавливать катушки с обмотками отдельно от магнитопровода.

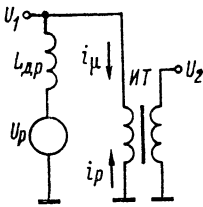


Рис. 1-5

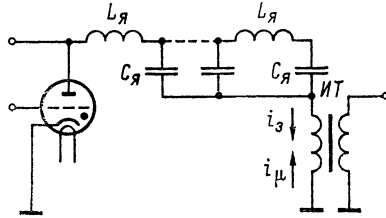


Рис. 1-6

Способ размагничивания, применяемый для магнитопроводов без зазора из сталей с малой коэрцитивной силой, состоит в том, что через первичную обмотку пропускается постоянный или пульсирующий ток, создающий поле, обратное полю импульсного намагничивания. Если размагничивающая сила велика, то в принципе можно получить остаточную индукцию отрицательного знака и таким образом получить приращение индукции, превышающее индукцию насыщения. Такой способ размагничивания требует специального источника постоянного или пульсирующего тока и включенного последовательно с ним дросселя, который необходим для изоляции и предотвращения короткого замыкания обмотки ИТ в процессе трансформирования импульсов (рис. 1-5).

Обычно большие приращения индукции требуются для ИТ на высокие напряжения и значительные мощности. В мощных ИТ, питаемых от импульсных генераторов с формирующей цепью, состоящей из некоторого числа ячеек ( $L_{я}$ ,  $C_{я}$ ), достаточное размагничивающее поле часто создается зарядным током накопительных емкостей, протекающим через первичную обмотку трансформатора (рис. 1-6). Для усиления размагничивающего действия зарядного тока в некоторых случаях проектирования ИТ следует идти по пути повышения числа витков обмотки. Возможно применение дополнительной размагничивающей обмотки с источником размагничивания и защитным дросселем.

### 1-3. Учет влияния вихревых токов

Рассмотрим кратко влияние вихревых токов на работу магнитопровода и упрощенные способы их учета в практических расчетах. Будем для простоты полагать характеристику стали линейной, т. е. считать, что ширина петли гистерезиса частного цикла намагничивания пренебрежимо мала и насыщение отсутствует, так что  $\mu_{\Delta} = \text{const}$ . При этих допущениях и приложении к обмотке при  $t = 0$  прямоугольного импульса напряжения усредненная по сечению листа индукция и однозначно связанная с ней усредненная напряженность поля должны в соответствии с законом электромагнитной индукции нарастать линейно во времени:

$$B = \frac{\Delta B}{\tau} t; \quad H = \frac{\Delta H}{\tau} i. \quad (1-6)$$

Наводимая линейно нарастающим потоком э. д. с. вызовет протекание вихревых токов в контурах поперечного сечения листов. Вихревые токи создают свое поле, направленное навстречу рабочему потоку, наиболее сильное в середине листа и равное нулю на краях. В результате распределение индукции в листе окажется неравномерным: поле будет максимальным на поверхности и минимальным — в середине листа. Если размагничивающий эффект вихревых токов значителен, то максимальное значение индукции может намного превосходить ее среднее значение, которое является заданным при заданных амплитуде и длительности импульса.

Так как максимальное допустимое значение индукции на поверхности листа ограничено условием отсутствия заметного насыщения, то заданное среднее значение индукции может быть получено за счет соответствующего увеличения сечения магнитопровода.

Распределение магнитного поля по сечению листов стали при принятых допущениях и линейном нарастании потока во времени как в установившемся, так и в переходном режиме может быть найдено посредством интегрирования одномерных уравнений Максвелла [3].

Уравнения Максвелла при учете только токов проводимости записываются в виде:

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}_x}{\partial t} = -\mu \frac{\partial \mathbf{H}_x}{\partial t}; \\ \operatorname{rot} \mathbf{H}_x &= \frac{1}{\rho_c} \mathbf{E}, \end{aligned} \right\} \quad (1-7)$$

где  $\rho_c$  — удельное электрическое сопротивление листовой стали.

Так как намагничивание происходит вдоль листа, то в прямоугольной координатной системе, показанной на рис. 1-7, для составляющих напряженности магнитного поля имеем:  $H = H_z$ ,  $H_x = H_y = 0$ , а для напряженности электрического поля, направленной параллельно оси  $y$ , имеем:  $E = E_y$ ,  $E_x = E_z = 0$ .

Система уравнений (1-7) запишется как

$$\frac{\partial E}{\partial x} = -\mu \frac{\partial H}{\partial t}; \quad \frac{\partial H}{\partial x} = -\frac{1}{\rho_c} E. \quad (1-8)$$

После дифференцирования второго уравнения по  $x$  и подстановки в первое уравнение, для напряженности поля получим следующее одномерное уравнение распространения:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial x^2} = \frac{\mu}{\rho_c} \frac{\partial H}{\partial t}. \quad (1-9)$$

В первую очередь нас интересует установившийся режим, соответствующий линейному во времени нарастанию поля в каждой точке листа, когда

$$\frac{\partial H}{\partial t} = \frac{\Delta H}{\tau}.$$

Уравнение (1-9) для установившейся составляющей:

$$\frac{d^2 H}{dx^2} = \frac{\mu}{\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau}.$$

Первое интегрирование дает

$$\frac{dH}{dx} = \frac{\mu}{\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau} x + c_1.$$

Постоянная интегрирования, найденная из условия равенства нулю производной в центре листа ( $x = 0$ ),  $c_1 = 0$ .

После второго интегрирования имеем

$$H = \frac{\mu}{\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau} \frac{x^2}{2} + c_2.$$

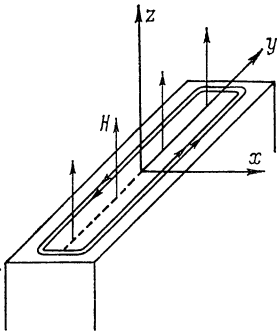


Рис. 1-7

Средняя по сечению листа напряженность поля в любой момент времени должна быть равна напряженности, отвечающей закону электромагнитной индукции:

$$\frac{2}{\delta} \int_0^{\delta/2} H dx = \frac{2}{\delta} \left( \frac{\mu}{\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau} \frac{\delta^3}{6 \cdot 8} + c_2 \frac{\delta}{2} \right) = \frac{\Delta H}{\tau} t,$$

где  $\delta$  — толщина листа стали;  $\mu_{\Delta}$  — импульсная магнитная проницаемость.

Отсюда постоянная интегрирования

$$c_2 = \frac{\Delta H}{\tau} t - \frac{\mu_{\Delta}}{\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau} \frac{\delta^3}{24}.$$

Напряженность магнитного поля магнитопровода в установившемся режиме

$$H = \Delta H \left[ \frac{t}{\tau} + \frac{\mu_{\Delta}}{2\rho_c\tau} \left( x^2 - \frac{\delta^2}{12} \right) \right].$$

График функции  $H(x)$  представлен на рис. 1-8, а, а функции  $H(t)$  — на рис. 1-8, б.

Максимальное значение магнитного поля на поверхности листа ( $x = \pm \delta/2$ ):

$$H_m = \frac{\Delta H}{\tau} \left( t + \frac{\mu_{\Delta}\delta^2}{12\rho_c} \right). \quad (1-10)$$

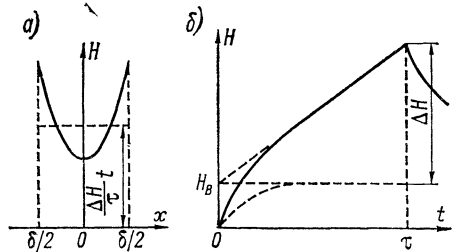


Рис. 1-8

Превышение  $H_m$  над средним значением напряженности поля:

$$H_m - \frac{\Delta H}{\tau} t = \frac{\mu_{\Delta}\delta^2}{12\rho_c} \frac{\Delta H}{\tau}.$$

Отношение этой величины к приращению поля  $\Delta H$ , равное  $\mu_{\Delta}\delta^2/(12\rho_c\tau)$ , характеризует влияние вихревых токов, пропорциональное  $\mu_{\Delta}$  и квадрату толщины листа и обратно пропорциональное удельному сопротивлению материала, а также длительности импульса.

Согласно формуле (1-10), магнитное поле на поверхности листа магнитопровода можно принять состоящим из двух частей:

1) линейно нарастающего во времени среднего поля, индуцирующего постоянную э. д. с. в обмотках;

2) постоянной во времени части, компенсирующей размагничивающее поле вихревых токов.

Соответственно этому создающий это поле намагничивающий ток можно рассматривать состоящим из собственно тока намагни-



чивания  $i_\mu$ , линейно нарастающего, и постоянной составляющей  $i_{\mu B}$ , компенсирующей установившиеся вихревые токи, так что

$$H_m = \frac{\omega}{l} i_\mu = \frac{\omega}{l} (i_\mu + i_{\mu B}).$$

Отсюда при учете (1-10) и (1-4) получим:

$$\left. \begin{aligned} i_\mu &= \frac{U t t}{\mu_\Delta \omega^2 S} = \frac{U}{L} t; \\ i_{\mu B} &= \frac{U \delta^2 t}{12 \rho_c \omega^2 S} = \frac{U}{R_B}. \end{aligned} \right\} \quad (1-11)$$

В этих выражениях индуктивность первичной обмотки

$$L = \frac{\mu_\Delta \omega^2 S}{l}, \quad (1-12)$$

а эквивалентное сопротивление потерь на вихревые токи, отнесенное к обмотке с напряжением  $U$ ,

$$R_B = \frac{12 \rho_c \omega^2 S}{l \delta^2}. \quad (1-13)$$

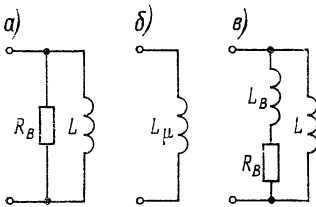


Рис. 1-9

На рис. 1-9, а приведена схема замещения магнитопровода со стороны входа ИТ для процесса намагничивания в режиме установившихся вихревых токов, представляющая собой параллельное соединение индуктивности  $L$  и сопротивления  $R_B$ .

При  $t = \tau$  напряженность поля и связанный с ней намагничивающий ток получают наибольшие значения:

$$H_m(\tau) = \Delta H \left( 1 + \frac{\mu_\Delta \delta^2 \tau}{12 \rho_c} \right) = \frac{\omega}{l} i_\mu(\tau).$$

Отношение приращения индукции к наибольшей напряженности поля на поверхности листа называют кажущейся или эффективной проницаемостью:

$$\mu_\vartheta = \frac{\Delta B}{H_m(\tau)} = \frac{\mu_\Delta}{1 + \frac{\mu_\Delta \delta^2}{12 \rho_c \tau}} < \mu_\Delta. \quad (1-14)$$

Соответствующая этой проницаемости эффективная индуктивность намагничивания, учитывающая действие вихревых токов, определяет наибольшее значение установившегося тока намагничивания:

$$L_\mu = \frac{\mu_\vartheta \omega^2 S}{l}. \quad (1-15)$$

Для того чтобы снижение эффективной проницаемости из-за влияния вихревых токов не превысило 50% импульсной проницаемости, желательно выбрать толщину листов стали из условия:

$$\delta \leq \sqrt{\frac{12\rho_c\tau}{\mu_\Delta}}. \quad (1-16)$$

Введению эффективной индуктивности для определения общего тока намагничивания соответствует замена в схеме замещения элементов  $L$  и  $R_v$  одной индуктивностью  $L_\mu$  (рис. 1-9, б).

На основе (1-11) можно определить мощность потерь на вихревые токи в установившемся режиме:

$$P_v = U i_{\mu v} = \frac{U^2 \delta^2 l}{12\rho_c S \omega^2} = \frac{\delta^2 \Delta B^2 S l}{12\rho_c \tau^2}, \quad (1-17)$$

где  $S l = v_c$  — объем магнитопровода.

Потери на вихревые токи в единице объема магнитопровода пропорциональны квадратам приращения индукции и толщины листов и обратно пропорциональны удельному сопротивлению и квадрату длительности импульса.

Установившемуся режиму, который рассматривался до сих пор, предшествует переходный процесс установления вихревых токов в листах стали под действием постоянной вихревой э. д. с.

Скорость установления процесса будет определяться постоянными времени  $T_{v, k}$  элементарных контуров вихревых токов, обладающих некоторыми индуктивностями и активными сопротивлениями.

Общее решение однородного уравнения (1-9), здесь не приводимое, дает для свободной составляющей поля выражение в виде суммы бесконечного числа экспоненциальных составляющих с постоянными времени  $T_{v, k}$ :

$$H_{св} = \sum_{k=0}^{\infty} A_k e^{-t T_{v, k}}.$$

Для удобства расчетов на практике применяют упрощенный учет процесса установления вихревых токов, основанный на приближенной замене бесконечной суммы одной эквивалентной экспонентой. Постоянную времени этой экспоненты определяют по эквивалентной индуктивности контуров вихревых токов, которую можно вычислить по значению энергии, накопленной в магнитном поле  $H_v$  от вихревых токов во всем объеме магнитопровода. Вычисления дают

$$T_v \approx 0,25 \mu_\Delta \delta^2 / \rho_c.$$

Схема замещения процесса намагничивания магнитопровода с учетом конечного времени установления вихревых токов приведена на рис. 1-9, в. При расчетах энергетических характеристик ИТ обычно пренебрегают временем установления вихревых токов

и определяют потери в магнитопроводе с некоторым запасом по формуле (1-17).

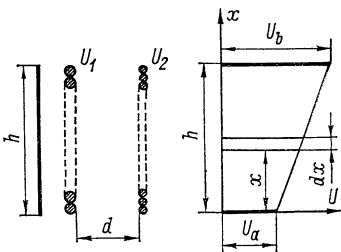
На рис. 1-8, б показаны графики изменения во времени поля в магнитопроводе и его составляющих. Подобным же образом будет изменяться намагничивающий ток, значение которого возрастает из-за размагничивающего действия вихревых токов, учитываемого введением эффективной проницаемости.

Следует отметить, что к дальнейшему увеличению тока намагничивания может приводить явление магнитной вязкости, или магнитного последействия. Для достаточно точного учета этого явления необходимо пользоваться значениями магнитной проницаемости, полученными экспериментально для заданной длительности импульса.

#### 1-4. Распределенная емкость обмоток ИТ

Распределенная емкость обмоток ИТ, представляемая в эквивалентной схеме в виде сосредоточенного элемента, определяется значением энергии, запасаемой в электрическом поле между слоями обмоток.

Определим приближенно электрическую энергию, запасаемую между двумя слоями цилиндрической обмотки (рис. 1-10) равной высоты  $h$ , расположенными на расстоянии  $d$  друг от друга. Будем полагать, что разность потенциалов между слоями по высоте обмоток изменяется по линейному закону:



$$U_x = U_a + (U_b - U_a) \frac{x}{h}. \quad (1-18)$$

Значения разностей потенциалов  $U_a$  и  $U_b$  на краях слоев ( $x = 0$  и  $x = h$ ) легко могут быть установлены, если известны схема обмоток

Рис. 1-10

и число витков в слоях. В частных случаях может быть  $U_a = 0$  или  $U_a = U_b$ .

Приняв в первом приближении электрическое поле между противостоящими малыми элементами поверхностей слоев близким к однородному, т. е. к полю плоского конденсатора, получим с учетом (1-18) следующее выражение для запасенной в этом поле энергии [7]:

$$dW_C = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 g dx U_x^2}{2d} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 g}{2d} \left[ U_a + (U_b - U_a) \frac{x}{h} \right]^2 dx,$$

где  $\varepsilon_0 = 1/(4\pi \cdot 9 \cdot 10^9)$  Ф/м;  $g$  — средний периметр слоев.

Интегрирование этого выражения в пределах от 0 до  $h$  дает выражение для всей энергии, запасенной между двумя слоями:

$$W_C = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 g}{2d} \int_0^h \left[ U_a + (U_b - U_a) \frac{x}{h} \right]^2 dx = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 gh}{6d} (U_a^2 + U_a U_b + U_b^2). \quad (1-19)$$

Если обмотка трансформатора содержит несколько слоев, расположенных друг от друга на расстоянии  $d_k$ , то, суммируя значения энергий, вычисленных по (1-19), для всех слоев, где происходит запасание электрической энергии, получим значение энергии для всего ИТ:

$$W_C = \sum_k W_{Ck}.$$

Результирующая емкость определяется как

$$C_s = \frac{2W_C}{U^2} = \varepsilon\varepsilon_0 gh \frac{1}{3U^2} \sum_{k=1}^v \frac{1}{d_k} (U_{ak}^2 + U_{ak} U_{bk} + U_{bk}^2),$$

где  $U$  — номинальное напряжение ИТ.

Если числитель и знаменатель умножить на некоторое условное расстояние, принятое за базисное ( $d_6$ ), то выражение для емкости примет вид:

$$C_s = \frac{\varepsilon\varepsilon_0 gh}{d_6} \alpha, \quad (1-20)$$

где

$$\alpha = \frac{1}{3U^2} \sum_{k=1}^v \frac{d_6}{d_k} (U_{ak}^2 + U_{ak} U_{bk} + U_{bk}^2);$$

$\alpha$  — коэффициент динамической емкости, представляющий собой безразмерную величину, которая учитывает распределение напряжения между слоями.

За базисное расстояние  $d_6$ , входящее в (1-20), может быть принята любая удобная величина, и в частности одно из расстояний между слоями.

Так как коэффициент  $\alpha$  выражается через отношения квадратов напряжений, то в (1-20) можно подставлять напряжения в относительных единицах  $U_{k*}$ , приняв, в частности, напряжение низшей стороны за единицу, а напряжение высшей стороны за  $n$ , где  $n$  — коэффициент трансформации:

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \sum_{k=1}^v \frac{d_6}{d_k} (U_{ak*}^2 + U_{ak*} U_{bk*} + U_{bk*}^2). \quad (1-21)$$

Как расстояния между слоями, так и относительное распределение потенциалов между ними будут однозначно определены, если выбраны схема обмоток, число слоев и распределение числа витков по слоям.

Найдем выражения для коэффициента емкости в некоторых наиболее распространенных схемах обмоток, располагаемых на одном стержне. Будем рассматривать сразу общий случай, когда высоковольтная обмотка состоит из  $v$  последовательных слоев. Для определенности положим, что число витков в каждом слое одинаково и равно  $\omega/v$ , так что относительные разности потенциалов между слоями тоже одинаковы и равны  $n/v$ . В этом случае естественно выбрать расстояния  $d$  между слоями высоковольтной обмотки одинаковыми. Низковольтную обмотку будем считать однослойной,

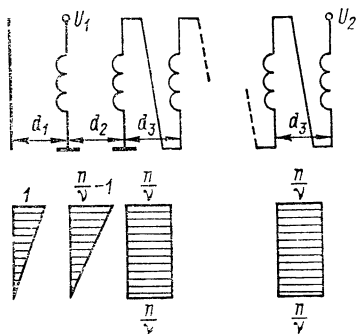


Рис. 1-11

расстояние ее от стержня  $d_1$ , а от первого слоя высоковольтной обмотки  $d_0$ .

Рассмотрим сначала «нормальное» (не автотрансформаторное) исполнение обмоток при одинаковой полярности входного и выходного импульсов. Схема обмотки для этого случая с изображением распределения потенциалов по высоте слоев дана на рис. 1-11. Из рассмотрения картины распределения разностей потенциалов между слоями легко определить слагаемые емкостного коэффициента в выражении (1-21). В  $v-1$  зазорах между слоями высоковольтной обмотки с одинаковыми расстояниями  $d_3$  разность потенциалов постоянна,  $U_a = U_b = n/v$ , так что соответствующая составляющая искомого коэффициента будет

$$\alpha' = \frac{d_6}{d_3} \frac{v-1}{v^2}. \quad (1-22)$$

В зазорах  $d_1$  и  $d_2$  разности потенциалов в предположении заземления нижних выводов высоковольтной и низковольтной обмоток изменяются по высоте обмоток линейно, причем  $U_{a1} = U_{a2} = 0$ ;  $U_{b1} = 1$ ;  $U_{b2} = (n/v) - 1$ . Согласно (1-21), составляющая  $\alpha$ , соответствующая этим двум зазорам,

$$\alpha'' = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( \frac{n}{v} - 1 \right)^2 \right]. \quad (1-23)$$

Складывая (1-22) и (1-23), находим результирующий коэффициент емкости:

$$\alpha = \frac{d_6}{d_3} \frac{v-1}{v^2} + \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n^2}{v^2} + \frac{n}{v} \right) \right]. \quad (1-24)$$

Иногда требуется исполнение обмоток с инверсией полярности. Предполагается, что инверсия полярности осуществлена путем заземления верхнего конца низковольтной обмотки без изменения направления ее намотки. Распределение потенциалов в зазорах получается таким же, как в предыдущем случае, за исключением зазора  $d_2$  между первичной обмоткой и первым слоем высоковольтной обмотки, где граничные потенциалы будут  $U_a = 1$ ;  $U_b = (n/v) - 1$ . В соответствии с этим в выражении (1-24) второе слагаемое изменится и результирующий коэффициент емкости будет

$$\alpha = \frac{d_6}{d_3} \frac{v-1}{v^2} + \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n^2}{v^2} + \frac{n}{v} \right) \right]. \quad (1-25)$$

Рассмотрим автотрансформаторное исполнение. Схема автотрансформаторного исполнения применима только в случае одинаковой полярности входного и выходного импульсов. Высоковольтная обмотка здесь состоит из  $v + 1$  слоев, из которых  $v$  наружных слоев будут иметь одинаковые напряжения, равные  $U_n = (n-1)/v$ , а первый слой — одинаковое с первичной обмоткой напряжение. Для  $v-1$  зазоров высоковольтной обмотки получим аналогично (1-22) составляющую

$$\alpha' = \frac{d_6}{d_3} \left( \frac{n-1}{n} \right)^2 \frac{v-1}{v^2}. \quad (1-26)$$

В зазоре  $d_1$  распределение потенциалов то же, что и в предыдущих случаях; в зазоре же  $d_2$  граничные значения разностей потенциалов будут  $U_{a2} = 1$ ;  $U_{b2} = (n-1)/v$ , так что составляющая для рассматриваемых зазоров

$$\alpha'' = \frac{1}{3n^2} \left\{ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left[ 1 + \frac{n-1}{v} + \left( \frac{n-1}{v} \right)^2 \right] \right\}. \quad (1-27)$$

Результирующий емкостный коэффициент

$$\alpha = \frac{d_6}{d_3} \left( \frac{n-1}{n} \right)^2 \frac{v-1}{v^2} + \frac{1}{3n^2} \left\{ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left[ 1 + \frac{n-1}{v} + \left( \frac{n-1}{v} \right)^2 \right] \right\}. \quad (1-28)$$

В случае магнитопровода неброневого типа обмотки обычно располагаются на обоих стержнях. При этом имеется возможность параллельного или последовательного соединения секций первичной и вторичной обмоток на обоих стержнях. Очевидно, что не представит трудностей и в этом случае вычислить коэффициенты емкости по элюмам распределения потенциалов. В двух случаях легко свести эти коэффициенты к соответствующим, уже найденным значениям для обмоток на одном стержне:

а. При параллельном соединении секций высоковольтной и низковольтной обмоток на обоих стержнях емкостный коэффициент для всего ИТ при любом исполнении обмоток будет равняться удвоенному емкостному коэффициенту при расположении обмоток

на одном стержне, т. е. может быть вычислен по формулам (1-24), (1-25) и (1-27) с введением множителя 2.

б. При последовательном соединении секций низковольтной и высоковольтной обмоток на двух стержнях и при равенстве расстояний  $d_1$ ,  $d_2$  и  $d_3$  на обоих стержнях емкостный коэффициент тоже равен удвоенному коэффициенту для случая расположения обмоток на одном стержне. При этом за  $v$  в выражениях емкостных коэффициентов должно приниматься число слоев на одном стержне, а за  $h$  в выражении емкости — высота обмотки на одном стержне.

Если слои неодинаковы или различны расстояния между слоями на обоих стержнях, то выражение для  $\alpha$  может быть легко получено соответствующим вычислением энергии по известному распределению потенциалов.

Определим коэффициент емкости  $\alpha$  для некоторых схем обмоток ИТ, располагаемых на одном стержне.

1. Первичная и вторичная обмотки однослойные; полярность выходного импульса ИТ не меняется. Схема обмотки для этого случая с изображением распределения потенциалов по высоте слоев приведена на рис. 1-12, а.

Из рассмотрения картины распределения разностей потенциалов между слоями в относительных величинах определяются составляющие емкостного коэффициента  $\alpha$  в формуле (1-21):  $U_{a1*} = 0$ ,  $U_{b1*} = 1$ ,  $U_{a2*} = 0$ ,  $U_{b2*} = n-1$ .

Результирующий коэффициент емкости

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} (n-1)^2 \right]. \quad (1-29)$$

2. Первичная и вторичная обмотки однослойные; полярность выходного импульса меняется на обратную. Схема обмотки с распределением потенциалов приведена на рис. 1-12, б.

Слагаемые емкостного коэффициента:  $U_{a1*} = 0$ ,  $U_{b1*} = 1$ ,  $U_{a2*} = n$ ,  $U_{b2*} = 1$ .

Коэффициент емкости

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} (n^2 + n + 1) \right]. \quad (1-30)$$

3. Автотрансформаторная схема. Схема обмотки с распределением потенциалов приведена на рис. 1-13, а и применима только в случае одинаковой полярности входного и выходного импульсов.

Слагаемые емкостного коэффициента:  $U_{a1*} = 0$ ,  $U_{b1*} = 1$ ,  $U_{a2*} = 1$ ,  $U_{b2*} = n-1$ .

Коэффициент емкости

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} (n^2 - n + 1) \right]. \quad (1-31)$$

4. Первичная обмотка однослойная, вторичная — двухслойная, без изменения полярности импульса. Схема обмотки с распределением потенциалов приведена на рис. 1-13, б.

Слагаемые емкостного коэффициента:  $U_{a1*} = 0$ ,  $U_{b1*} = 1$ ,  $U_{a2*} = 0$ ,  $U_{b2*} = n/3 - 1$ ,  $U_{a3*} = U_{b3*} = n/3$ ,  $U_{a4*} = U_{b4*} = n/3$ .

Коэффициент емкости

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( \frac{n}{3} - 1 \right)^2 + 2 \frac{3d_6}{d_3} \left( \frac{n}{3} \right)^2 \right]. \quad (1-32)$$

Если вторичная обмотка имеет  $\nu$  слоев, то

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( \frac{n}{\nu} - 1 \right)^2 + (\nu - 1) \frac{3d_6}{d_3} \left( \frac{n}{\nu} \right)^2 \right]. \quad (1-33)$$

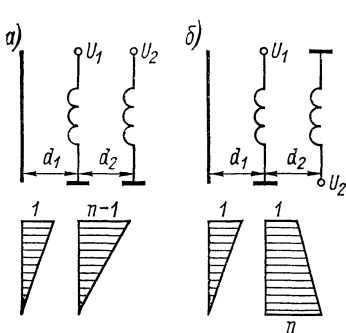


Рис. 1-12

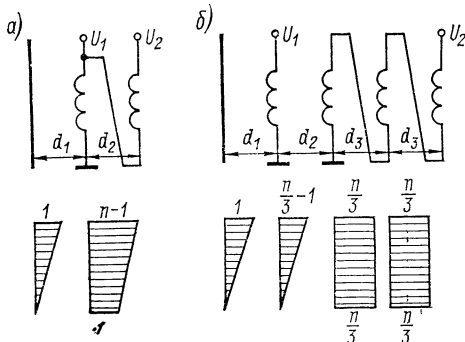


Рис. 1-13

### 1-5. Индуктивность рассеяния обмоток ИТ

Индуктивность рассеяния обмоток ИТ, представляемая в эквивалентной схеме в виде сосредоточенного элемента, определяется по значению магнитной энергии, запасаемой в потоках рассеяния обмоток.

Определим приближенно энергию магнитного поля потока рассеяния однослойных первичной и вторичной обмоток равной высоты с числами витков  $w_1$  и  $w_2$  и диаметрами проводов  $D_1$  и  $D_2$  (рис. 1-14, а). Так как н. с. обеих обмоток примерно одинаковы (с точностью до значения намагничивающего тока), то зазор между обмотками может рассматриваться как соленоид высотой  $h$  с площадью сечения, равной произведению среднего периметра и зазора  $gd$ .

Если выполняется условие  $h \gg d$ , то, полагая магнитное поле в зазоре равномерным и равным

$$H = \omega I / h, \quad (1-34)$$

можно в первом приближении принимать энергию потоков рассеяния, проходящих через зазор,

$$W'_\mu = \frac{\mu_0 H^2}{2} g dh,$$

где  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м.



Кроме поля в зазоре необходимо учитывать магнитное поле в толще проводов, зависящее от распределения плотности тока по сечению провода. Принимая в качестве первого приближения равномерное распределение тока, дающего линейное изменение поля по сечению провода

$$H_x = \frac{H}{D} x,$$

получим выражение энергии, связанной с этим полем:

$$W'_\mu = \frac{\mu_0}{2} ghH^2 \frac{1}{D} \int_0^D x^2 dx = \frac{\mu_0}{2} ghH^2 \frac{D^3}{3}.$$

Суммарная энергия при учете потоков рассеяния в зазоре и проводах обмоток

$$W_\mu = \frac{\mu_0}{2} H^2 gh \left( d + \frac{D_1 + D_2}{3} \right) = \frac{\mu_0}{2} \omega^2 \frac{I^2 g}{h} \left( d + \frac{D_1 + D_2}{3} \right). \quad (1-35)$$

Распределение напряженности поля в зазоре между обмотками и в толще проводов приведено на рис. 1-14, б.

Индуктивность рассеяния определяется как

$$L_s = \frac{2W_\mu}{I^2} = \mu_0 \frac{\omega^2 g}{h} \left( d + \frac{D_1 + D_2}{3} \right). \quad (1-36)$$

Если числитель и знаменатель умножить на некоторое условное расстояние, принятое за базисное,  $d_6$ , то выражение для индуктивности рассеяния примет вид:

$$L_s = \mu_0 \frac{\omega^2 g d_6}{h} \beta, \quad (1-37)$$

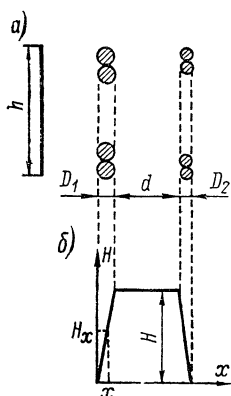


Рис. 1-14

где

$$\beta = \frac{d}{d_6} + \frac{D_1 + D_2}{3d_6}.$$

Если имеется ряд слоев с заданным распределением н. с. н, следовательно, с известным распределением напряженности поля, то в соответствии с формулой (1-36) необходимо просуммировать значения энергии во всех зазорах, пропорциональные произведению квадратов значений н. с. и зазора, и добавить член  $\sum D_k/3$ , учитывающий энергию от потоков в сечениях проводов всех слоев.

Так, для низковольтной обмотки, расположенной на одном стержне с высоковольтной, имеющей одинаковые изоляционные промежутки между слоями, получим коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{1}{v^2} \sum_{k=1}^v \frac{d_k}{d_6} (v - k + 1)^2 + \frac{\sum D_k}{3d_6},$$

где  $d_6$  — то же базисное расстояние между слоями, которое было принято при определении  $\alpha$ .

Если расстояния между  $v$  слоями высоковольтной обмотки одинаковы ( $d_k = d$ ) и между  $v_1$  слоями обмотки низшего напряжения также одинаковы и равны  $d_1$ , то

$$\beta = \frac{d_1}{d_6 v_1^2} \sum_{k=1}^{v_1-1} (v_1 - k + 1)^2 + \frac{1}{v^2} \sum_{k=1}^v (v - k + 1)^2 + \frac{\sum D_k}{d_6}. \quad (1-38)$$

Для автотрансформаторной схемы обмоток н. с. будет в  $(n-1)/2$  раз меньше, соответственно и коэффициент индуктивности будет

$$\beta_a = \left( \frac{n-1}{n} \right)^2 \beta.$$

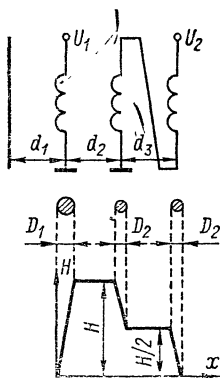


Рис. 1-15

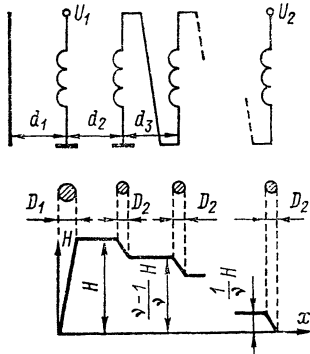


Рис. 1-16

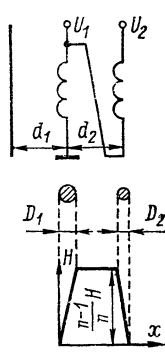


Рис. 1-17

Для однослойной первичной и двухслойной вторичной обмоток, расположенных на одном стержне (рис. 1-15), коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{d_2}{d_6} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_6} + \frac{\sum D_k}{3d_6}, \quad (1-39)$$

а для многослойной вторичной обмотки (рис. 1-16)

$$\beta = \sum_{k=1}^v \left[ \frac{1}{v^2} (v - k + 1)^2 \frac{d_k}{d_6} \right] + \frac{\sum D_k}{3d_6}. \quad (1-40)$$

Так как с изменением полярности импульса н. с. не меняется, коэффициент  $\beta$  вычисляется так же, как для трансформатора без изменения полярности.

При автотрансформаторной схеме обмоток (рис. 1-17) н. с. будет в  $(n-1)/n$  раз меньше, поэтому

$$\beta_a = \left(\frac{n-1}{n}\right)^2 \left(\frac{d_2}{3d_6} + \frac{D_1 + D_2}{3d_6}\right), \quad (1-41)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации.

Базисное расстояние  $d_6$  при определении коэффициента  $\beta$  должно быть таким же, какое было выбрано при определении емкостного коэффициента  $\alpha$ .

При расположении обмоток на двух стержнях на каждом стержне н. с. будет составлять половину номинальной н. с. трансформатора. Поэтому как при параллельном, так и при последовательном соединении секций вторичной обмотки и при равенстве расстояний между соответствующими слоями независимо от вида соединений первичных обмоток результирующий коэффициент индуктивности будет равен половине коэффициента  $\beta$ , вычисленного для обмоток, размещенных на одном стержне.

### 1-6. Соотношения между параметрами эквивалентной схемы ИТ

С целью упрощения расчета ИТ желательно уменьшить число переменных, входящих в выражения для параметров, путем установления некоторых соотношений между ними. Введем два коэффициента: 1) коэффициент периметра, связывающий средний периметр обмоток с сечением магнитопровода; 2) коэффициент высоты, связывающий число витков с высотой обмоток.

Коэффициент периметра определяется как отношение среднего периметра обмоток к корню квадратному из сечения магнитопровода:

$$k_1 = |g_{cp}| / \sqrt{S}. \quad (1-42)$$

Для магнитопровода прямоугольного сечения  $a \times b$  с коэффициентом заполнения магнитопровода  $k_2$  при общей толщине обмоток  $d_2$  (проводов и изоляционных промежутков)

$$k_1 = \frac{2}{\sqrt{k_2}} \left( \sqrt{\frac{b}{a}} + \sqrt{\frac{a}{b}} + \frac{2d_2}{\sqrt{ab}} \right). \quad (1-43)$$

Сумма первых двух слагаемых в (1-43) изменяется очень мало при изменении отношения сторон  $a$  и  $b$  магнитопровода. Если третье слагаемое невелико, что имеет место в случае ИТ на не слишком высокие напряжения, то коэффициент периметра может быть принят равным  $k_1 = 5 \div 6$ .

Коэффициент высоты обмотки определяется как отношение высоты обмотки к общему числу витков той обмотки, к которой приводятся все параметры эквивалентной схемы ИТ:

$$k_2 = h/\omega. \quad (1-44)$$

В ИТ для получения определенной высоты обмоток и определенного волнового сопротивления иногда приходится витки обмоток составлять из нескольких параллельных проводов. Если витки  $\nu_2$ -слойной обмотки высшего напряжения состоят из  $p_2$  параллельных проводов диаметром  $D_2$  (с изоляцией), а витки  $\nu_1$ -слойной обмотки низшего напряжения — из  $p_1$  проводов диаметром  $D_1$ , то высоту обмотки можно выразить как

$$h = p_2 D_2 \frac{w}{\nu_2} = p_1 D_1 \frac{w}{n \nu_1}. \quad (1-45)$$

Отсюда коэффициент высоты

$$k_2 = \frac{h}{w_a} = \frac{p_2 D_2}{\nu_2} = \frac{p_1 D_1}{n \nu_1}. \quad (1-46)$$

В случае автотрансформаторной обмотки

$$k_2 = \frac{p_2 D_2}{\nu_2} \frac{n-1}{n}. \quad (1-47)$$

В излагаемой ниже методике расчета не требуется предварительной оценки значения  $k_2$ , оно определяется в процессе расчета из условий обеспечения принятого волнового сопротивления ИТ.

Используем указанные коэффициенты и исключим из выражений основных параметров эквивалентной схемы ИТ средний периметр обмоток и высоту обмоток. Тогда согласно (1-15), (1-20), (1-37), а также (1-42) и (1-44) параметры эквивалентной схемы ИТ можно выразить через общий конструктивный параметр  $X = w\sqrt{S}$  следующим образом:

1) распределенная емкость

$$C_s = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 k_1 k_2 \alpha}{d_6} X; \quad (1-48)$$

2) индуктивность рассеяния

$$L_s = \frac{\mu_0 k_1 d_5 \beta}{k_2} X; \quad (1-49)$$

3) индуктивность намагничивания

$$L_\mu = \mu_0 \frac{X^2}{l}. \quad (1-50)$$

Таким образом, элементы эквивалентной схемы ИТ являются функцией конструктивного параметра  $X$ . Как будет видно из дальнейшего, важнейшие электрические и энергетические характеристики ИТ также будут зависеть от этого параметра.

Установим некоторые соотношения между параметрами элементов эквивалентной схемы, которые потребуются для расчета ИТ:

1. Величину, определяющую период собственных колебаний на фронте импульса, согласно (1-48), (1-49) можно представить как

$$\sqrt{L_s C_s} = \frac{k_1 X}{3 \cdot 10^8} \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}. \quad (1-51)$$

2. Волновое сопротивление ИТ

$$z = \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = 120\pi \frac{d_6}{k_2} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120\pi \frac{d_6 \omega}{h} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}. \quad (1-52)$$

Отношение между волновым сопротивлением трансформатора и сопротивлением нагрузки, называемое коэффициентом согласования

$$q = \frac{1}{R_H} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} = 120\pi \frac{d_6 \omega}{h R_H} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}, \quad (1-53)$$

будет влиять на формирование фронта импульса, на энергию, запасаемую в обмотках трансформатора, и на выбор высоты обмоток ИТ.

Как видно, коэффициент согласования можно изменять за счет изменения коэффициента высоты, а период колебаний на фронте импульса, определяющий длительность фронта, может быть уменьшен за счет выбора меньшего значения параметра  $X$ . Следует отметить, что входящие в (1-51) и (1-53) значения  $\sqrt{\varepsilon \alpha \beta}$  и  $\sqrt{\beta/(\varepsilon \alpha)}$  слабо зависят от числа слоев обмоток и принятой схемы обмоток. Поэтому, если в процессе предварительных расчетов появится необходимость изменить число слоев, это мало отразится на указанных величинах.

Таким образом, параметры элементов эквивалентной схемы ИТ и важнейшие соотношения между ними выражены через конструктивный параметр  $X = \omega \sqrt{S}$ . Через этот же параметр, как увидим дальше, могут быть выражены и все основные характеристики ИТ. Приведем здесь закон электромагнитной индукции с введением параметра  $X$ . Для сечения магнитопровода имеем

$$\sqrt{S} = \frac{U\tau}{\Delta B X} = \frac{1}{X Y}; \quad S = \frac{1}{X^2 Y^2}, \quad (1-54)$$

где  $Y = \beta B/(U\tau)$  — величина, пропорциональная приращению индукции.

Для числа витков получаем

$$\omega = \frac{X}{\sqrt{S}} = X^2 Y. \quad (1-55)$$

Сечение магнитопроводов обратно пропорционально, а число витков прямо пропорционально  $X^2$ .

Величина  $Y$ , пропорциональная приращению индукции, может меняться в широких пределах. Наибольшее значение она будет иметь при предельных допустимых приращениях индукции, малом напряжении и малой длительности импульса. При больших напряжениях и длительностях импульса и малых приращениях индукции  $Y$  будет иметь малое значение.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ, ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И КОНСТРУКТИВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ИТ

#### 2-1. Установление фронта импульса

При проектировании ИТ наибольший интерес представляет форма выходного импульса в интервале времени  $0 < t < \tau$ . В пределах этого интервала в случае трансформации прямоугольного импульса можно рассматривать отдельно искажения, вносимые ИТ, на фронте и на вершине импульса.

Схема импульсного устройства, включающая в себя эквивалентную схему повышающего ИТ для режима установления фронта импульса, приведена на рис. 2-1, где  $L_s$  — индуктивность рассеяния;  $C_s$  — распределенная емкость;  $R_r$  — внутреннее сопротивление источника (генератора) импульсов и  $R_H$  — сопротивление нагрузки. Для относительно быстрых процессов установления фронта импульса влиянием ветви намагничивания  $L_\mu$  можно пренебречь.

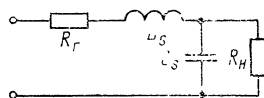


Рис. 2-1

Функция передачи для этой цепи при действии на вход ступенчатой э. д. с.

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{1}{p^2 L_s C_s + p \left( R_r C_s + \frac{L_s}{R_H} \right) + 1 + \frac{R_r}{R_H}}. \quad (2-1)$$

После преобразования и введения новой переменной — комплексной частоты

$$s = p \sqrt{\frac{L_s C_s}{1 + R_r/R_H}}, \quad (2-2)$$

функция передачи будет иметь вид:

$$\frac{U_2(s)}{U_1(s)} = \frac{R_H}{R_r + R_H} \frac{1}{s^2 + s \frac{1}{\sqrt{L_s C_s (1 + R_r/R_H)}} \left( \frac{L_s}{R_H} + R_r C_s \right) + 1}.$$

Согласно теореме подобия в операционном исчислении, введение новой переменной  $s$  (2-2) равносильно переходу к новой переменной во временной области:

$$T = \sqrt{\frac{1 + R_r/R_n}{L_s C_s}} t; \quad t = \sqrt{\frac{L_s C_s}{1 + R_r/R_n}} T. \quad (2-3)$$

При воздействии на вход цепи ступенчатой э. д. с. с амплитудой  $1 + (R_r/R_n)$ , т. е. при  $U_1(s) = (1 + R_r/R_n)/s$ , для изображения реакции цепи получим

$$U_2(s) = \frac{1}{s(s^2 + 2\sigma s + 1)}, \quad (2-4)$$

где коэффициент затухания

$$\begin{aligned} \sigma &= \frac{1}{2\sqrt{L_s C_s(1 + R_r/R_n)}} \left( \frac{L_s}{R_n} + R_r C_s \right) = \\ &= \frac{1}{2\sqrt{1 + R_r/R_n}} \left( \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} + R_r \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \right). \end{aligned} \quad (2-5)$$

Так как коэффициент согласования  $q$  (1-53) как отношение волнового сопротивления ИТ к сопротивлению нагрузки равен:

$$q = \frac{1}{R_n} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}},$$

то коэффициент затухания может быть записан в виде:

$$\sigma = \frac{1}{2\sqrt{1 + R_r/R_n}} \left( q + \frac{R_r}{qR_n} \right). \quad (2-6)$$

В выражение (2-4) входит единственный параметр — коэффициент затухания  $\sigma$ . Таким образом, при введении новой переменной — относительного времени  $T$  — переходная характеристика рассматриваемой цепи определяется полностью значением параметра  $\sigma$ .

Перейдем от изображения к оригиналу. Если  $\sigma < 1$ , то переходный процесс будет иметь характер затухающих колебаний:

$$U_2(T) = 1 - e^{-\sigma T} \left( \frac{\sigma}{\sqrt{1 - \sigma^2}} \sin \sqrt{1 - \sigma^2} T + \cos \sqrt{1 - \sigma^2} T \right). \quad (2-7)$$

При  $\sigma > 1$  получим аperiодическую переходную характеристику:

$$U_2(T) = 1 - e^{-\sigma T} \left( \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 - 1}} \operatorname{sh} \sqrt{\sigma^2 - 1} T + \operatorname{ch} \sqrt{\sigma^2 - 1} T \right). \quad (2-8)$$

На рис. 2-2 показаны функции (2-7) и (2-8) при различных значениях коэффициента затухания  $\sigma$ .

Для любого принятого значения  $\sigma$  по выражениям (2-7) и (2-8) можно определить все нужные данные установления фронта импульса. С практической точки зрения важно знать длительность фронта  $\tau_\phi$  и выброс напряжения на вершине фронта  $\delta U$ .

В качестве  $\tau_\phi$  обычно принимают время, в течение которого напряжение на нагрузке нарастает от 0,1 до 0,9 (или от 0,05 до 0,95) своего установившегося значения, т. е. время, в течение которого фронт имеет наибольшую крутизну.

На рис. 2-3 приводятся графики вычисленных по (2-7) и (2-8) значений длительности фронта  $T_\phi$  в относительных единицах в за-

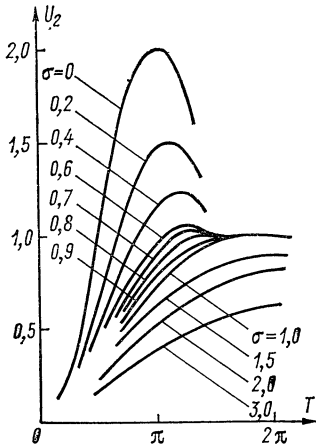


Рис. 2-2

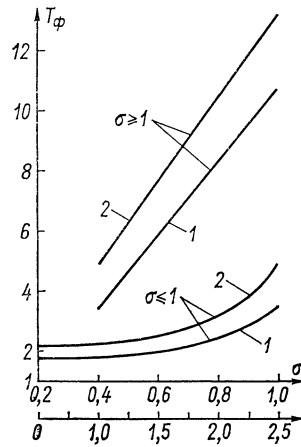


Рис. 2-3

висимости от параметра  $\sigma$ . На рис. 2-4 приводится график значений выброса напряжений  $\delta U$  при различных значениях  $\sigma$ . Кривые 1 относятся к определению  $\tau_\phi$  на уровне 0,1 и 0,9 установившегося напряжения нагрузки, а кривые 2 — на уровне 0,05 и 0,95.

Из кривых, приведенных на рис. 2-2, 2-3 и 2-4, видно, что с уменьшением  $\sigma$  длительность фронта импульса уменьшается, а выброс напряжения  $\delta U$  при  $\sigma < 1$  возрастает. Практический интерес представляют значения  $\sigma > 0,7$ , так как при меньших  $\sigma$  выброс превышает 0,05 амплитуды импульса. Для  $\sigma > 0,6$  график относительной длительности фронта можно с достаточной степенью точности представить следующей линейной зависимостью:

$$T_\phi = 4,76\sigma - 1,3. \quad (2-9)$$

Для получения минимальной длительности фронта импульса желательно коэффициент затухания  $\sigma_{\text{опт}}$  выбрать наименьшим допустимым по условию выброса напряжения на вершине фронта. Как будет видно далее, по конструктивным соображениям приходится часто принимать  $\sigma > \sigma_{\text{опт}}$ .



Исследуем связь между коэффициентом затухания  $\sigma$  и коэффициентом согласования  $q$ .

На рис. 2-5 приведены графики зависимостей коэффициента затухания  $\sigma$  от коэффициента согласования  $q$  для различных значений  $R_H/R_\Gamma$ .

При  $q_0 = \sqrt{R_H/R_\Gamma}$  параметр  $\sigma$  принимает минимальное значение

$$\sigma_{\min} = \frac{1}{\sqrt{1 + R_H/R_\Gamma}}. \quad (2-10)$$

Вблизи минимума значение  $\sigma$  изменяется слабо. Так, при отклонении  $q$  в 1,5 раза  $\sigma$  возрастает только на 10%. Для импульсного генератора с формирующей линией  $R_\Gamma = R_H$  и  $\sigma_{\min} = 1/\sqrt{2} = 0,707$ .

Следовательно, переходный процесс получается всегда хорошо демпфированным и выбросы напряжения на вершине импульса

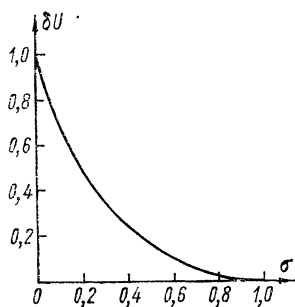


Рис. 2-4

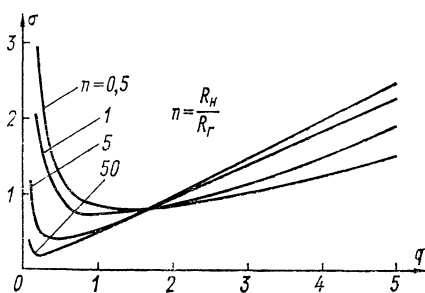


Рис. 2-5

практически отсутствуют, если учесть конечную длительность фронта входного импульса.

Для импульсного генератора с модуляторной лампой  $R_\Gamma < R_H$ ; при выборе коэффициента согласования  $q$  в пределах 0,2—1,4 значение  $\sigma$  оказывается меньше единицы и возможны значительные выбросы напряжения на вершине импульса.

Решая (2-6) относительно  $q$  для любых  $\sigma > \sigma_{\min}$ , получим два значения коэффициента согласования:

$$q_{1,2} = \sigma \sqrt{1 + R_\Gamma/R_H} \pm \sqrt{\sigma^2 (1 + R_\Gamma/R_H) - R_\Gamma/R_H}. \quad (2-11)$$

Из кривых рис. 2-5 видно, что одному значению коэффициента затухания соответствуют два значения коэффициента согласования и разница между  $q_1$  и  $q_2$  тем больше, чем больше  $\sigma$ . Выбор одного из двух значений коэффициента согласования следует произвести при определении высоты обмотки.

Рассмотрим случай относительно больших значений коэффициента затухания. Если  $\sigma > 1,3$ , а  $\sqrt{\sigma^2 - 1} T > 1,6$ , то, заменяя в выражении (2-8) гиперболические функции на экспоненциальные и с достаточной точностью принимая  $\sqrt{\sigma^2 - 1} = 6 \left(1 - \frac{1}{2\sigma^2}\right)$ , для выходного напряжения с учетом (2-4) получим следующее упрощенное выражение:

$$U_2(T) \approx 1 - 0,5 \left(1 + \frac{\sigma}{\sqrt{\sigma^2 - 1}}\right) e^{(\sqrt{\sigma^2 - 1} - \sigma)T} = \\ = 1 - \frac{\sigma^2 - 0,25}{\sigma^2 - 0,5} e^{-\frac{1}{2\sigma} \sqrt{\frac{1 + R_r/R_n}{L_s C_s}} T}. \quad (2-12)$$

Длительность переднего фронта, равная времени нарастания напряжения от 0,1 до 0,9 установившегося значения, в этом случае равна

$$\tau_\phi \approx 4,4\sigma \sqrt{\frac{L_s C_s}{(1 + R_r/R_n)}}. \quad (2-13)$$

Подставляя сюда значение  $\sigma$  из формулы (2-5), получим

$$\tau_\phi \approx \frac{2,2L_s}{R_r + R_n} \left(1 + \frac{R_r}{q^2 R_n}\right) = 2,2C_s \frac{R_r R_n}{R_r + R_n} \left(1 + \frac{q^2 R_n}{R_r}\right). \quad (2-14)$$

Если имеет место условие  $q^2 \gg R_r/R_n$ , то длительность фронта

$$\tau_\phi \approx 2,2 \frac{L_s}{R_r + R_n}. \quad (2-15)$$

Из этого выражения видно, что данный случай соответствует пренебрежению емкостью и учету только индуктивности рассеяния в эквивалентной схеме ИТ.

Если же  $q^2 \ll R_r/R_n$ , то длительность фронта

$$\tau_\phi \approx 2,2C_s \frac{R_r R_n}{R_r + R_n}. \quad (2-16)$$

Этот случай соответствует схеме замещения с учетом только распределенной емкости  $C_s$  и, следовательно, пренебрежению индуктивностью рассеяния ИТ.

Если нагрузка ИТ нелинейна и может быть представлена в виде диода со смещением, а напряжение смещения примерно равно амплитуде импульса, то сопротивление такой нагрузки при напряжениях, меньших напряжения смещения  $U_{см}$ , равно бесконечности. Поэтому при оценке времени, требуемого для нарастания на-

пряжения от нуля до  $U_2 = U_{cm}$ , в выражении (2-6) для коэффициента затухания следует приравнять нулю первое слагаемое так, что

$$\sigma = \frac{R_r}{2\sqrt{L_s C_s}}.$$

При  $U_2 > U_{cm}$  сопротивление нагрузки равно динамическому сопротивлению диода, коэффициент затухания возрастает, ограничивая выброс напряжения.

## 2.2. Условие обеспечения характеристик фронта импульса

Установим необходимые условия, выполнение которых позволит получить требуемые характеристики фронта. Прежде всего необходимо обеспечить принятый коэффициент согласования, который определяет затухание переходного процесса. В соответствии с (1-53), (1-55) коэффициент согласования

$$q = 120\pi d_0 \frac{\sqrt{\beta/(e\alpha)}}{R_H \gamma h S}. \quad (2-17)$$

Коэффициент обратно пропорционален объему стержня магнитопровода и приращению индукции. Принятый коэффициент согласования может быть обеспечен соответствующим выбором объема стержня или коэффициента высоты обмотки. Для получения малой высоты обмоток следует выбирать большие значения  $q$ , особенно при низком сопротивлении нагрузки. Выбор коэффициента согласования должен производиться не только по соображениям получения крутого фронта при отсутствии больших выбросов, но также с учетом получения приемлемых конструктивных характеристик: малой высоты обмоток и малого объема магнитопровода. Этот важный вопрос подробно рассматривается ниже.

Длительность фронта (в секундах) согласно (2-3) с учетом (1-51) выразится как

$$\tau_\phi = T_\phi \sqrt{\frac{L_s C_s}{1 + R_r/R_H}} = T_\phi \frac{k_1 X}{3 \cdot 10^8} \sqrt{\frac{e\alpha\beta}{1 + R_r/R_H}}. \quad (2-18)$$

Подстановка в эту формулу выражения (2-9) при  $\sigma > 0,6$  дает

$$\tau_\phi \approx (4,76\sigma - 1,3) \frac{k_1 X}{3 \cdot 10^8} \sqrt{\frac{e\alpha\beta}{1 + R_r/R_H}}. \quad (2-19)$$

Длительность фронта тем меньше, чем меньше значения  $\sigma$  и конструктивного параметра  $X$ . Для обеспечения заданной допу-

стимой длительности фронта  $\tau_{\text{ф. доп}}$  при выбранном значении  $\sigma$  конструктивный параметр должен удовлетворять условию

$$X \leq X_{\text{ф}} = \frac{3 \cdot 10^8 \tau_{\text{ф. доп}}}{k_1 T_{\text{ф}} \sqrt{\varepsilon \alpha \beta / (1 + R_r / R_n)}} = \frac{3 \cdot 10^8 \tau_{\text{ф. доп}}}{k_1 (4,76\sigma - 1,3) \sqrt{\varepsilon \alpha \beta / (1 + R_r / R_n)}}. \quad (2-20)$$

Для обеспечения заданной длительности фронта конструктивный параметр  $X$  не должен превосходить некоторого значения, определяемого в основном значением  $\sigma$ . Если  $q > q_0$  ( $q_0 = q$  соответствует  $\sigma_{\text{мин}}$ ), то функция  $\sigma(q)$  (рис. 2-5) может быть представлена приближенно линейной зависимостью  $\sigma = a_0 + a_1 q$ . В случае  $R_r = R_m$  интерполяция дает  $a_0 = 0,27$ ;  $a_1 = 0,31$ , так что

$$\sigma = 0,27 + 0,31q \quad (q > 1,2q_0). \quad (2-21)$$

Для ИТ с формирующей цепью условие (2-20) запишется как

$$X \leq X_{\text{ф}} = \frac{2,03 \cdot 10^8 \tau_{\text{ф. доп}}}{q k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta / 2}}. \quad (2-22)$$

Для ИГ с модуляторной лампой ( $R_r < R_n$ ) та же интерполяция дает

$$\sigma = \frac{1}{2 \sqrt{1 + R_r / R_n}} (0,76 \sqrt{R_r / R_n} + 0,87q). \quad (2-23)$$

Условие обеспечения допустимой длительности фронта в данном случае:

$$X \leq X_{\text{ф}} \approx \frac{1,5 \cdot 10^8 \tau_{\text{ф. доп}} (1 + R_r / R_n)}{q k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta / (1 + R_r / R_n)}}. \quad (2-24)$$

Как видно из условий (2-22) и (2-24), с одной стороны, и из соотношений (2-18) и (2-19) — с другой, определение величины  $X$ , исходя из длительности фронта, тесно связано с выбором коэффициента согласования.

Остановимся на случае больших значений коэффициентов  $\sigma$  и  $q$ , равносильном, как было показано, пренебрежению емкостью ИТ. Длительность фронта здесь определяется формулой (2-15); подставляя в нее значение индуктивности из (1-49), имеем

$$\tau_{\text{ф}} = \frac{8,8\pi \cdot 10^{-7} k_1 \beta d X}{(1 + R_r / R_n) R h S Y}. \quad (2-25)$$

Для обеспечения заданной допустимой длительности фронта в данном случае необходимо выполнение условия

$$X \leq X_{\text{ф}} = \frac{10^7 (1 + R_r / R_n) R \tau_{\text{ф. доп}} h S Y}{8,8\pi k_1 \beta d}. \quad (2-26)$$

Выполнение этого условия для некоторого значения  $X$  может быть достигнуто увеличением объема стержня магнитопровода.

### 2.3. Спад вершины импульса

После установления фронта импульса, т. е. после заряда определенной емкости  $C_s$  и установления тока в индуктивности рассеяния  $L_s$ , начинает проявляться действие намагничивающей индуктивности  $L_\mu$ . Постепенное нарастание намагничивающего тока ИТ приводит к дополнительному падению напряжения во внутреннем сопротивлении генератора  $R_\Gamma$  и к относительно медленному спаду вершины выходного импульса. Для определения спада можно использовать приближенную схему замещения, представленную на рис. 2-6. Влиянием  $L_s$  и  $C_s$  можно пренебречь. При действии на вход этой схемы ступенчатой э. д. с. с амплитудой  $1 + R_\Gamma/R_H$  изображение реакции цепи

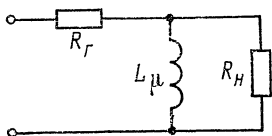


Рис. 2-6

$$U_2(p) = \left( p + \frac{R_\Gamma R_H}{L_\mu (R_\Gamma + R_H)} \right)^{-1}.$$

Соответствующая реакция цепи будет

$$U_2(t) = e^{-\frac{R_\Gamma R_H}{L_\mu (R_\Gamma + R_H)} t}.$$

Так как обычно допустимый относительный спад не превосходит 10% амплитуды импульса, то, разлагая экспоненту в степенной ряд и ограничиваясь двумя первыми членами ряда, максимальный спад вершины при  $t = \tau$  можем с достаточной точностью представить как

$$\Delta U = 1 - e^{-\frac{R_\Gamma R_H}{L_\mu (R_\Gamma + R_H)} t} \approx \frac{\tau}{T_{\text{сп}}}, \quad (2-27)$$

где

$$T_{\text{сп}} = \frac{L_\mu (R_\Gamma + R_H)}{R_\Gamma R_H} \quad (2-28)$$

— постоянная времени спада.

Подставляя в (2-27) значение индуктивности намагничивания (1-50), получим

$$\Delta U = \frac{\tau I R_\Gamma}{\mu_0 X^2 (1 + R_\Gamma/R_H)}. \quad (2-29)$$

Относительный спад вершины пропорционален сопротивлению ИГ, длительности импульса и средней длине магнитной цепи; обратно пропорционален магнитной проницаемости сердечника и квадрату конструктивного параметра  $X$ . Для обеспечения заданного допустимого спада вершины импульса необходимо выполнение условия

$$X \geq X_{\text{сп}} = \sqrt{\frac{l \tau R_\Gamma}{\mu_0 (1 + R_\Gamma/R_H) \Delta U}}. \quad (2-30)$$

Из сравнения (2-18) с (2-29) следует, что условия обеспечения требуемой длительности фронта и требуемого спада вершины импульса противоречат друг другу: если для уменьшения длительности фронта требуется малое  $X$ , то для получения малого спада вершины импульса необходимо наибольшее  $X$ .

#### 2-4. Срез импульса и обратное напряжение

После прохождения импульса ( $t > \tau$ ) будет происходить рассеяние энергии, запасенной в индуктивности намагничивания, индуктивности рассеяния и распределенной емкости трансформатора (в соответствующих магнитных и электрических полях).

Основной процесс состоит в появлении обратного напряжения. Если действие приложенного к трансформатору импульса связано с нарастанием индукции и намагничивающего тока, то после окончания импульса спад индукции и намагничивающего тока приводит к появлению напряжения обратного знака. Это напряжение пропорционально скорости спада индукции или намагничивающего

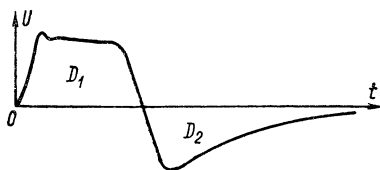


Рис. 2-7

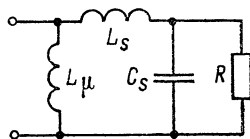


Рис. 2-8

тока. Так как за период действия одного импульса индукция сначала нарастает, а затем, спадая, возвращается к исходному значению, то

$$\int_0^T U(t) dt = \int_{B(0)}^{B(T)} \omega S dB = 0,$$

т. е. площадь, ограниченная кривой напряжения, должна быть равна нулю; следовательно, должно существовать обратное напряжение с площадью  $D_2$ , равной площади  $D_1$  выходного импульса (рис. 2-7).

На рис. 2-8 приведена эквивалентная схема для определения обратного напряжения в случае питания ИТ от лампового ИГ, когда цепь ИГ после окончания импульса можно считать полностью отключенной. Здесь  $R$  учитывает сопротивление нагрузки и эквивалентное сопротивление потерь на вихревые токи, в  $L_\mu$  и  $L_s$  протекают токи  $i_\mu$  и  $i_n$ , а на емкости  $C_s$  падение напряжения равно  $U$ .

Если учесть, что  $L_\mu \gg L_s$  и  $I_\mu = U\tau/L_\mu$ , то для изображения напряжения на нагрузке получим

$$U(p) = U \frac{p - \frac{1}{L_\mu C_s} \left( \tau - \frac{L_s}{R} \right)}{p^2 + p \frac{1}{RC_s} + \frac{1}{L_\mu C_s}}. \quad (2-31)$$

Так как длительность импульса  $\tau \gg L_s/R$ , то вторым членом в скобках, учитывающим влияние индуктивности рассеяния ИТ, можно пренебречь и считать, что

$$U(p) = U \frac{p - \frac{\tau}{L_\mu C_s}}{p^2 + p \frac{1}{RC_s} + \frac{1}{L_\mu C_s}}. \quad (2-32)$$

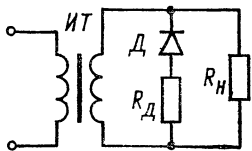


Рис. 2-9

Обычно требуется, чтобы амплитуда обратного напряжения не превосходила некоторого небольшого значения. Для этого переходный процесс должен быть хорошо демпфированным. Если  $\sqrt{L_\mu/C_s} > 3R$ , то корни характеристического уравнения (2-32) можно приближенно представить как  $p_1 \approx -R/L_\mu$ ,  $p_2 \approx -1/(RC_s)$  и напряжение на нагрузке будет

$$U(t) = U \frac{\tau R}{L_\mu} \left[ \left(1 - \frac{L_\mu}{\tau R}\right) e^{-\frac{t}{RC_s}} - \left(1 + \frac{RC_s}{\tau}\right) e^{-\frac{Rt}{L_\mu}} \right]. \quad (2-33)$$

Первое слагаемое в этом выражении определяет скорость спада напряжения на нагрузке — срез импульса, а второе слагаемое — скорость спада обратного напряжения.

Для уменьшения амплитуды обратного напряжения (при этом увеличивается длительность действия обратного напряжения) необходимо, чтобы отношение  $L_\mu/R$  было максимальным, т. е. следует выбирать по возможности наибольшую индуктивность намагничивания (т. е. величину  $X$ ) и обеспечивать малое сопротивление  $R$ . Предельное допустимое значение  $L_\mu$  ограничивается условиями установления фронта импульса. Поэтому основной мерой уменьшения амплитуды обратного импульса является применение малых  $R$ . При больших сопротивлениях нагрузки или при нелинейной нагрузке типа диода со смещением требуется включение на выходе ИТ малых добавочных сопротивлений  $R_Д$  с последовательно включенным срезающим диодом (рис. 2-9). Номинальный импульсный ток отсекающего диода должен быть равен намагничивающему току ИТ.

В случае питания ИТ от генератора с формирующей цепью процессы усложняются. Так как тиратроны генератора при  $t > \tau$  некоторое время остаются открытыми, к ИТ окажется присоединенной последовательно с тиратронами также ветвь формирующей

цепи. Точный анализ процессов в такой цепи затруднен. Но независимо от характера процессов необходимо ограничивать обратное напряжение. Для этого следует иметь малое сопротивление, соединенное параллельно с ИТ при  $t > \tau$ , что достигается установкой на его выходе отсекающих диодов. При малом сопротивлении диодов ток, ответвляющейся в формирующую цепь, будет невелик и процессы при  $t > \tau$  приближенно будут описываться приведенными выше соотношениями.

## 2-5. Коэффициент передачи энергии

**Составляющие потерь энергии.** В процессе трансформации не вся энергия подведенного импульса за интервал времени  $0 < t < \tau$  передается нагрузке. Часть энергии преобразуется в тепло в проводе обмоток при прохождении тока нагрузки и в листах стали магнитопровода при замыкании по ним вихревых токов. Другая часть энергии запасается в магнитном поле магнитопровода, в магнитном поле потоков рассеяния и в электрическом поле обмоток; иначе говоря, в индуктивности намагничивания, индуктивности рассеяния и распределенной емкости эквивалентной схемы ИТ.

После прохождения импульса при  $t > \tau$  запасенная энергия (в зависимости от характера нагрузки) частично передается нагрузке, а частично также преобразуется в тепло. В большинстве случаев интерес представляет энергия  $W_n$ , переданная нагрузке в интервале  $0 < t < \tau$ . Коэффициентом передачи энергии ИТ будем называть отношение энергии  $W_n$ , переданной нагрузке к моменту  $t = \tau$ , к подведенной энергии

$$\psi = W_n / W,$$

где  $W = U^2 \tau / R$  — энергия идеального прямоугольного импульса, подведенного к первичной обмотке ИТ.

Выразим коэффициент передачи энергии через абсолютное  $W_\Sigma$  и относительное  $W_{\Sigma*}$  значения суммарной энергии потерь и энергии, запасенной в ИТ в конце импульса:

$$\psi = \frac{W - W_\Sigma}{W} = 1 - W_{\Sigma*}. \quad (2-34)$$

Для получения высокого значения коэффициента передачи энергии необходим такой выбор конструктивных параметров ИТ, который обеспечит по возможности минимальные потери и минимальную запасенную энергию.

Прежде чем переходить к выводу выражений потерь и запасенной в ИТ энергии, установим оптимальные соотношения для следующей функции переменной  $y$ :

$$z = \lambda_1 y^n + \lambda_2 / y^m, \quad (2-35)$$

где  $\lambda_1, \lambda_2$  — постоянные;  $m, n$  — положительные целые числа.



Приравнивая первую производную нулю:

$$z' = n\lambda_1 y^{n-1} - m\lambda_2 y^{-(m+1)} = 0,$$

получаем значение переменной  $y_0$ , при котором функция минимальна:

$$y_0 = [m\lambda_2 / (n\lambda_1)]^{1/(m+n)}. \quad (2-36)$$

При этом

$$z_{\text{мин}} = \lambda_1 y_0^n + \lambda_2 / y_0^m = \lambda_1 y_0^n (1 + n/m). \quad (2-37)$$

Отсюда видно, что отношение слагаемых (второго к первому) рассматриваемой функции при  $y = y_0$  равно отношению степеней  $n/m$ .

Рассмотрим изменение относительного значения функции  $z_* = z/z_{\text{мин}}$  в зависимости от относительного значения переменной  $y_* = y/y_0$ . Из (2-35) получаем

$$z_* = \frac{1}{z_{\text{мин}}} [(\lambda_1 y_0^n y_*^n + \lambda_2 / (y_0^m y_*^m))].$$

Подставляя сюда значения  $y_0$  и  $z_{\text{мин}}$ , имеем

$$z_* = \frac{1}{1 + m/n} \left( \frac{m}{n} y_*^n + \frac{1}{y_*^m} \right). \quad (2-38)$$

Отсюда следует, что при произвольном значении  $y_*$  отношение второго слагаемого к первому для рассматриваемой функции изменяется как  $n/(m y_*^{m+n})$ .

Приведенные здесь зависимости используются ниже при рассмотрении оптимальных соотношений.

**Потери энергии в ИТ в интервале действия импульса.** Потери энергии в ИТ в интервале  $0 < t < \tau$  складываются из потерь в магнитопроводе от вихревых токов и потерь в проводах обмоток от рабочего импульсного тока. Для коротких импульсов необходимо учитывать поверхностный эффект в проводах и эффект близости.

Эффективная глубина проникновения импульсного тока может быть с достаточной точностью принята равной эффективной глубине проникновения синусоидального тока с частотой  $f = 1/(2\tau)$ :

$$\Delta = 0,0662 \frac{1}{\sqrt{f}}.$$

Эффект близости учитывается коэффициентом близости  $k_6$ , выбираемым в пределах 1,5—2,5. Меньшие значения принимаются для обмоток с увеличенным расстоянием между витками, а большие значения — для обмоток «виток к витку», с малой толщиной изоляции проводов.

Мощность потерь в медном проводе круглого сечения диаметром  $D$  с удельным сопротивлением  $\rho_m$  и длиной  $l_m$  при прохождении

импульсного тока  $I$  длительностью  $\tau$  и частотой следования импульсов  $F$  можно представить [10] как

$$P_M = I^2 \rho_M \frac{l_M}{\pi D \Delta} \tau F k_6 = I_d^2 \frac{4 \rho_M l_M}{\pi D^2},$$

где  $I_d$  — действующее значение импульсного тока.

Отсюда

$$I_d = \frac{1}{2} I \sqrt{k_6 \tau F \frac{D}{\Delta}}. \quad (2-39)$$

Принимая допустимые плотности токов в первичной и вторичной обмотках ИТ одинаковыми и полагая длину обмотки равной  $g\omega$ , для потерь энергии в проводах будем иметь:

$$W_M = 2I^2 \rho_M g_{\text{ср}} \omega \frac{k_6 \tau}{\pi D \Delta}. \quad (2-40)$$

При относительно длинных импульсах и проводах малого диаметра, когда поверхностный эффект незначителен, можно принимать  $\Delta = D/4$ . Заменяя в (2-40) периметр  $g_{\text{ср}}$  согласно (1-42) и относя  $W_M$  к энергии подведенного импульса  $W$ , получим относительные потери энергии в проводах обмоток

$$W_{M*} = \frac{W_M}{W} = \frac{2 \rho_M k_6 k_1 X}{\pi D \Delta R}. \quad (2-41)$$

Относительные потери энергии в проводах обмоток пропорциональны конструктивному параметру  $X$ .

Потери энергии на вихревые токи можно определить, пользуясь выражением (1-17), приведенным в первой главе:

$$W_B = P_B \tau = \frac{\delta^2 l_c \tau U^2}{12 \rho_c X^2},$$

где  $\rho_c$  — удельное сопротивление листовой стали.

Относительные потери энергии на вихревые токи

$$W_{B*} = \frac{W_B}{W} = \frac{\delta^2 l_c R}{12 \rho_c X^2} \quad (2-42)$$

обратно пропорциональны квадрату конструктивного параметра  $X$ .

Результирующие относительные потери энергии в интервале  $0 < t < \tau$

$$W_{M*} + W_{B*} = 2 \rho_M \frac{k_6 k_1}{\pi D \Delta R} X + \frac{\delta^2 l_c R}{12 \rho_c X^2}. \quad (2-43)$$

При воздействии коротких импульсов потери энергии на вихревые токи в ИТ значительно превосходят потери в проводах обмоток. При больших длительностях импульсов потери в проводах становятся сравнимыми с потерями на вихревые токи.

**Энергия, запасаемая в обмотках и магнитопроводе ИТ.** Запасанная энергия в индуктивности рассеяния и в распределенной емкости заканчивается за время установления фронта импульса. Суммарная энергия, запасаемая в обмотках,

$$W_{об} = \frac{L_s I^2}{2} + \frac{C_s U^2}{2}.$$

Суммарная относительная энергия, запасаемая в обмотках,

$$W_{об*} = \frac{R_H}{U^2 \tau} \left( \frac{L_s I^2}{2} + \frac{C_s U^2}{2} \right) = \frac{1}{2\tau} \left( \frac{L_s}{R_H} + C_s R_H \right).$$

Преобразуя и учитывая формулу (1-51), получим

$$W_{об*} = \frac{\sqrt{L_s C_s}}{2\tau} + \left( \frac{\sqrt{L_s/C_s}}{R_H} + \frac{R_H}{\sqrt{L_s/C_s}} \right) = \frac{k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta} X}{6 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right). \quad (2-44)$$

Запасаемая в обмотках энергия пропорциональна конструктивному параметру  $X$  и зависит от коэффициента согласования.

Минимальное значение запасаемой энергии в обмотках ИТ достигается, согласно (2-44), при коэффициенте согласования  $q = 1$ ; относительное значение энергии

$$W_{об* \text{ мин}} = \frac{k_1 X}{3 \cdot 10^8 \tau} \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}. \quad (2-45)$$

Условие  $q = 1$  соответствует режиму полного согласования, т. е. равенству волнового сопротивления ИТ и нагрузочного сопротивления. На практике это условие не всегда выполнимо, так что коэффициент согласования, представляющий собой отношение волнового сопротивления ИТ к нагрузочному сопротивлению, может отличаться от единицы.

Исследуем изменение энергии, запасенной в индуктивности рассеяния и в распределенной емкости обмоток при отступлении от условия (2-38). Если отношение рассматриваемой величины к ее минимальному значению обозначить через  $\psi_{*1}$ , то, согласно выражению (2-38) и равенству  $m = n = 1$ , будем иметь

$$\psi_{*1} = W_{об*} / W_{об* \text{ мин}} = 0,5 (q + 1/q). \quad (2-46)$$

При  $q$ , равном 0,5 и 2 (т. е. при отступлении от оптимального соотношения вдвое в ту или другую сторону), относительная энергия  $W_{об*} = 1,25$ , т. е. возрастает всего на 25%. С энергетической точки зрения вполне допустимы отступления от  $q = 1$  в 2—2,5 раза.

Из соотношений (2-45) и (2-46) следует, что запасенную энергию можно представить как

$$W_{об*} = \psi_{*1} W_{об* \text{ мин}} = \frac{k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{6 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right). \quad (2-47)$$

Как увидим дальше, могут встретиться случаи, когда по конструктивным соображениям приходится принимать степень согласования значительно отличающейся от единицы — оптимального значения. Если принято  $q \geq 2,5 \div 3$ , то  $W_c \leq (0,13 \div 0,11) W_L$ , так что энергией в емкости обмоток можно пренебречь. В этом случае энергия, запасенная в обмотках, может быть приравнена энергии, запасенной в индуктивности рассеяния. Аналогично при  $q \leq 0,4 \div 0,3$  можно пренебрегать энергией в индуктивности рассеяния и, следовательно, энергию обмоток приравнивать энергии, запасенной в емкости. Для этих обоих крайних случаев можно применять выражение для энергии (2-46), если принимать  $\psi_{*1} = 0,5 q$  при  $q \gg 1$  и  $\psi_{*1} = 0,5/q$  при  $q \ll 1$ .

Энергия, запасенная в индуктивности намагничивания к концу импульса, отнесенная к энергии подведенного к ИТ импульса,

$$W_{*\mu} = \frac{W_\mu}{W} = \frac{L_\mu i_\mu^2}{2W} = \frac{R\tau}{2L_\mu}. \quad (2-48)$$

Подставив сюда индуктивность намагничивания из (1-50), имеем

$$W_{*\mu} = \frac{10^7}{8\pi} \frac{IR\tau}{\mu_3 \mu_3 X^2}. \quad (2-49)$$

Относительная энергия, запасенная в магнитном поле магнитопровода, обратно пропорциональна конструктивному параметру  $X$ .

Суммарная относительная энергия, запасаемая в ИТ к концу импульса,

$$W_* = W_{об*} + W_{*\mu} = \left(q + \frac{1}{q}\right) \frac{k_1 X}{6 \cdot 10^{2\tau}} \sqrt{\varepsilon\alpha\beta} + \frac{10^7}{8\pi} \frac{IR\tau}{\mu_3 X^2} \quad (2-50)$$

является функцией конструктивного параметра  $X$ . Определим этот параметр из условия минимума энергии, запасенной в ИТ (2-36). Принимая во внимание, что в данном случае  $n = 1$ ,  $m = 2$ , находим

$$X_1 = 0,78 \cdot 10^5 \sqrt[3]{\frac{l\tau^2 R}{\mu_3 k_1 (q + 1/q) \sqrt{\varepsilon\alpha\beta}}}. \quad (2-51)$$

Оптимальное по условиям запасаемой в ИТ энергии значение  $X$  не зависит от приращения индукции. Для его определения необходима оценка средней длины магнитной цепи и значения эффективной магнитной проницаемости.

При  $X = X_1$  энергия, запасенная в магнитопроводе, равна половине энергии, запасенной в обмотках. Минимальное значение энергии, согласно (2-50) и (2-36),

$$W_{*мин} = 1,96 \cdot 10^{-4} \sqrt[3]{k_1^2 l R \varepsilon \alpha \beta (q + 1/q)^2}. \quad (2-52)$$

Обозначим безразмерные отношения:  $x = X/X_1$ ;  $\psi = W_*/W_{* \text{ мин}}$ . Тогда, согласно (2-50) и (2-36),

$$\psi = \frac{1}{3}(2x + 1/x^2). \quad (2-53)$$

При отступлении от  $X_1$  в довольно широких пределах запасаемая энергия возрастает незначительно (при изменении  $X$  в пределах от 0,6 до 1,8 ее возрастание не превышает 30%). При этом отношение второго и первого слагаемых — энергий, запасенных в магнитопроводе и в обмотках, — изменяется пропорционально  $1/(2X_1^3)$ , т. е. в широких пределах.

**Условие максимума коэффициента передачи энергии и мощности потерь энергии в ИТ.** Максимум коэффициента передачи энергии будет достигаться при минимуме суммарных значений потерь и запасенной энергии.

Сумма относительных значений потерь и запасенной энергии за один импульс составит, согласно (2-43) и (2-50),

$$W_{\Sigma*} = \left( \frac{2\rho_M k_6}{\pi D \Delta R} + \frac{(q + 1/q) \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{6 \cdot 10^8 \tau} \right) k_1 X + \left( \frac{\delta^2 l R}{12 \rho_c} + \frac{10^7 \tau}{8 \pi \mu_0} \right) \frac{l R}{X^2} = \lambda_1 X + \lambda_2 / X^2, \quad (2-54)$$

где  $\lambda_1$  и  $\lambda_2$  — коэффициенты при  $X$  и  $X^{-2}$  соответственно.

Первое слагаемое представляет собой потери и запасаемую энергию в обмотках, а второе слагаемое — потери и запасаемую энергию в магнитопроводе. Характер зависимости суммарной энергии от  $X$  получается таким же, как и для рассмотренной уже общей запасенной энергии. Минимум (2-54) будет иметь место при  $X_2 = (\lambda_2 / \lambda_1)^{1/3}$ ; минимальная энергия

$$W_{\Sigma* \text{ мин}} = 1,89 \lambda_1^{2/3} \lambda_2^{1/3}.$$

Относительное изменение суммарной энергии при отклонении от оптимальных условий будет одинаковым с изменением запасенной энергии; как было показано в предыдущем параграфе, без существенного увеличения запасенной энергии можно допускать отступления от оптимального условия в 1,5—2 раза.

Для расчетов теплового режима ИТ необходимо знать энергию, выделяемую в виде тепла в самом трансформаторе. Кроме потерь в меди и на вихревые токи в интервале  $0 < t < \tau$ , часть энергии, запасенной в ИТ, после прохождения импульса также преобразуется в тепло в самом трансформаторе. Прежде всего при спаде приращения индукции в магнитопроводе от максимального значения до нуля имеют место потери на вихревые токи в магнитопроводе. Если приближенно считать, что обратное напряжение, появляющееся при  $t > \tau$ , имеет прямоугольную форму с амплитудой  $U_{обр}$ ,

то относительные потери на вихревые токи за один импульс в соответствии с (2-42) составят

$$W_{в. обр} = \frac{\delta^2 l R}{12 \rho_c X^2} \left( \frac{U_{обр}}{U} \right)^2. \quad (2-55)$$

Далее часть запасенной энергии будет рассеиваться в самом ИТ из-за того, что его схема кроме реактивных параметров имеет и активные: сопротивление меди обмоток  $R_m$  и эквивалентное сопротивление потерь на вихревые токи при спаде потока. Последнее, согласно (1-13), может быть приближенно представлено как

$$R'_B = 12 \rho_c \delta^2 l / X.$$

Коэффициент рассеяния запасенной в самом ИТ энергии может быть примерно представлен следующим образом:

$$k_p = \frac{R_m}{R'} + \frac{R'}{R'_B}, \quad (2-56)$$

где  $R'$  — эквивалентное сопротивление, на которое включен ИТ при  $t > \tau$ .

Таким образом, общие относительные потери энергии в самом ИТ можно записать в виде

$$W_{п*} = M_{м*} + W_{в*} + W_{в. обр*} + k_p W_{*}. \quad (2-57)$$

Слагаемые этой формулы даются выражениями (1-17), (2-41) и (2-55). Соответствующая мощность потерь энергии в ИТ

$$P_{п} = W_{п*} P = W_{п*} U^2 / R. \quad (2-58)$$

## 2-6. Выбор оптимального значения конструктивного параметра

Значение конструктивного параметра будем называть оптимальным, если оно наилучшим образом удовлетворяет всем важнейшим конкретным требованиям.

Выбор оптимального значения параметра должен производиться в результате комплексного рассмотрения всех требований к главным характеристикам: форме трансформируемого импульса, длительности фронта и спаду вершины импульса, коэффициенту передачи мощности, объему и массе ИТ.

Назначение ИТ и соответственно требования к их основным характеристикам могут быть различными: к одним характеристикам — более жесткие, к другим — умеренные. Обычно довольно жесткие требования предъявляются к искажениям формы трансформируемого импульса. В некоторых случаях бывает важным также иметь ИТ по возможности малой массы. Перед началом расчетов следует четко разграничивать основные и второстепенные требования.

В зависимости от номинальных данных ИТ и требований к характеристикам, а также данных материалов могут встретиться два

случая: 1) основные требования к характеристикам удается выполнить; 2) требования к некоторым характеристикам не выполняются, так что оказывается необходимым принимать компромиссное решение.

Приведенные в этой главе соображения об условиях получения тех или иных характеристик позволяют наметить примерный порядок расчета и выбора основных параметров ИТ. Будем предполагать, что в соответствии с постановкой большинства задач проектирования достаточно жесткие требования предъявляются к форме трансформируемого импульса.

1. Определяется минимальное допустимое значение конструктивного параметра, которое равно значению  $X_{\text{сп}}$ , обеспечивающему заданный допустимый относительный спад вершины импульса. Для вычисления  $X_{\text{сп}}$  по формуле (2-30) следует оценить эффективную магнитную проницаемость по импульсной характеристике стали магнитопровода с учетом влияния вихревых токов в листах стали и ожидаемую среднюю длину магнитной цепи. При некотором опыте проектирования ИТ это нетрудно сделать.

2. Производится оценка максимального допустимого значения  $X$ , которое определяется значением  $X_{\text{ф}}$  (2-20), обеспечивающим заданную допустимую длительность фронта и зависящим в основном от коэффициента затухания  $\sigma$ . Наибольшим  $X_{\text{ф}}$  будет при выборе минимального допустимого по условиям выброса значения  $\sigma \approx 0,6 \div 0,7$ .

В большинстве случаев расчета ИТ выполняется условие  $X_{\text{ф}} > X_{\text{сп}}$ , т. е. значение конструктивного параметра, обеспечивающее заданную длительность фронта, превышает то его значение, которое обеспечивает допустимый спад вершины импульса. Значение конструктивного параметра, принятое за расчетное из условия выполнения неравенств  $X_{\text{ф}} \geq X \geq X_{\text{сп}}$ , будет давать характеристики с запасом по длительности фронта или по спаду вершины импульса в зависимости от того, к какому из предельных значений ближе  $X$ .

Но выбор  $X$  должен производиться также с учетом других характеристик. Как правило, энергетические характеристики не являются критическими или особо важными. Более существенным является требование небольшого объема магнитопровода. Для выполнения этого требования необходимо: а) выбирать значение конструктивного параметра  $X \approx X_{\text{сп}}$ , т. е. по нижнему его пределу; б) принимать увеличенное значение коэффициента согласования, при котором еще удовлетворяется требование к длительности фронта. При этом почти полностью устраняется запас по длительности фронта, обусловленный выбором минимального допустимого значения конструктивного параметра.

3. При выборе расчетного значения  $X$ , обеспечивающего допустимое искажение формы импульса при одновременном достижении малого объема магнитопровода, принимаются во внимание следующие моменты.

Объем магнитопровода в первом приближении можно характеризовать объемом активной части стержня, равным произведению его сечения и высоты обмотки. В соответствии с выражениями (1-44) и (1-54) эта величина может быть представлена как

$$hS = k_2 \omega S = k_2 / Y. \quad (2-59)$$

Для снижения величины  $hS$  при выбранном значении  $Y$  следует принимать меньшие значения коэффициента высоты. Согласно (2-17) коэффициент высоты обмоток

$$k_2 = \frac{120\pi d}{qR} \sqrt{\beta / (\alpha \varepsilon)} \quad (2-60)$$

обратно пропорционален коэффициенту согласования  $q$ . Для уменьшения объема сердечника желательно принимать большие значения  $q$  и минимальное возможное расстояние между слоями обмоток. Приближенную связь между допустимым по условиям фронта конструктивным параметром и коэффициентом согласования при питании от ИГ с формирующей цепью можно найти из (2-22):

$$q \leq \frac{2,03 \cdot 10^8 \tau_{\text{ф. доп}}}{k_1 X_{\text{ф}} \sqrt{\varepsilon \alpha \beta / 2}}. \quad (2-61)$$

Аналогичное выражение легко получить для ИГ с модуляторной лампой после линейного представления правой ветви соответствующей функции  $\sigma(q)$ .

4. Коэффициент согласования и соответствующий ему коэффициент высоты обмотки (2-60) должны быть откорректированы по условию размещения витков первичной и вторичной обмоток, для чего должно удовлетворяться равенство (1-46). Необходимо стремиться к минимальному коэффициенту высоты, который достигается при числе параллельных проводов, равном единице:

$$k_2'_{\text{мин}} = \frac{D_1}{n\nu_1}; \quad k_2''_{\text{мин}} = \frac{D_2}{\nu}. \quad (2-62)$$

Из двух коэффициентов высоты, выражающих условия размещения обмоток высшего и низшего напряжения, принимается больший. Другой, меньший коэффициент должен быть увеличен и доведен до значения принятого коэффициента за счет применения параллельного соединения проводов и изменения их диаметра. Уменьшить коэффициент  $k_2$  можно, как видно из (2-62), путем увеличения числа слоев обмоток. Как указывалось, изменение числа слоев очень мало влияет на коэффициент согласования и длительность фронта. Чрезмерное увеличение числа слоев может оказаться неприемлемым по технологическим соображениям из-за возрастания числа соединений отдельных слоев. Поэтому следует выбрать такое число слоев, которое оказалось бы приемлемым по условию



достижения малого коэффициента высоты, по условиям размещения витков обмоток и по технологическим соображениям. При этом, конечно, должен быть обеспечен допустимый по требованиям фронта коэффициент согласования. Следует отметить, что выбор коэффициента высоты является весьма ответственным и решать его нужно путем рассмотрения ряда вариантов.

5. Если же  $X_{\phi} < X_{сп}$ , то одновременно оба требования к форме импульса не могут быть выполнены. Выходом в данной ситуации может явиться применение специальной корректирующей цепи [17], которая существенно уменьшает спад вершины импульса и позволяет вести расчеты ИТ с допущением большего спада и, следовательно, меньшего  $X_{сп}$ .

6. Определяется по формуле (2-51) оптимальное по энергетическому условию значение конструктивного параметра  $X_3$ . Имея данные о величинах  $q$ ,  $X$ , обеспечивающих допустимое искажение формы импульса, можно предварительно уточнить среднюю длину магнитной цепи, входящую в (2-51). Как указывалось в § 2-5, вполне допустим выбор конструктивного параметра  $X$ , отличающегося от  $X_3$  в 2—2,5 раза, без существенного снижения коэффициента передачи мощности. Разумеется, желательно, чтобы окончательно выбранное значение конструктивного параметра удовлетворяло неравенствам  $0,4 X_3 \leq X \leq 2,5 X_3$ .

## **2-7. Выбор приращения индукции и конструктивные характеристики ИТ**

После того как принято значение параметра  $X$ , необходимо выбрать параметр  $Y$ , определяемый приращением индукции. Он может принимать любые значения в пределах  $Y_{\max} > Y > 0$ .

Наибольшее возможное значение  $Y$  определяется максимальным допустимым по условиям насыщения стали магнитопровода приращением индукции с учетом вихревых токов. При высоком напряжении и большой длительности импульса  $Y_{\max}$  получается малым, поэтому за расчетное приращение индукции, как правило, следует принимать  $\Delta B_{\max}$ . Но при невысоких напряжениях и малых длительностях  $Y_{\max}$  получается значительным. Приемлемое же значение должно быть  $Y < Y_{\max}$ , так что здесь требуется обоснованный выбор  $Y$ .

Величина  $Y$  оказывает существенное влияние на соотношение между объемами магнитопровода и обмоток и, следовательно, на объем и массу ИТ, поскольку согласно (1-54) и (1-55) сечение магнитопровода обратно пропорционально квадрату  $Y$ , а число витков — прямо пропорционально  $Y$ .

Выбор наиболее приемлемого  $Y$  можно произвести сравнением вариантов конструктивных данных, найденных для нескольких значений  $Y$ . При этом основные конструктивные данные — сечение магнитопровода, число витков и высота обмоток — при предварительно выбранных значениях  $X$  и  $k_2$  определяются предельно

просто из соотношений, которые для удобства приведем здесь еще раз:

$$S = 1/(Y^2 X^2); \quad \omega = Y X^2; \quad h = k_2 \omega = k_2 Y X^2. \quad (2-63)$$

Желательно оценить те границы, в которые следует задавать значения  $Y$ . Оценку границ изменения  $Y$  в первую очередь следует произвести по соображениям приемлемого отношения высоты и ширины окна магнитопровода. Наружная ширина  $m$  окна всегда может быть оценена из условия размещения обмоток на обоих стержнях с учетом числа слоев, толщины требуемой изоляции и зазора между обмотками, требуемого по технологическим соображениям. Высота окна равна сумме высоты обмоток и удвоенного среднего зазора  $h_1$  между ярмом и обмоткой. Этот зазор также может быть заранее оценен по условиям электрической прочности и конструктивным соображениям.

Желательно, чтобы отношение высоты окна к ширине лежало в пределах 1,5—3, т. е.  $h + 2h_1 = (1,5 \div 3) m$ . Отсюда с учетом (2-63)

$$Y = \frac{1}{k_2 X^2} [(1,5 \div 3) m - 2h_1]. \quad (2-64)$$

В тех случаях, когда  $Y > Y_{\text{макс}}$ , соотношение (2-64) не удовлетворяется, приходится изменять (увеличивать) принятое по условиям формы импульса значение  $X$  таким образом, чтобы снизить  $Y$  до значения  $Y_{\text{макс}}$ . Проверка, а в некоторых случаях коррекция конструктивного параметра, тесно связанная с выбором приращения индукции, может понадобиться также при учете таких важных конструктивных характеристик, как объем и масса ИТ.

Следует отметить, что в довольно редких случаях ставится требование иметь ИТ минимальной массы. Но тем не менее всегда следует стремиться получить ИТ, в какой-то степени приближающиеся к ИТ минимальных объема и массы. Поэтому важно четко представлять, каким образом на указанные конструктивные характеристики влияют введенные главные параметры  $X$  и  $Y$ .

Рассмотрим приближенные выражения объема и массы ИТ, уделяя основное внимание выбору наиболее подходящих значений главных параметров. Объем ИТ составляется из объема магнитопровода и обмоток.

Объем магнитопровода можно выразить через среднюю длину его магнитной цепи

$$l = 2(h + 2a + m + 2h_1) = 2(h + M), \quad (2-65)$$

где  $m$  — ширина окна магнитопровода;  $h_1$  — средний зазор между обмотками и ярмом;  $a$  — ширина сечения магнитопровода;  $M = 2a + m + 2h_1$ .

Будем полагать для упрощения последующих выражений, что произведена оценка размера  $a$ . Погрешность, внесенная оценкой,

не будет велика, так как величина  $a$  суммируется с бóльшими по значению другими величинами.

Объем магнитопровода ИТ равен произведению средней длины магнитной цепи и сечения:

$$V_c = lS = 2hS + 2MS. \quad (2-66)$$

Первое слагаемое представляет собой объем обеих стержней в пределах высоты обмоток, а второе слагаемое — в основном объем ярма. Значения обоих слагаемых для обычных конструкций ИТ сравнимы между собой. Чтобы выяснить влияние на объем магнитопровода основных параметров  $X$  и  $Y$ , исключим из (2-66) сечение и высоту обмоток согласно (1-55):

$$V_c = \frac{2k_2}{Y} + \frac{2M}{X^2 Y^2} = \frac{2NX}{Y} + \frac{2M}{Y^2 X^2}, \quad (2-67)$$

где  $N = 4,17 \cdot 10^{-7} \pi \beta k_1 d / (R\tau_{\phi, \text{доп}})$ .

Объем магнитопровода тем меньше, чем больше величина  $Y$ , пропорциональная приращению индукции. Что касается параметра  $X$ , то первое слагаемое правой части (2-67) растет пропорционально ему, а второе слагаемое уменьшается обратно пропорционально квадрату  $X$ .

Минимум функций, имеющих место при

$$X_{V_c}^3 = [2M / (NY)]^{1/3}, \quad (2-68)$$

определяется принятым значением  $Y$ .

Как уже отмечалось, для зависимостей вида (2-67) допустим выбор конструктивного параметра  $X$ , отличающегося в 2—2,5 раза от оптимального, без заметного отклонения функций от минимума. Для получения объема магнитопровода, не слишком превышающего возможный минимальный объем, выбранное значение  $X$  и значение  $Y$ , определяющее  $X_{V_c}$ , должны удовлетворять условию

$$2,5X_{V_c} \geq X_0 \geq 0,4X_{V_c}. \quad (2-69)$$

Объем обмоток складывается из объема меди и объема внутренней межслоевой изоляции. Если учесть, что сечения первичной и вторичной обмоток пропорциональны плотностям токов в них  $j_1$  и  $j$ , то объем меди можно представить как

$$V_m = (1 + j/j_1) gwr\pi D^2/4, \quad (2-70)$$

где  $D$  — диаметр проводов;  $r$  — число параллельных проводов вторичной обмотки.

Выразим средний периметр обмоток через коэффициент периметра  $k_1$  согласно (1-42):

$$V_m = (1 + j/j_1) k_1 X r \pi D^2/4 = AX. \quad (2-71)$$

Объем меди растет пропорционально  $X$  и не зависит от  $Y$ .

Сумма объемов магнитопровода и меди, определяющая массу ИТ, согласно (2-67) и (2-70) равна

$$V = V_c + V_m = \frac{(A + 2N) X}{Y} + \frac{2M}{Y^2 X^2}, \quad (2-72)$$

где

$$A = (1 + j/j_1) k_1 \rho \pi D^2 / 4.$$

Минимум (2-72) имеет место при

$$X_v = [4M / (A + 2N) Y]^{1/3}. \quad (2-73)$$

Как обычно, в окрестности минимума функция (2-72) изменяется слабо и поэтому возможно отступление от оптимального значения в пределах 2—2,5 раза без заметного увеличения общей массы ИТ. Но при этом происходит существенное изменение соотношения между массами магнитопровода и обмоток.

При уменьшении параметров  $Y$  и  $X$  (по сравнению с их оптимальными значениями), как видно из (2-38) и (2-72), масса магнитопровода увеличивается, а масса обмоток уменьшается. При увеличении  $Y$  и  $X$ , наоборот, масса магнитопровода снижается, а масса обмоток растет.

Как правило, желателен выбор параметров меньше оптимальных. При этом получается существенное снижение требуемого числа витков и соответственно массы обмоток (последняя может составить лишь небольшую долю массы магнитопровода). Уменьшение числа витков желательно по технологическим соображениям: при неразрезанном магнитопроводе намотка катушек затруднена.

## ГЛАВА ТРЕТЬЯ

### РАСЧЕТ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

#### 3-1. Исходные данные для расчета

Расчет импульсного трансформатора по предлагаемой методике производится на основе требований, предъявляемых к ИТ, исходных данных для расчета, известных характеристик изоляционного материала обмоток и материала магнитопровода.

Возможность определения конструктивного параметра  $X$ , удовлетворяющего требованиям, предъявляемым к длительности фронта и спаду вершины импульса, энергетическим характеристикам, позволяет произвести расчет ИТ с малым числом вариантов, избежать при расчете многократных возвратов к исходным дан-

ным, не производить «слепого» перебора возможных значений параметров, подставляемых в расчетные формулы, и исключить из рассмотрения на начальных стадиях расчета варианты, которые не удовлетворяют поставленным требованиям.

При выборе расчетного значения конструктивного параметра  $X$  из области возможных значений могут быть учтены требования приемлемого объема магнитопровода, главным образом определяющего массу и размеры ИТ.

Предполагается, что ИТ, расчет которого следует произвести, является частью импульсного устройства и необходимость его применения обоснована; тип генератора импульсов выбран и параметры его известны; известны также параметры нагрузки.

Исходными данными для расчета ИТ обычно являются:  $P$  — мощность в импульсе, Вт;  $U_1$  — амплитуда входных импульсов, В;  $U_2$  — амплитуда выходных импульсов, В;  $\tau$  — длительность импульса, мкс;  $F$  — частота следования импульсов, Гц;  $\tau_\phi$  — длительность фронта выходного импульса, мкс;  $\Delta U$  — спад вершины импульса (в относительных единицах);  $R_r$  — внутреннее сопротивление генератора импульсов, Ом.

Возможно задание дополнительных данных, требований и уточнений. Так, например, могут быть заданы ограничения: по выбросу напряжения на вершине фронта импульса, по амплитуде обратного напряжения, по длительности среза импульса. Возможно определение длительности фронта для разных уровней сигнала. Могут предъявляться особые требования к габаритам и массе, конструктивному исполнению, к. п. д. трансформатора. При комплексном характере нагрузки кроме активного сопротивления могут быть заданы ее емкость и индуктивность. Такие величины, как коэффициент трансформации, токи в первичной и вторичной обмотках трансформатора, сопротивление нагрузки, скважность определяются по исходным данным.

Исходные данные будут определять выбор схемы соединения обмоток, вида изоляции и размеров изоляционных промежутков, выбор материала и характеристик магнитопровода, выбор конструкции ИТ.

### **3-2. Выбор схемы и изоляции обмоток трансформатора**

Расчет ИТ практически начинается с выбора схемы и размеров изоляционных промежутков обмоток, определяющих электрическую прочность трансформатора и параметры эквивалентной схемы: распределенную емкость  $C_s$  и индуктивность рассеяния  $L_s$  трансформатора. Величины  $L_s$  и  $C_s$  и их соотношения влияют на длительность и характер установления фронта импульса, а также на коэффициент передачи энергии. Будем рассматривать наиболее часто встречающиеся в практике цилиндрические обмотки равной вы-

При выборе схемы обмоток трансформатора следует определить число слоев первичной и вторичной обмоток, характер их соединения — на одном или двух стержнях — и выбрать изоляционные промежутки между магнитопроводом, обмотками и слоями обмоток ИТ.

Выбранные размеры изоляционных промежутков будут влиять на электрическую прочность ИТ, индуктивность рассеяния, распределенную емкость, волновое сопротивление трансформатора  $z$  и коэффициент согласования  $q$ . При увеличении размеров изоляционных промежутков и неизменных сечении магнитопровода, числе витков и высоте обмотки уменьшается  $C_s$  и увеличивается  $L_s$ . Это не приводит к заметному изменению длительности фронта импульса, так как их произведение остается примерно постоянным, но увеличивается волновое сопротивление трансформатора. С уменьшением размеров изоляционных промежутков оно уменьшается, а длительность фронта остается примерно той же самой. Таким образом, изменение размеров изоляционных промежутков существенно не меняет длительности фронта импульса, но влияет на коэффициент согласования  $q$  и коэффициент передачи энергии.

Если увеличение размеров изоляционных промежутков теоретически не ограничено, но связано с увеличением размеров обмоток, то уменьшение размеров изоляционных промежутков ограничено минимальными допустимыми размерами, определяемыми электрической прочностью изоляции.

Стремление к получению малых размеров обмоток ИТ может быть достигнуто, если выбрать минимальные возможные размеры изоляционных промежутков, исходя из максимальной допустимой напряженности электрического поля для выбранного типа изоляции обмоток. Поэтому выбор схемы и изоляции обмоток будет главным образом определяться электрической прочностью трансформатора, зависящей от номинального напряжения ИТ.

В отличие от трансформаторов, работающих на промышленной частоте, для ИТ отсутствуют стандарты, определяющие основные требования к напряжению, мощности, нормам испытаний. Отсутствуют и систематизированные данные по импульсной электрической прочности твердой, жидкой и газообразной изоляции. Поэтому для ИТ могут быть даны только рекомендации на основании некоторого обобщения литературных источников и опыта проектирования, расчета и изготовления ИТ.

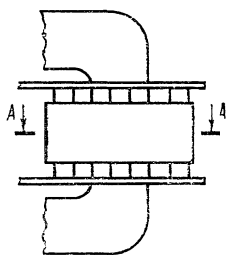
По номинальному напряжению ИТ можно разделить на три группы:

1. Сухие ИТ с номинальным напряжением до 10 кВ. В таких трансформаторах для изоляции обмоток применяются твердые диэлектрики: лакоткань, кабельная бумага, синтетические пленки, электрокартон — с последующей пропиткой или покрытием компаундами либо синтетическими смолами.

2. Маслонаполненные ИТ с номинальным напряжением 10—50 кВ.

В качестве изоляции обмоток применяется кабельная бумага, а трансформатор размещается в баке с трансформаторным маслом. Применение пропитанных тканей и синтетических пленок нежелательно, так как не обеспечивает качественной пропитки изоляции трансформаторным маслом, а оставшиеся воздушные включения между слоями ленточной изоляции являются очагами ионизационных процессов, разрушающих изоляцию. Технология пропитки изоляции трансформаторным маслом должна включать в себя термическую обработку и заливку масла под вакуумом.

3. Маслонаполненные ИТ с номинальным напряжением свыше 50 кВ. В качестве изоляции обмоток применяются чисто масляные промежутки, а обмотки размещаются на уголковой изоляции (рис. 3-1). Для изготовления уголковой изоляции применяются фторопласт, гетинакс, органическое стекло, материалы на основе компаундов. Применение фторопласта предпочтительно, так как он имеет диэлектрическую проницаемость, близкую к проницаемости трансформаторного масла, и высокую электрическую прочность.



A-A

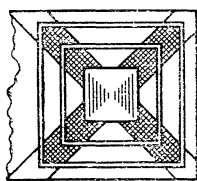


Рис. 3-1

Трансформаторы с номинальным напряжением свыше 200—250 кВ следует отнести к уникальным ИТ, которые требуют применения специальных конструкций обмоток и магнитопровода и мер по выравниванию электрического поля элементов обмоток, а в ряде случаев перехода к каскадному соединению трансформаторов.

Приведенное подразделение ИТ на группы по номинальному напряжению и рекомендации по выбору типа изоляции являются ориентировочными. В целом ряде случаев ИТ на напряжения более 10 кВ выполняются сухими с применением компаундов и эпоксидных смол, а трансформаторы с тяжелым тепловым режимом до 10 кВ могут быть выполнены маслянонаполненными. Возможно применение бумажно-масляной изоляции для трансформаторов с напряжением 60—80 кВ.

При выборе числа слоев следует стремиться к получению минимальной возможной разности потенциалов между слоями обмоток, к равномерному распределению напряжений между слоями и простоте исполнения обмоток.

Обмотки низкой стороны обычно выполняются однослойными. В этом случае минимальные разности потенциалов между слоями обмоток и распределение напряжения по слоям, близкое к равномерному, достигаются, если число слоев обмотки высокой стороны примерно равно коэффициенту трансформации  $v_2 = n$ . Если первичная обмотка имеет  $v_1$  слоев, то число слоев вторичной обмотки

должно быть близким к  $v_2 = v_1 n$ . При сравнительно больших коэффициентах трансформации (порядка 6—8 и более) число слоев становится большим и возрастают трудности исполнения многослойных обмоток. Поэтому при больших коэффициентах трансформации число слоев повышающей обмотки следует выбирать, исходя из допустимой разности потенциалов, входящей на слой обмотки для данного типа трансформаторов.

Для сухих трансформаторов можно рекомендовать допустимую разность потенциалов, не превышающую 4 кВ на слой. Для трансформаторов с бумажно-масляной изоляцией можно допустить не более 20 кВ на слой. Превышение 20 кВ на слой может вызвать на концах обмоток появление скользящих разрядов, разрушающих изоляцию. Для трансформаторов с изоляцией в виде масляных промежутков следует принять разность потенциалов не менее 30 и не более 60—80 кВ на слой.

Для разностей потенциалов менее 30 кВ на слой трудно выдержать при изготовлении малые размеры изоляционных промежутков по всему периметру обмотки, выполненной на уголкового изоляции. Для разностей потенциалов более 60—80 кВ на слой потребуется применение специальных мер для выравнивания электрического поля на концах слоев обмоток.

Для низковольтных трансформаторов на номинальные напряжения в единицы, десятки и сотни вольт обеспечение электрической прочности не представляет затруднений, и поэтому основное внимание при выборе числа слоев уделяется возможности размещения витков провода требуемого диаметра по расчетной высоте обмотки.

Если диаметры проводов обмоток низковольтных трансформаторов выбраны исходя из одинаковой допустимой плотности тока как для первичной, так и для вторичной обмоток, то можно показать, что число слоев повышающей обмотки следует выбрать близким к корню квадратному из коэффициента трансформации,  $v_2 = \sqrt{n}$ , если первичная обмотка однослойная. Если первичная обмотка имеет  $v_1$  слоев, то  $v_2 = v_1 \sqrt{n}$ .

При выборе размеров изоляционных промежутков следует руководствоваться данными электрической прочности изоляции, приведенными в справочной литературе по электротехническим материалам [22], или данными, полученными на основании экспериментов.

Отсутствие систематизированных данных по импульсной электрической прочности изоляции, зависящей от формы, длительности импульсов, степени неоднородности электрического поля, создаваемого токами в обмотках, и технологии исполнения изоляции, затрудняет выбор размеров изоляционных промежутков. Это вызывает необходимость в ряде случаев использовать ориентировочные значения допустимой напряженности электрического поля для выбранного типа изоляции, определенные для наиболее неблагоприятного соотношения факторов, влияющих на электрическую



прочность. Такими ориентировочными значениями допустимой напряженности электрического поля могут быть: для сухих трансформаторов  $E_{\text{доп}} = 2$  кВ/мм, для бумажно-масляной изоляции и изоляции в виде масляных промежутков  $E_{\text{доп}} = 5$  кВ/мм.

При размещении обмоток на одном или двух стержнях следует исходить из мощности трансформатора, необходимости изменять индуктивность рассеяния и распределенную емкость, из соотношений между ними и конструктивных соображений. Если в мощных ИТ выбранные диаметры проводов обмоток не позволяют разместить требуемое число витков по высоте обмотки, то следует разместить обмотки на двух стержнях с параллельным соединением первичных и вторичных обмоток, выполненных проводом в  $\sqrt{2}$  раз меньше диаметра. Исполнение обмоток на двух стержнях облегчит тепловой режим работы трансформатора. Если размеры изоляционных промежутков выбраны исходя из допустимой напряженности электрического поля  $E_{\text{доп}}$  и увеличение размеров промежутков нецелесообразно, а уменьшение недопустимо, то изменение распределенной емкости и индуктивности рассеяния, а также соотношений между ними может быть достигнуто размещением обмоток на одном или двух стержнях.

Так, при параллельном соединении первичной и вторичной обмоток, размещенных на двух стержнях, индуктивность рассеяния уменьшается, а распределенная емкость увеличивается в два раза. При этом длительность фронта практически не изменится, а волновое сопротивление трансформатора  $z$  и коэффициент согласования  $q$  уменьшатся в два раза.

Возможность изменения коэффициента согласования  $q$  позволяет влиять на энергию, запасаемую в обмотках, и на высоту обмотки трансформатора.

Автотрансформаторная схема имеет в  $\left(\frac{n-1}{n}\right)^2$  раз меньшую индуктивность рассеяния, но применима только в случае, если нет необходимости в отделении потенциалов контура вторичной обмотки от потенциалов контура первичной обмотки трансформатора и не требуется изменения полярности импульсов.

После выбора схемы соединения обмоток и размеров изоляционных промежутков можно перейти к вычислению коэффициентов емкости  $\alpha$  и индуктивности  $\beta$ , входящих в формулы, определяющие распределенную емкость  $C_s$  и индуктивность рассеяния  $L_s$ . При выборе числа слоев следует также учитывать, что многослойные обмотки обладают меньшим произведением  $\alpha\beta$ .

### 3-3. Определение сечения проводов обмоток

Потери энергии в обмотках в интервале времени  $0 < t < \tau$  определяются активным сопротивлением проводов обмоток и действующим значением тока, протекающего по обмоткам. Коэффициент

поверхностного эффекта  $k_n$ , входящий в формулу действующего значения тока

$$I_d = I \sqrt{k_6 k_n \tau F},$$

учитывает поверхностный эффект:

$$k_n = \frac{\pi D^2}{4\pi D \Delta} = \frac{D}{4\Delta},$$

где  $\Delta = 0,0662/\sqrt{f}$  — глубина проникновения синусоидального тока с частотой  $f$ .

Если импульс, по форме близкий к прямоугольному, представить первой гармонической составляющей с частотой  $f = 1/(2\tau)$ , то

$$\Delta = 0,0662 \sqrt{2\tau}. \quad (3-1)$$

Коэффициент близости  $k_6$ , связанный с магнитным полем, создаваемым витками обмотки и смещающим ток по сечению проводника, учитывает необходимое увеличение сечения проводника и выбирается в пределах  $k_6 = 1,5 \div 2,5$ .

Меньшие значения  $k_6$  выбираются для обмоток, выполненных с шагом между витками или с усиленной изоляцией проводов обмоток, а большие значения — для обмоток с малой толщиной изоляции проводов обмоток, выполненных виток к витку.

Определение сечения проводов обмоток производится по допустимой плотности тока. Так как ИТ имеют, как правило, меньшее число витков и слоев обмоток, чем силовые трансформаторы промышленной частоты, их тепловой режим облегчен и поэтому допускаются более высокие значения плотности тока. Для сухих ИТ может быть допущена плотность тока  $j = 4 \div 6$  А/мм<sup>2</sup>, а для бумажно-масляных  $j = 6 \div 8$  А/мм<sup>2</sup>. В высоковольтных ИТ, изоляция которых выполнена в виде масляных промежутков и отвод тепла облегчен, допустимая плотность тока  $j$  может быть увеличена до 10—12 А/мм<sup>2</sup>.

Сечение провода обмотки определяется как  $S = I_d/j$ .

Для проводов круглого сечения

$$\frac{\pi D^2}{4} j = \sqrt{I^2 \tau F k_6} \frac{D}{4\Delta}.$$

Диаметр провода

$$D = \sqrt[3]{\frac{4I^2 \tau F k_6}{\pi^2 j^2 \Delta}}, \quad (3-2)$$

где  $I$  — импульсный ток той обмотки, для которой определяется диаметр провода. Если определен диаметр провода первичной обмотки  $D_1$ , то

$$D_2 = D_1 \sqrt[3]{n^2}, \quad (3-3)$$

где  $n$  — коэффициент трансформации.

Выбор изоляции проводов обмоток определяется номинальным напряжением ИТ. Для обмоток низковольтных сухих трансформаторов используются провода с эмалевой, шелковой, хлопчатобумажной, пленочной, комбинированной изоляцией: ПЭЛ, ПЭВ, ПЭЛШО, ПБД, ПЭФ. Провода с эмалевой изоляцией имеют малую толщину изоляции и меньшую по сравнению с другими видами изоляции стоимость. Однако эмалевая изоляция может разрушаться в местах резких изгибов проводов. Поэтому целесообразно применение проводов с комбинированной изоляцией: ПЭЛШО, ПЭЛШД, ПЭЛБО, ПЭЛБД. В трансформаторах с тяжелым тепловым режимом применяются провода повышенной нагревостойкости: ПЭТ, ПТЛ, ПЭФ. Для высоковольтных сухих ИТ следует применять провода с повышенной электрической прочностью. Изоляция проводов обмоток высоковольтных маслонаполненных трансформаторов должна хорошо пропитываться трансформаторным маслом. Обычно используются марки проводов ПБО, ПБД, ПББО.

При напряжении между витками, превышающем 1 кВ, обмотка выполняется с шагом или проводом с дополнительными одним либо двумя слоями хлопчатобумажной изоляции. Применение проводов с изоляцией в виде ленты из фторопласта или полистирола, которая не пропитывается трансформаторным маслом, нецелесообразно, так как пузырьки воздуха в зазорах ленты, которые невозможно полностью извлечь даже при вакуумной заливке масла, могут явиться очагами ионизационных процессов, разрушающих изоляцию.

Окончательный выбор сечения проводов обмоток производится после определения числа витков и высоты обмоток ИТ с проверкой возможности размещения витков провода выбранного сечения по высоте обмотки.

### **3-4. Выбор приращения магнитной индукции и определение эффективной магнитной проницаемости**

Из рассмотренных в первой главе закона электромагнитной индукции при трансформировании импульсов прямоугольной формы и процессов намагничивания магнитопровода последовательностью униполярных импульсов, а во второй главе — электрических и энергетических характеристик ИТ следует, что для удовлетворения требованиям, предъявляемым к длительности фронта, спаду вершины импульса, коэффициенту передачи энергии, необходимо применение материала для магнитопровода ИТ, обладающего возможно большими значениями приращения индукции  $\Delta B$ , магнитной проницаемости  $\mu$  и удельного сопротивления  $\rho_c$ . Чем больше приращение магнитной индукции  $\Delta B$ , тем меньшими могут быть выбраны сечение магнитопровода и число витков обмоток при заданных значениях напряжения и длительности импульса.

С уменьшением площади сечения магнитопровода и числа витков уменьшаются распределенная емкость и индуктивность рассеяния, определяющие длительность фронта импульса.

Спад вершины импульса, обусловленный нарастающим намагничивающим током, будет тем меньше, чем больше индуктивность намагничивания, пропорциональная эффективной магнитной проницаемости. Поэтому при проектировании высоковольтных ИТ, если произведение амплитуды импульса и его длительности  $U\tau$  сравнительно велико, следует стремиться к получению возможно больших значений приращения индукции и магнитной проницаемости, позволяющих уменьшить число витков и сечение магнитопровода. Если произведение  $U\tau$  мало (в низковольтных ИТ), то при больших приращениях магнитной индукции конструктивный параметр  $X = \omega\sqrt{S}$  может оказаться слишком малым, что приведет к неприемлемым или неоптимальным конструктивным характеристикам. Поэтому при малых значениях  $U\tau$  следует принять в качестве расчетного такое приращение индукции, которое позволяет выбрать магнитопровод с минимальным возможным сечением из стандартной серии магнитопроводов и приемлемое число витков. При малом числе витков можно применять ленточные провода.

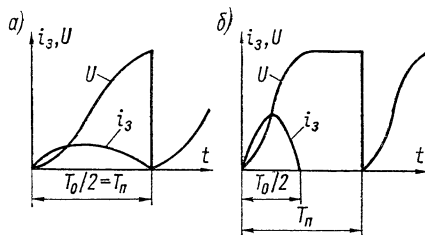


Рис. 3-2

При импульсном характере намагничивания приращение индукции и магнитная проницаемость значительно ниже тех, которые могут быть получены для магнитопровода с симметричным переменным намагничиванием. Для сталей марок Э340 ÷ Э360 приращение индукции, определяемое по предельному частному циклу ( $\Delta B = B_m - B_r$ ), составляет 0,5—0,7 Тл. Еще меньшие значения  $\Delta B$  получаются для магнитопроводов, изготовленных из пермаллоя и ферритов. Для увеличения приращения индукции и магнитной проницаемости можно использовать, как указывалось в гл. 1, одно из средств, улучшающих характеристики сердечника: введение воздушного зазора или применение обратного размагничивающего поля. Наиболее эффективно применение размагничивающего поля.

В импульсных генераторах с полным разрядом накопительной емкости (например, в генераторах с формирующей линией) по зарядному току накопительных конденсаторов, протекающему через первичную обмотку ИТ, может быть определена напряженность размагничивающего поля. При резонансном или резонансно-диодном заряде накопительных конденсаторов формирующей линии максимальное значение зарядного тока (рис. 3-2) достигается при  $t = T_0/4$ :

$$I_3 = \frac{U_0}{\sqrt{\frac{L_3}{C_л}}},$$

где  $U_0$  — напряжение источника питания;  $L_3$  — индуктивность зарядного дросселя;  $C_n$  — суммарная емкость накопительных конденсаторов формирующей линии;  $T_0 = 2\pi \sqrt{L_3 C_n}$  — период.

Введя коэффициент режима заряда  $\lambda = T_n / (T_0/2)$ , получим

$$I_3 = \frac{\pi U C_n}{T_n} \lambda, \quad (3-4)$$

где  $T_n$  — длительность паузы между импульсами.

Так как для формирующей линии, работающей в режиме согласования, справедливы соотношения  $C_n = \tau / (2\rho_n)$ ,  $F = 1/T_n$ , то  $U/\rho_n = I_1$ , где  $\rho_n$  — волновое сопротивление формирующей линии.

Напряженность размагничивающего поля

$$H_p = \frac{\pi \omega F \tau I \lambda}{2l}. \quad (3-5)$$

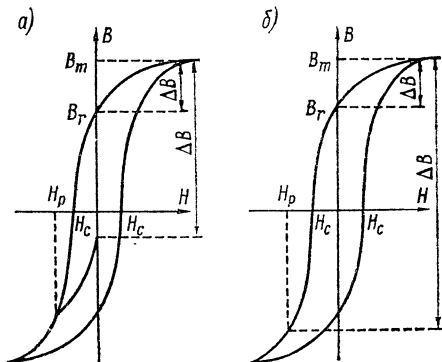


Рис. 3-3

Подставляя полученную из (1-53) величину  $\omega$  в (3-5), находим

$$H_p = \frac{I \tau F q R_n (h/l) \lambda}{240 d_6 \sqrt{\beta / (\epsilon \alpha)}}. \quad (3-6)$$

Величина  $H_p$  с достаточной степенью точности может быть определена в начале расчета по исходным данным, выбранной схеме обмоток и выбранному значению коэффициента согласования и не требует знания числа витков, которое определяется практически в

конце расчета. Отношение  $h/l$  может быть принято равным 0,25.

Если полученное значение  $H_p$  невелико и не дает существенного увеличения  $\Delta B$  и  $\mu$ , то следует принять коэффициент режима заряда  $\lambda > 1$  (резонансно-диодный заряд,  $T_n > T_0/2$ , рис. 3-2, б), но при этом возрастает зарядный ток (3-4) и увеличивается требуемая мощность источника питания импульсного генератора.

По напряженности размагничивающего поля  $H_p$  могут быть определены из кривых намагничивания приращение индукции и импульсная магнитная проницаемость.

На рис. 3-3, а приведена кривая намагничивания, иллюстрирующая увеличение приращения магнитной индукции и магнитной проницаемости для пульсирующего размагничивающего тока, а на рис. 3-3, б — для постоянного размагничивающего тока. Величину  $H_p$ , как это видно из рис. 3-3, а следует выбирать близкой к  $2H_c$  или превышающей это значение, так как на крутом участке кривой намагничивания небольшие отклонения  $H_p$  в сторону

уменьшения от расчетного значения могут привести к резкому уменьшению значений  $\Delta B$  и  $\mu_{\Delta}$ .

На рис. 3-4 приведена зависимость приращения магнитной индукции  $\Delta B$  от напряженности магнитного поля  $H$  при различных значениях напряженности размагничивающего поля  $H_p$ , создаваемого пульсирующим током. Зависимости  $\Delta B = f(H)$ , полученные экспериментально, приведены для стали марки Э340 с толщиной ленты 0,08 мм.

От выбора значения  $\Delta B$  будут зависеть электрические, энергетические и конструктивные характеристики трансформатора. В импульсных генераторах с частичным разрядом накопительной емкости (например, в генераторах на модуляторных лампах) ток подзаряда накопительной емкости, протекающий через первичную обмотку трансформатора, мал, его размагничивающее действие невелико, и приращение магнитной индукции не может превысить значения  $\Delta B = B_m - B_r$ .

Также невелико приращение индукции в импульсных схемах с ключевым режимом, если первичная обмотка ИТ исключена из зарядного контура накопительных конденсаторов. В этом случае можно применить размагничивание сердечника от постороннего источника (см. рис. 1-5). Следует задаться величиной  $H_p$ , позволяющей получить заметное увеличение  $\Delta B$  (рис. 3-3, б), а в конце расчета, после определения числа витков, сечения сердечника и длины магнитной цепи, можно определить требуемый размагничивающий ток  $I_p = Hl/\omega$  и напряжение источника размагничивания

$$U_p = I_p (r_{об} + r_{др}),$$

где  $r_{об}$  — сопротивление первичной обмотки ИТ;  $r_{др}$  — сопротивление обмотки защитного дросселя.

Индуктивность защитного дросселя должна быть в несколько раз больше индуктивности намагничивания ИТ.

Для изготовления магнитопровода импульсных трансформаторов в качестве магнитного материала используются: холоднокатаная текстурованная электротехническая сталь, легированные сплавы железа с никелем — пермаллой и ферриты (табл. П-4). По приведенным в литературе данным магнитных материалов [9, 18], могут быть определены параметры выбранного материала магнитопровода, необходимые для расчета ИТ, работающего в заданном режиме: приращение индукции, эффективная магнитная проницаемость, удельное сопротивление. Применение того или иного материала зависит от номинального напряжения, длитель-

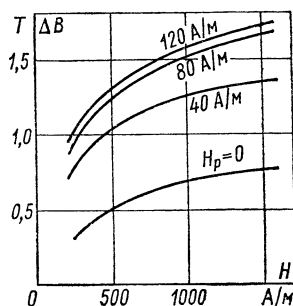


Рис. 3-4

ности импульсов, режима работы ИТ. Для трансформации импульсов микросекундного диапазона наибольшее применение имеет сталь марок Э340—Э360. Для трансформации коротких импульсов находят применение пермаллои, а импульсов с большой частотой следования — ферриты, имеющие малые потери на вихревые токи и высокие значения магнитной проницаемости.

### 3-5. Определение сечения магнитопровода и числа витков обмоток

Формулы, определяющие сечение магнитопровода  $S = 1/(Y^2X^2)$  (1-54) и число витков обмоток  $\omega = YX^2$  (1-55), содержат конструктивный параметр  $X$  и параметр  $Y$ , пропорциональный приращению магнитной индукции. Выбор значений  $X$  и  $Y$  должен производиться в результате комплексного рассмотрения основных требований, предъявляемых к трансформации импульсов: к длительности фронта, спаду вершины импульса, коэффициенту передачи энергии, объему и массе ИТ.

Согласно требованиям, предъявляемым к длительности фронта и спаду вершины импульса, конструктивный параметр должен удовлетворять неравенству

$$X_{\phi} \geq X \geq X_{\text{сп}}.$$

Параметр  $X_{\phi}$  определяется по формуле (2-20):

$$X_{\phi} \leq \frac{\tau_{\phi, \text{доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_{\Gamma}/R_{\text{н}}}}{k_1 T_{\phi} \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}},$$

где  $T_{\phi} = 4,76\sigma - 1,3$ .

Соображения по выбору коэффициента затухания приведены в § 2-2.

Параметр  $X_{\text{сп}}$  определяется по формуле (2-30):

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l \tau R_{\Gamma}}{\mu_{\text{э}} (1 + R_{\Gamma}/R_{\text{н}}) \Delta U}}.$$

Эффективная магнитная проницаемость определяется после выбора приращения магнитной индукции  $\Delta B$ ; указания по выбору  $\Delta B$  приведены в § 2-7 и 3-4.

Длина магнитной цепи  $l$  может быть оценена на основе опыта проектирования с учетом номинальных данных ИТ или может быть определена ориентировочно исходя из усредненных соотношений между длиной, высотой окна и сечением магнитопроводов стандартной серии:  $h_0 \approx 3a$ ,  $l \approx 4h_0$ . Если  $a \approx b$ , то  $a \approx \sqrt{S}$  и  $S \approx l^2/144$ . Подставляя в формулу, определяющую высоту обмотки,

$$h = 120\pi \frac{d_{\text{с}} \omega}{q R_{\text{н}}} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}$$

принятое соотношение  $l \approx 4h_0$  и полагая  $h \approx h_0$ , получим

$$\omega = \frac{lqR_H}{480\pi d_6 \sqrt{\beta/(\varepsilon\alpha)}}.$$

Умножая правую и левую части на сечение магнитопровода и заменяя  $\omega S$  на  $U\tau/(\Delta B)$ , получим

$$l = \sqrt[3]{\frac{480U\tau \cdot 144\pi d_6 \sqrt{\beta/(\varepsilon\alpha)}}{qR_H \Delta B}}. \quad (3-7)$$

Если  $a = b/2$ , то  $S = l^2/72$  и

$$l = \sqrt[3]{\frac{480U\tau \cdot 72\pi d_6 \sqrt{\beta/(\varepsilon\alpha)}}{qR_H \Delta B}}. \quad (3-8)$$

Все величины, входящие в формулы (3-7) и (3-8), известны в начальной стадии расчета после выбора схемы обмоток, определения коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  и выбора значений  $q$  и  $\Delta B$ .

Некоторая неточность при ориентировочном определении длины магнитной цепи, входящей в (2-30), не внесет существенной погрешности.

Значение  $X_{\text{сп}}$ , определенное по (2-30), будет нижним допустимым пределом для конструктивного параметра  $X$ . Согласно требованиям, предъявляемым к энергетическим характеристикам ИТ, оптимальное значение конструктивного параметра  $X$  может быть определено приравнением нулю первой производной суммы относительных значений потерь и запасенной энергии за один импульс (2-54):

$$\frac{dW_{\Sigma*}}{dX} = 2\rho_m \frac{k_6 k_1}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\varepsilon\alpha\beta} k_1}{6 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{2lR}{X^3} \left( \frac{\delta^2}{12\rho_c} + \frac{\tau}{2\mu_3} \right) = 0.$$

Отсюда находим

$$X_3 = \sqrt[3]{\frac{lR \left( \frac{\delta^2}{6\rho_c} + \frac{\tau}{\mu_3} \right)}{2k_1 \left[ \frac{\rho_m k_6}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\varepsilon\alpha\beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) \right]}}. \quad (3-9)$$

Суммарные потери и запасенная в ИТ энергия существенно не увеличатся, если конструктивный параметр  $X$  будет находиться в пределах

$$0,4X_3 \leq X \leq 2,5X_3.$$

На основании неравенств (2-20), (2-30) и рекомендаций, приведенных в § 2-6, выбирается расчетное значение конструктивного параметра  $X$ . Значение параметра  $Y$  выбирается на основании рекомендаций, приведенных в § 2-6 и 3-5. По выбранному расчетному значению  $X$  определяются сечение магнитопровода (1-54) и число



витков обмоток (1-55). Если полученное сечение магнитопровода не совпадает с сечением магнитопровода стандартной серии, то следует выбрать стандартный магнитопровод с сечением, ближайшим к расчетному, и уточнить значение  $X$ , отвечающее сечению выбранного магнитопровода  $X = \sqrt{1/(Y^2 S)}$ .

После уточнения числа витков  $\omega = YX^2$  следует подобрать ближайшие целые значения чисел витков первичной и вторичной обмоток, удовлетворяющих заданному коэффициенту трансформации.

### 3-6. Определение высоты обмотки и длины магнитной цепи

Высота обмотки может быть определена из выражения (1-53), устанавливающего отношение волнового сопротивления трансформатора к сопротивлению нагрузки,

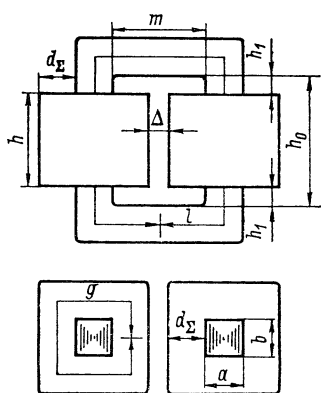


Рис. 3-5

$$h = 120\pi \frac{d_2 \omega}{q R_n} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}, \quad (3-10)$$

после подстановки полученного числа витков  $\omega$  и выбранного коэффициента согласования  $q$ . По найденной высоте обмотки проверяется возможность размещения витков первичной и вторичной обмоток из условия (1-45):

$$h = p_1 D_1 \frac{w_1}{v_1} = p_2 D_2 \frac{w_2}{v_2}.$$

Диаметры и числа проводов первичной и вторичной обмоток подбираются таким образом, чтобы полученные значения высот удовлетворяли расчетному, а суммарные сечения параллельных проводов были не меньше сечений, определенных по допустимой плотности тока.

Высота окна магнитопровода, выбираемого из стандартной серии, подбирается близкой к величине  $h_0 = h + 2h_1$ . Если полученная по формуле (3-10) высота обмотки превышает максимальную возможную высоту окна магнитопровода стандартной серии, то следует принять в качестве расчетной высоту обмотки  $h = h_{0.м} - 2h_1$  ( $h_{0.м}$  — максимальная высота окна магнитопровода стандартной серии) и определить коэффициент согласования, который будет отвечать принятой высоте обмотки:

$$q = 120\pi \frac{d_2 \omega}{(h_0 - 2h_1) R_n} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}.$$

По новому значению  $q$  определится величина  $X_\Phi$ , которая не должна быть меньше расчетного значения  $X$ .

Средняя длина магнитной цепи определяется по (2-65):

$$l = 2(h + 2h_1 + 2a + m). \quad (3-11)$$

Основные размеры магнитопровода и обмоток трансформатора приведены на рис. 3-5. Длина магнитной цепи магнитопроводов стандартной серии приводится в справочниках. В ряде случаев ширина окна  $m$  стандартных магнитопроводов превышает необходимое значение, определяемое размерами изоляционных промежутков и диаметрами проводов обмоток.

### 3-7. Определение потерь и коэффициента полезного действия

В процессе трансформации импульса, как указывалось во второй главе, часть энергии, подводимой от генератора импульсов к ИТ, преобразуется в тепло в проводах обмоток при протекании токов в первичной и вторичной обмотках и в магнитопроводе трансформатора от вихревых токов. Другая часть энергии запасается в магнитном поле магнитопровода, магнитном поле потоков рассеяния и электрическом поле обмоток трансформатора.

После окончания воздействия входного импульса энергия, запасенная в магнитопроводе и обмотках, будем рассеиваться в нагрузке и в трансформаторе при формировании среза импульса и обратного напряжения. Если нагрузка имеет вентильный характер или амплитуда обратного напряжения велика и используется схема со срезающим диодом, то часть энергии будет выделяться в добавочном сопротивлении, включенном последовательно с диодом.

По составляющим относительных значений потерь и запасенной энергии за один импульс (2-54) могут быть определены мощность потерь, к. п. д. и тепловой режим ИТ.

1. *Мощность потерь на вихревые токи.* По составляющей относительных потерь энергии на вихревые токи (2-42) определяется мощность потерь

$$P_{в*} = W_{в*} \frac{U^2 \tau F}{R} = U^2 \frac{\delta^2 l_c \tau F}{12 \rho_c X^2}. \quad (3-12)$$

2. *Мощность потерь в проводах обмоток.* Потери в первичной и вторичной обмотках ИТ составляют величину

$$P_{м} = I_{1рм}^2 \frac{l_{м1} k_{\sigma} \tau F}{\pi D_1 \Delta} + I_{2рм}^2 \frac{l_{м2} k_{\sigma} \tau F}{\pi D_2 \Delta}, \quad (3-13)$$

где  $l_{м} = g\omega$  — длина провода обмотки.

Если параметры ИТ приводятся ко вторичной обмотке, то

$$P_{м} = I_{2рм}^2 \frac{k_{\sigma} \tau F g}{\pi \Delta} \left( \frac{\omega_1}{D_1} n^2 + \frac{\omega_2}{D_2} \right).$$

Подставляя в (3-13)  $n = \omega_2/\omega_1$  и  $D_1 = D_2\sqrt[3]{n^2}$ , получим

$$P_M = I_{20}^2 \rho_M \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_2} \left( \frac{n}{\sqrt[3]{n^2}} + 1 \right) \quad (3-14)$$

или

$$P_M = U_2^2 \rho_M \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_2 R_2^2} \left( \frac{n}{\sqrt[3]{n^2}} + 1 \right). \quad (3-15)$$

Если первичная обмотка имеет  $p_1$ , а вторичная  $p_2$  параллельно соединенных проводов, то

$$P_M = U^2 \rho_M \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_2 R_2^2} \left( \frac{1}{p_1 \sqrt[3]{n^2}} + \frac{1}{p_2} \right). \quad (3-16)$$

3. *Реактивная мощность ИТ.* По составляющим относительной энергии, запасенной в обмотках (2-44) и в индуктивности намагничивания (2-49), определяется реактивная мощность ИТ:

$$P_p = U^2 \frac{\tau F}{R} (W_{об*} + W_{\mu*}) = U^2 F \left[ \frac{k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta} X}{6 \cdot 10^8 R} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{l_c \tau^2}{2 \mu_0 X^2} \right]. \quad (3-17)$$

4. *Коэффициент полезного действия ИТ.* По значениям средней мощности, реактивной мощности и мощности потерь на вихревые токи и в проводах обмоток определяется коэффициент полезного действия ИТ:

$$\eta = \frac{P_{ср} - P_p}{P_{ср} - P_p + P_v + P_m}, \quad (3-18)$$

где  $P_{ср} = U^2 \tau F / R$  — средняя мощность ИТ, не обладающего потерями.

5. *Тепловой режим ИТ.* Тепло, обусловленное потерями в магнитопроводе и обмотках ИТ, должно быть рассеяно в окружающую среду таким образом, чтобы температура всех частей трансформатора не превышала допустимой. Для сухих трансформаторов допустимый предел температуры зависит от класса применяемой изоляции обмоток и проводов. Для маслонаполненных трансформаторов предельной температурой следует считать допустимую температуру трансформаторного масла  $95^\circ \text{C}$ .

Тепло, выделяющееся в магнитопроводе и обмотках трансформатора, передается к поверхности магнитопровода и обмоток путем теплопередачи, а от поверхности магнитопровода и обмоток в сухих трансформаторах передается в окружающую среду путем конвекции и излучения. В маслонаполненных трансформаторах тепло от поверхности магнитопровода и обмоток маслу передается главным образом конвекцией, а от поверхности бака в окружающую среду — конвекцией и излучением.

Активная поверхность магнитопровода и обмоток должна быть достаточной для того, чтобы при известной мощности потерь в магнитопроводе и обмотках перепад температур не превышал допустимого:

$$S_{\text{охл}} \geq \frac{P}{k_T \Delta t}, \quad (3-19)$$

где  $P$  — мощность тепловых потерь трансформатора;  $k_T$  — коэффициент теплопередачи;  $\Delta t$  — допустимый перепад температур.

Для сухих трансформаторов коэффициент теплопередачи может быть принят равным  $k_T = 10 \div 12$  Вт/(м<sup>2</sup>·К), а для маслонаполненных —  $k_T = 50 \div 60$  Вт/(м<sup>2</sup>·К).

Если принять максимальную температуру окружающего воздуха равной 40°С, то для сухих трансформаторов с изоляцией класса А допустимый перепад температуры составит 60—65°С, для маслонаполненных перепад температуры между магнитопроводом и маслом составит 50—55°С, а между обмотками и маслом 40—45°С.

Так как теплопроводность материала магнитопровода выше теплопроводности твердой изоляции обмоток в масле, то активной поверхностью магнитопровода, передающей тепло маслу, будет только часть поверхности, свободная от обмоток.

По известному коэффициенту теплопередачи и допустимому перепаду температур могут быть определены ориентировочные значения удельной тепловой нагрузки:

$$P_y = \frac{P}{S_{\text{пов}}} = k_T \Delta t. \quad (3-20)$$

Для маслонаполненных трансформаторов допустимая тепловая нагрузки составляет: для магнитопровода 2500—3000 Вт/м<sup>2</sup>, для обмоток 2000—2250 Вт/м<sup>2</sup>. Для сухих трансформаторов допустима тепловая нагрузка 600—650 Вт/м<sup>2</sup>.

Потери в магнитопроводе ИТ, как правило, превышают потери в проводах обмоток. Если охлаждающая поверхность окажется недостаточной из-за больших потерь на вихревые токи, то следует уменьшить толщину ленты или изготовить магнитопровод из магнитного материала с большим удельным сопротивлением (феррит) или применять искусственный теплоотвод.

### 3-8. Рекомендуемая последовательность расчета ИТ

Установленные соотношения между конструктивным параметром  $X$  и требованиями, предъявляемыми к длительности фронта, спаду вершины импульса, к энергетическим характеристикам, габаритам и массе ИТ, позволяют определить сечение и длину магнитопровода, число витков и высоту обмоток, необходимые для конструирования и изготовления ИТ.

Для определения параметра  $X$  и основных конструктивных данных ИТ в тех случаях, когда основным требованием является минимальное искажение формы трансформируемого импульса, может быть рекомендована последовательность определения расчетных величин. Для удобства расчета из предыдущих глав еще раз приводятся основные формулы.

1. Исходные данные для расчета ИТ дополняются определением токов в обмотках, коэффициента трансформации, сопротивления нагрузки, скважности, средней мощности (см. § 3-1). Выбирается сторона трансформатора, к которой в процессе расчета приводятся все параметры элементов эквивалентной схемы ИТ.

2. На основании исходных данных для расчета производится выбор схемы и изоляции обмоток трансформатора (см. § 3-2).

3. Определяются сечения проводов обмоток по допустимой плотности тока, и выбирается изоляция проводов (см. § 3-3). Для проводов круглого сечения диаметры, вычисляемые по формулам (3-2) и (3-3), будут соответственно:

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4I_1^2 \tau F k_6}{\pi^2 j^2 \Delta}}; \quad D_2 = \frac{D_1}{\sqrt[3]{n^2}}.$$

4. Для выбранной схемы обмоток трансформатора по эюрам напряжений вычисляется коэффициент  $\alpha$  (1-21):

$$\alpha = \frac{1}{3n^2} \sum_{k=1}^v \frac{d_6}{d_k} (U_{ak*}^2 + U_{ak*} U_{bk*} + U_{bk*}^2),$$

а по эюрам напряженностей магнитного поля вычисляется коэффициент  $\beta$  (1-40):

$$\beta = \sum_{k=1}^v \left[ \frac{1}{v^2} (v-k+1)^2 \frac{d_k}{d_6} \right] + \frac{\sum D_k}{3d_6}.$$

5. Выбирается коэффициент загущения  $\sigma$  по допустимому выбросу на вершине фронта импульса (рис. 2-2 и 2-4). Определяется длительность фронта импульса в относительных единицах по графику (рис. 2-3) или по приближенной формуле (2-9):

$$T_\phi = 4,76\sigma - 1,3.$$

Вычисляется коэффициент согласования  $q$  (2-11):

$$q = \sigma \sqrt{1 + \frac{R_r}{R_n}} \pm \sqrt{\sigma^2 \left(1 + \frac{R_r}{R_n}\right) - \frac{R_r}{R_n}}.$$

Вычисляется конструктивный параметр  $X_\phi$ , удовлетворяющий требованиям, предъявляемым к длительности фронта импульса (2-20):

$$X_\phi \leq \frac{\tau_{\phi, \text{доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_r/R_n}}{k_1 T_\phi \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}.$$

6. Выбирается приращение магнитной индукции  $\Delta B$  исходя из магнитных характеристик стали, применяемой для магнитопровода (см. § 3-4).

Предварительно определяется напряженность размагничивающего поля, создаваемого зарядным током накопительных конденсаторов, или задается напряженность размагничивающего поля при размагничивании магнитопровода от постороннего источника.

Для выбранных значений  $\Delta B$  и  $H$  определяется импульсная и эффективная магнитная проницаемость (1-14):

$$\mu_{\text{э}} = \mu_{\Delta} / \left( 1 + \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{12 \rho_c \tau} \right).$$

7. Вычисляется конструктивный параметр  $X_{\text{сп}}$ , удовлетворяющий требованиям, предъявляемым к спаду вершины импульса (2-30),

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l \tau R_{\Gamma}}{\mu_{\text{э}} (1 + R_{\Gamma}/R_{\text{H}}) \Delta U}}.$$

Ориентировочная длина магнитной цепи определяется по формулам (3-7), (3-8):

при  $a = b$

$$l = \sqrt[3]{\frac{480 U \tau 144 \pi d_{\text{с}} \sqrt{\beta / (\varepsilon \alpha)}}{q R_{\text{H}} \Delta B}};$$

при  $a = b/2$

$$l = \sqrt[3]{\frac{480 U \tau 72 \pi d_{\text{с}} \sqrt{\beta / (\varepsilon \alpha)}}{q R_{\text{H}} \Delta B}}.$$

8. Вычисляется конструктивный параметр  $X_{\text{э}}$ , удовлетворяющий энергетическим характеристикам (3-9):

$$X_{\text{э}} = \sqrt[3]{\frac{l R_{\text{H}} \left( \frac{\delta^2}{6 \rho_c} + \frac{\tau}{\mu_{\text{э}}} \right)}{2 k_1 \left[ \frac{\rho_m k_{\text{с}}}{\pi D \Delta R_{\text{H}}} + \frac{\sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) \right]}}.$$

9. Выбирается конструктивный параметр на основании неравенств:

$$X_{\text{ф}} \geq X \geq X_{\text{сп}}; \quad 0,4 X_{\text{э}} \leq X \leq 2,5 X_{\text{э}}.$$

Вычисляется сечение магнитопровода (1-54)

$$S = 1 / (Y^2 X^2)$$

и число витков обмотки (1-55)

$$\omega = Y X^2,$$

где  $Y = \Delta B / (U \tau)$ .

10. Определяются высота обмотки и длина магнитопровода (см. § 3-6):

$$h = 120\pi \frac{d_{6w}}{qR_n} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon\alpha}}; \quad l = 2(h + 2h_1 + 2a + m).$$

Выбирается магнитопровод из стандартной серии.

11. Производится уточненный расчет ИТ с учетом размеров выбранного магнитопровода и уточненных диаметров проводов обмоток. Вычисляется коэффициент полезного действия.

12. Определяется тепловой режим ИТ.

Если в качестве расчетных принимаются несколько значений приращения магнитной индукции  $\Delta B$  и конструктивного параметра  $X$ , то для них определяются сечение магнитопровода, число витков, высота обмоток, длина и объем магнитопровода, вычисляются длительность фронта, спад вершины импульса. Для варианта, наиболее полно удовлетворяющего поставленным требованиям, производится уточненный расчет ИТ.

Последовательность расчета может меняться из-за дополнительных требований или ограничений, вводимых в исходные данные для расчета. Так, например, при заданных значениях индуктивности намагничивания и коэффициента трансформации (ИТ для транзисторных блокинг-генераторов, ламповый генератор с выходным ИТ) расчет ИТ следует начинать с вычисления параметра  $X$  из (1-50) и с определения сечения магнитопровода (1-54) и числа витков (1-55). Далее выбирается схема обмотки, определяются диаметры проводов и т. д.

Рекомендуемая последовательность расчета предлагается главным образом при расчете ИТ, когда основные требования предъявляются к длительности фронта и спаду вершины импульса.

## ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

### ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

В качестве примеров рассматриваются расчеты ИТ, трансформирующих импульсы, близкие к прямоугольным, различных по напряжению, мощности, длительности и частоте следования импульсов. В качестве источников импульсов в примерах использованы генераторы с частичным разрядом накопительной емкости на электронных лампах, генераторы с полным разрядом накопительной емкости и коммутацией формирующей линии газоразрядными приборами, генераторы на полупроводниковых приборах, работающих в ключевом режиме.

#### 4-1. Расчет импульсного трансформатора в схеме генератора с формирующей линией

Принципиальная схема генератора приведена на рис. 4-1.

1. Исходные данные для расчета: мощность в импульсе  $P = 3,6$  мВт; напряжение на нагрузке  $U_2 = 24$  кВ; длительность импульса  $\tau = 5$  мкс; частота следования импульсов  $F = 100$  Гц; полярность выходного импульса положительная; длительность фронта выходного импульса на уровне 0,1 и 0,9 амплитуды  $t_{\Phi} \leq 0,5$  мкс; спад вершины импульса (в относительных единицах) не более  $\Delta U \leq 0,05$ ; выброс напряжения на вершине фронта импульса не более 3%.

Для генератора импульсов с формирующей линией и мощностью в импульсе 3,6 мВт в качестве коммутирующего прибора может быть выбран импульсный металлокерамический тиратрон ТГИ1—500/16. Основные параметры тиратрона:  $P = 4$  мВт;  $I = 500$  А;  $U = 16$  кВ,  $I_{\text{ср}} = 0,5$  А;  $\tau = 10$  мкс.

Исходя из номинального напряжения тиратрона  $U = 16$  кВ, выбираем с некоторым запасом напряжение, до которого заряжаются конденсаторы формирующей линии, равным  $U_{\text{л}} = 15$  кВ. Напряжение на первичной обмотке трансформатора будет  $U_1 = 7,5$  кВ.

По исходным данным определяются:

коэффициент трансформации

$$n = U_2 / U_1 = 24 \cdot 10^3 : (7,5 \cdot 10^3) = 3,2;$$

ток в цепи нагрузки

$$I_2 = P / U_2 = 3,6 \cdot 10^6 : (24 \cdot 10^3) = 150 \text{ А};$$

ток в первичной обмотке ИТ

$$I_1 = I_2 n = 150 \cdot 3,2 = 480 \text{ А};$$

сопротивление нагрузки

$$R_{\text{н}} = U_2^2 / P = 576 \cdot 10^6 : (3,6 \cdot 10^6) = 160 \text{ Ом};$$

сопротивление генератора (волновое сопротивление формирующей линии)

$$R_{\text{Г}} = 1,06 R_{\text{н}} / n^2 = 1,06 \cdot 160 : 10,24 = 16,6 \text{ Ом}$$

(коэффициент 1,06 вводится при работе линии в режиме рассогласования для улучшения условий гашения тиратрона);

скважность

$$Q = 1 / (F\tau) = 10^6 : (100 \cdot 5) = 2 \cdot 10^3;$$

средний ток, протекающий через тиратрон,

$$I_{\text{ср}} = I_1 / Q = 480 : (2 \cdot 10^3) = 0,24 \text{ А};$$

средняя мощность установки

$$P_{\text{ср}} = P / Q = 3,6 \cdot 10^6 : (2 \cdot 10^3) = 1,8 \text{ кВт}.$$

В расчетные формулы подставляются параметры элементов эквивалентной схемы ИТ, генератора импульсов, приведенные ко вторичной обмотке трансформатора.

Анализ формы фронта выходного импульса, рассмотренный во второй главе, производился в предположении, что на первичную обмотку ИТ по-

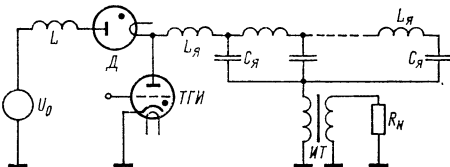


Рис. 4-1



дается ступенчатая э. д. с. Импульс, формируемый длинной линией с конечным числом ячеек, имеет конечную скорость установления фронта. Если искусственная длинная линия будет состоять не менее чем из пяти ячеек, то длительность фронта импульса, формируемого линией [13], не будет превышать

$$\tau_{ф.л} \approx 0,27 \frac{\tau}{m} = 0,27 \frac{5 \cdot 10^{-6}}{5} = 0,27 \text{ мкс,}$$

где  $m$  — число ячеек линии.

Поэтому можно считать с некоторым приближением, что при заданной длительности фронта выходного импульса  $\tau_{ф} = 0,5$  мкс и длительности фронта входного импульса, формируемого линией,  $\tau_{ф.л} = 0,27$  мкс допустимая длительность фронта импульса, приходящаяся на ИТ, не должна превышать  $\tau_{ф.доп} = 0,23$  мкс.

2. Выбор схемы и изоляции обмоток. Исходя из максимального напряжения вторичной обмотки  $U_2 = 24$  кВ, трансформатор следует выполнить маслonaполненным с изоляцией обмоток, изготовленной из кабельной бумаги. Первичная обмотка может быть однослойной. Если число слоев вторичной обмотки выбрать, исходя из минимальной разности потенциалов между слоями обмоток, то число слоев  $v_2$  следует выбрать близким к коэффициенту трансформации  $n$ , т. е. равным трем. Если число слоев выбрать, исходя из условия электрической прочности, допуская на слой не более 20 кВ, то вторичная обмотка должна быть двухслойной. Если число слоев выбирать из условия

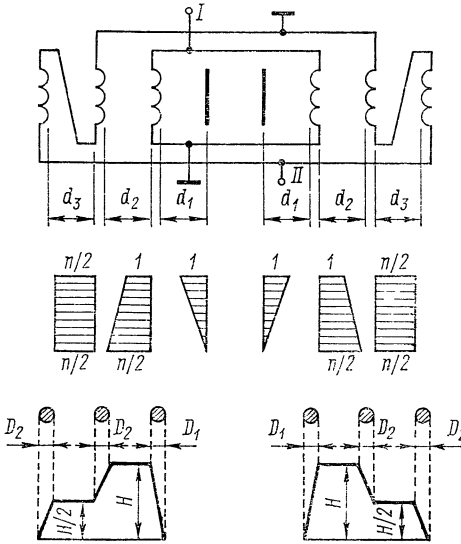


Рис. 4-2

размещения проводов обмоток (при одинаковой допустимой плотности тока в первичной и вторичной обмотках), то число слоев  $v_2$  как число, близкое к  $\sqrt{n}$ , будет равно двум.

Рассмотрим вариант однослойной первичной и двухслойной вторичной обмоток, размещенных на двух стержнях. Возможность размещения обмоток на одном стержне проверим при определении высоты обмотки. Схема обмотки, распределение потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля приведены на рис. 4-2.

Размеры изоляционных промежутков можно определить, исходя из допустимой для кабельной бумаги в масле напряженности электрического поля  $E_{доп} = 5$  кВ/мм. При этом  $d_1 = 1,5$  мм;  $d_2 = 2,4$  мм;  $d_3 = 2,4$  мм.

3. Определение сечения и выбор изоляции проводов обмоток. Определим диаметр провода первичной обмотки по формуле (3-2):

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4I_1^2 \tau F k_6}{\pi^2 \Delta j^2}}$$

Так как обмотки располагаются на двух стержнях, то  $I_1 = 240$  А. Допустимая плотность тока для первичной и вторичной обмоток может быть

принята равной  $j = 6 \text{ А/мм}^2$ . Глубина проникновения, учитывающая поверхностный эффект (3-1), будет

$$\Delta = 0,0662 \sqrt{2\tau} = 0,0662 \sqrt{10 \cdot 10^{-6}} = 0,209 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Коэффициент близости при сплошной намотке принимаем равным  $k_6 = 2$ . Подставляя принятые значения коэффициентов, получим

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 57,6 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 2}{9,86 \cdot 0,209 \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^{12}}} = 1,46 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Диаметр провода вторичной обмотки

$$D_2 = \frac{D_1}{\sqrt[3]{n^2}} = \frac{1,46 \cdot 10^{-3}}{\sqrt[3]{10,24}} = 0,67 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Провода для обмоток следует выбрать с изоляцией, хорошо пропитываемой трансформаторным маслом. Этому условию отвечают провода с хлопчатобумажной изоляцией типа ПБД. Для первичной обмотки выбираем по ГОСТ провод ПБД диаметром, ближайшим к расчетному,  $D_1 = 1,5 \text{ мм}$ , а для вторичной обмотки — диаметром  $D_2 = 0,67 \text{ мм}$ . Окончательный выбор диаметров проводов будет произведен после определения числа витков и высоты обмотки для проверки возможности размещения витков провода выбранного диаметра по высоте.

4. Вычисление коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . Для выбранной схемы обмоток трансформатора, определенных размеров изоляционных промежутков и сечений проводов коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  определяются по распределению потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля (рис. 4-2).

Принимаем базисное расстояние  $d_6$  равным одному из изоляционных промежутков:  $d_6 = d_2 = d_3 = 2,4 \text{ мм}$ .

Для первичной однослойной и вторичной двухслойной обмоток, размещенных на двух стержнях, с изменением полярности импульса коэффициент емкости

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n}{2} + \frac{n^2}{4} \right) + 3 \frac{d_6}{d_3} \left( \frac{n}{2} \right)^2 \right] = \\ &= \frac{2}{3 \cdot 10,24} (1,6 + 1 + 1,6 + 2,56 + 3 \cdot 2,56) = 0,94. \end{aligned}$$

Коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{d_2}{d_6} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + 2D_2}{3d_6} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{4} + \frac{1,5 + 1,34}{7,2} \right) = 0,82.$$

5. Определение конструктивного параметра  $X_\Phi$ . Для обеспечения заданной допустимой длительности фронта импульса конструктивный параметр должен удовлетворять условию (2-20):

$$X_\Phi \leq \frac{\tau_{\Phi, \text{ доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_T/R_H}}{k_1 T_\Phi \sqrt{\epsilon \alpha \beta}},$$

где  $\tau_{\Phi, \text{ доп}} = 0,23 \text{ мкс}$  — допустимая длительность фронта импульса на уровне 0,1—0,9;  $k_1 = 6$  — коэффициент периметра;  $\epsilon = 4$  — относительная диэлектрическая проницаемость кабельной бумаги в масле.

Принимая  $\sigma = 0,9$  (выброс напряжения на вершине фронта импульса не превысит 3%), определим длительность фронта в относительных единицах

$T_{\Phi}$  как функцию коэффициента затухания  $\sigma$  по кривым рис. 2-3 или по формуле (2-9). Для  $\sigma = 0,9$  получим  $T_{\Phi} = 2,9$  и, подставляя эти значения в (2-20), находим

$$X_{\Phi} = \frac{0,23 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 169,57/160}}{6 \cdot 2,9 \cdot \sqrt{4,0 \cdot 0,94 \cdot 0,82}} = 3,23.$$

Коэффициент согласования определим из (2-11):

$$q = \sigma \sqrt{1 + R_{\Gamma}/R_{\text{H}}} \pm \sqrt{\sigma^2 (1 + R_{\Gamma}/R_{\text{H}}) - R_{\Gamma}/R_{\text{H}}} = \\ = 0,9 \sqrt{2,06} \pm \sqrt{0,81 \cdot 2,06 - 1,06}; \\ q_1 = 0,51; \quad q_2 = 2,07.$$

При сравнительно небольшом сопротивлении нагрузки  $R_{\text{H}} = 160$  Ом для дальнейших расчетов выбираем  $q = 2,07$ .

6. Выбор приращения магнитной индукции и определение эффективной магнитной проницаемости. Как указывалось в первой главе, магнитопроводы высоковольтных ИТ должны обладать высокими значениями приращения индукции и магнитной проницаемости. При униполярном намагничивании магнитопровода приращение магнитной индукции на предельном частном цикле для холоднокатаной стали не будет превышать 0,5—0,7 Тл. Однако при работе трансформатора в схеме генератора с формирующей линией зарядный ток накопительных конденсаторов формирующей линии, протекающий через первичную обмотку ИТ и создающий в магнитопроводе размагничивающее поле, позволяет получить более высокие значения  $\Delta B$  и  $\mu_{\Delta}$ .

При резонансно-диодном заряде накопительных конденсаторов напряженность размагничивающего поля (3-6)

$$H_{\text{p}} = \frac{I_2 \tau F q R_{\text{H}} h / l}{240 d_{\sigma} \sqrt{\beta / (\epsilon \alpha)}} \lambda.$$

Отношение  $h/l$  может быть принято равным 0,25. Коэффициент режима заряда  $\lambda$  при резонансно-диодном заряде выбирается большим единицы. Это позволяет уменьшить индуктивность зарядного дросселя, увеличить зарядный ток и регулировать частоту следования импульсов без изменения индуктивности зарядного дросселя. Примем  $\lambda = 1,8$ ; тогда

$$H_{\text{p}} = \frac{150 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 160 \cdot 2,07 \cdot 0,25 \cdot 1,8}{240 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,82/(4,0 \cdot 94)}} = 41,55 \text{ А/м}.$$

Пользуясь кривыми, приведенными на рис. 3-4 (для стали Э340 с толщиной ленты  $\delta = 0,08$  мм и удельным сопротивлением  $\rho_{\text{с}} = 50 \cdot 10^{-8}$  Ом·м), приращение индукции  $\Delta B$  выбираем как функцию  $H$  при различных значениях напряженности размагничивающего поля  $H_{\text{p}}$ . При  $H_{\text{p}} = 42$  А/м могут быть приняты:  $\Delta B = 1,3$  Тл;  $H = 1250$  А/м. При меньших значениях  $\Delta B$  площадь сечения магнитопровода и число витков обмоток увеличиваются и возрастает длительность фронта импульса.

Импульсная магнитная проницаемость (1-5)

$$\mu_{\Delta} = \Delta B / \Delta H = 1,3/1250 = 1,04 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}.$$

Эффективная магнитная проницаемость (1-14)

$$\mu_{\text{э}} = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{12 \rho_{\text{с}} \tau}} = \frac{1,04 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{1,04 \cdot 10^{-3} \cdot 64 \cdot 10^{-10}}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 5 \cdot 10^{-6}}} = 0,85 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м}.$$

7. Определение параметра  $X_{\text{сп}}$ . Для обеспечения заданного допустимого спада вершины импульса конструктивный параметр  $X$  должен удовлетворять условию (2-30):

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l\tau R_{\Gamma}}{\mu_{\text{э}}(1 + R_{\Gamma}/R_{\text{н}})\Delta U}}$$

Длина магнитной цепи может быть определена ориентировочно по (3-8):

$$l = \sqrt[3]{\frac{480U\tau \cdot 72\pi d_6 \sqrt{\beta/(\varepsilon\alpha)}}{qR_{\text{н}}\Delta B}} = \sqrt[3]{\frac{480 \cdot 24 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 72 \cdot 3,14 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,82/(4 \cdot 0,94)}}{2,07 \cdot 160 \cdot 1,3}} = 0,325 \text{ м.}$$

Подставляя значение  $l = 0,325$  м в (2-30), получим

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{0,325 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 169,57}{0,85 \cdot 10^{-3} \cdot 2,06 \cdot 0,05}} = 1,77.$$

Для удовлетворения требованиям, предъявляемым к длительности фронта и спаду вершины импульса, конструктивный параметр должен лежать в пределах:  $3,23 \geq X \geq 1,77$ .

8. Определение параметра  $X_{\text{э}}$ . Для достижения максимального значения коэффициента передачи конструктивный параметр  $X$  должен удовлетворять условию (3-9):

$$X_{\text{э}} = \sqrt[3]{\frac{IR \left( \frac{\delta^2}{6\rho_{\text{с}}} + \frac{\tau}{\mu_{\text{э}}} \right)}{2k_1 \left[ \frac{\rho_{\text{м}} k_6}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\varepsilon\alpha\beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) \right]}} = \sqrt[3]{\frac{0,325 \cdot 160 \left( \frac{64 \cdot 10^{-10}}{6 \cdot 50 \cdot 10^{-8}} + \frac{5 \cdot 10^{-6}}{0,85 \cdot 10^{-3}} \right)}{2 \cdot 6 \left[ \frac{1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 2}{3,14 \cdot 0,67 \cdot 10^{-3} \cdot 0,21 \cdot 10^{-3} \cdot 160} + \frac{\sqrt{4 \cdot 0,94 \cdot 0,82}}{12 \cdot 10^8 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} \left( 2,07 + \frac{1}{2,07} \right) \right]}} = 3,03.$$

Суммарные потери и запасенная энергия в ИТ существенно не увеличатся, если конструктивный параметр будет находиться в пределах:

$$0,4X_{\text{э}} \leq X \leq 2,5X_{\text{э}} \text{ или } 1,21 \leq X \leq 7,57.$$

Таким образом, для удовлетворения требований, предъявляемых к длительности фронта, спаду вершины импульса, энергетическим характеристикам, конструктивный параметр должен удовлетворять неравенству:  $3,23 \geq X \geq 1,77$ .

9. Определение площади сечения магнитопровода и числа витков обмоток трансформатора. Площадь сечения магнитопровода  $S$  и число витков  $w$  обмоток трансформатора определяются исходя из значения конструктивного параметра  $X$ . При любом выбранном  $X$ , лежащем в пределах  $3,23 \geq X \geq 1,77$ , длительность фронта выходного импульса не будет более 0,5 мкс, а спад вершины импульса в относительных единицах не превысит 0,05. Если в качестве расчетного принять значение  $X$ , близкое к 1,77, то длительность фронта импульса будет иметь минимальное возможное значение, а спад вершины импульса будет удовлетворять значению 0,05 без запаса. Если  $X$  будет выбрано близким к 3,23, то спад вершины импульса будет ми-

нимальным возможным, а длительность фронта будет удовлетворять только значению 0,5 мкс.

Если выбрать значение  $X$ , исходя из уменьшения как длительности фронта, так и спада вершины импульса в равное число раз, то

$$X = \sqrt[3]{X_{\Phi} X_{\text{сп}}^2} = \sqrt[3]{3,23 \cdot 1,77^2} = 2,16.$$

Примем в качестве расчетного значения  $X = 2,2$ . Площадь сечения магнитопровода определим по (1-54):

$$S = \frac{1}{Y^2 X^2} = \frac{1}{10,83^2 \cdot 2,2^2} = 17,6 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2,$$

где

$$Y = \frac{\Delta B}{U \tau} = \frac{1,3}{24 \cdot 10^3 \cdot 5 \cdot 10^{-6}} = 10,83.$$

Число витков (1-55):

$$\omega = Y X^2 = 10,83 \cdot 4,84 = 52,4.$$

Ближайшие целые значения чисел витков первичной и вторичной обмоток, удовлетворяющие заданному коэффициенту трансформации  $n = 3,2$  (с некоторым приближением):  $\omega_2 = 51$ ;  $\omega_1 = 16$ .

10. Определение высоты обмотки и длины магнитной цепи. По формуле (3-10) определим высоту обмотки:

$$h = 120\pi \frac{d_{\text{св}} \omega}{q R_{\text{н}}} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \cdot \frac{2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 51}{2,07 \cdot 160} \cdot 0,47 = 65,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

По (3-11) определим длину магнитной цепи:

$$l = 2(h + 2h_1 + 2a + m) = 2(6,54 + 1,6 + 6,0 + 2,6) = 33,5 \text{ см}.$$

Полученная длина магнитной цепи  $l = 33,5$  см близка к ориентировочной длине  $l = 32,5$  см. Если бы обмотки были размещены на одном стержне (при этом коэффициент  $\alpha$  уменьшается в два раза, а коэффициент  $\beta$  увеличивается в два раза), то высота обмотки возросла бы в два раза. Это подтверждает правильность первоначально выбранного варианта размещения обмоток на двух стержнях.

В результате расчета получены конструктивные данные магнитопровода:  $S = 17,6 \text{ см}^2$ ,  $h = 5,7 \text{ см}$ ,  $l = 33,5 \text{ см}$ . Магнитопровод может быть выбран из стандартной серии магнитопроводов, выпускаемых промышленностью (см. табл. П-2). Ближайший по сечению магнитопровод из серии стержневых ленточных ПЛ  $32 \times 64$  имеет площадь сечения  $S = 18,4 \text{ см}^2$ .

Можно допустить некоторое отклонение параметра  $X$  от расчетного и произвести перерасчет, подставляя в формулы требуемую площадь сечения магнитопровода:

$$X = \frac{1}{Y} \sqrt{\frac{1}{S}} = \frac{10^2}{10,83 \cdot 4,3} = 2,15.$$

Небольшое уменьшение параметра  $X$  приведет к незначительным уменьшению длительности фронта и увеличению спада вершины импульса. Число витков для новых значений  $X$  и  $S$ :

$$\omega = Y X^2 = 10,83 \cdot 2,15^2 = 50.$$

Ближайшие целые значения чисел витков, удовлетворяющие заданному коэффициенту трансформации, остаются теми же:  $\omega_2 = 51$ ,  $\omega_1 = 16$ .

Высота обмотки остается без изменения:  $h = 65,4$  мм. Магнитопровод может быть выбран с высотой окна, равной 80 мм — ПЛ 32 × 64-80.

11. Уточненный расчет ИТ. Проведем уточненный расчет ИТ с учетом размеров выбранного магнитопровода стандартной серии.

а. Схема соединений обмоток трансформатора и размеры изоляционных промежутков остаются без изменений.

б. Уточнение диаметров проводов обмоток. Высота обмотки  $h = D' \frac{\omega}{\nu} p$ ,

где  $D'$  — диаметр провода с изоляцией;  $\omega$  — число витков обмотки;  $\nu$  — число слоев обмотки;  $p$  — число параллельных проводов, составляющих один виток обмотки.

Первичная однослойная обмотка может быть выполнена двумя параллельными проводами диаметром  $D_1 = 1,74$  мм (диаметр провода с изоляцией 2,01 мм). Высота обмотки  $h = 2,01 \cdot 16 \cdot 2 = 64,3$  мм близка к расчетной.

Вторичная двухслойная обмотка (первый слой — 26 витков, второй — 25 витков) может быть выполнена двумя параллельными проводами диаметром  $D_2 = 0,96$  мм (диаметр провода с изоляцией 1,18 мм) или тремя параллельными проводами диаметром  $D_2 = 0,62$  мм (диаметр провода с изоляцией 0,84 мм). Высота обмотки  $h = 1,18 \cdot 26 \cdot 2 = 61,4$  мм или  $h = 0,84 \cdot 26 \cdot 3 = 65,5$  мм также близка к расчетной. Остановимся для вторичной обмотки на диаметре провода  $D_2 = 0,96$  мм.

в. Уточнение коэффициента периметра (1-43):

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a} + \frac{2d_S}{\sqrt{S}}} \right),$$

где  $a = 3,2$  см;  $b = 6,4$  см;  $S = 18,4$  см<sup>2</sup>;  $d_S = 1,0$  см;

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{3,2}{6,4}} + \sqrt{\frac{6,4}{3,2} + \frac{2,0}{\sqrt{18,4}}} \right) = 5,18.$$

Полученное значение  $k_1 = 5,18$  не превышает принятого первоначально  $k_1 = 6$ .

г. Уточнение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$  с учетом выбранных диаметров и толщины изоляции проводов:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n}{2} + \frac{n^2}{4} \right) + 3 \frac{d_6}{d_3} \frac{n^2}{4} \right] = \\ &= \frac{2}{3 \cdot 10,24} \left( \frac{2,4}{1,63} + \frac{2,4}{2,64} 5,16 + 3 \frac{2,4}{2,62} 2,56 \right) = 0,86, \end{aligned}$$

где  $d_1 = 1,63$  мм;  $d_2 = 2,64$  мм;  $d_3 = 2,62$  мм;

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{d_2}{d_6} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + 2D_2}{3 d_6} \right),$$

где  $D_1 = 1,74$  мм;  $D_2 = 0,96$  мм;

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{2,64}{2,4} + \frac{2,62}{4 \cdot 2,4} + \frac{1,74 + 1,92}{3 \cdot 2,4} \right) = 0,94.$$

д. Определение длительности фронта импульса (2-20):

$$\tau_{\phi} = \frac{T_{\phi} k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_T/R_H}} = \frac{2,9 \cdot 5,18 \cdot 2,15 \sqrt{4 \cdot 0,86 \cdot 0,94}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 169,57 : 160}} = 0,13 \text{ мкс.}$$

Полученная длительность фронта импульса не превышает заданной  
 $\tau_{ф. доп} = 0,23$  мкс.

е. Определение спада вершины импульса (2-30):

$$\Delta U = \frac{\tau R_r l}{\mu_s X^2 (1 + R_r/R_n)} = \frac{5 \cdot 10^{-6} \cdot 169,57 \cdot 0,36}{0,85 \cdot 10^{-3} \cdot 4,62 \cdot 2,06} = 0,038.$$

Полученный спад вершины импульса не превышает заданного значения 0,05.

ж. Распределенная емкость, индуктивность рассеяния, индуктивность намагничивания ИТ:

распределенная емкость (1-20)

$$C_s = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 g h}{d_6} \alpha,$$

где  $g = 2(a + b + 2d_\Sigma) = 2(3,2 + 6,4 + 2,04) = 23,3$  см;

$$C_s = \frac{4 \cdot 0,233 \cdot 0,065 \cdot 0,86}{4 \cdot 3,14 \cdot 9 \cdot 10^9 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3}} = 192 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

индуктивность рассеяния (1-37)

$$L_s = \frac{4\pi\omega^2 g d_6}{h \cdot 10^7} \beta = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 2601 \cdot 0,233 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,94}{0,065 \cdot 10^7} = 26,4 \cdot 10^{-6} \text{ Гн};$$

индуктивность намагничивания (1-15)

$$L_\mu = \frac{\omega^2 S}{l} \mu_s = \frac{2601 \cdot 18,4 \cdot 10^{-4}}{0,36} \cdot 0,85 \cdot 10^{-3} = 11,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

з. Определение потерь и коэффициента полезного действия.

мощность потерь на вихревые токи (3-12)

$$P_{вх} = U^2 \frac{\delta^2 l \tau F}{12 \rho_c X^2} = 5,76 \cdot 10^8 \frac{64 \cdot 10^{-10} \cdot 0,36 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 4,62} = 23,9 \text{ Вт};$$

мощность потерь в проводах обмоток (3-16)

$$P_m = U_{20M}^2 \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_2 R_n^2} \left( \frac{n}{\rho_1 \sqrt[3]{n^2}} + \frac{1}{\rho_2} \right) =$$

$$= 5,76 \cdot 10^8 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \frac{2 \cdot 5,18 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 2,15}{3,14 \cdot 0,21 \cdot 10^{-3} \cdot 0,96 \cdot 10^{-3} \cdot 2,56 \cdot 10^4} \times$$

$$\times \left( \frac{3,2}{2 \sqrt[3]{10,24}} + \frac{1}{2} \right) = 8,56 \text{ Вт};$$

реактивная мощность ИТ (3-17)

$$P_p = U^2 F \left[ \frac{k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{6 \cdot 10^8 R} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{l \tau^2}{2 \mu_s X^2} \right] =$$

$$= 5,76 \cdot 10^8 \cdot 100 \left[ \frac{5,18 \cdot 2,15 \sqrt{4 \cdot 0,85 \cdot 0,94}}{6 \cdot 10^8 \cdot 160} \left( 2,07 + \frac{1}{2,07} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{0,36 \cdot 25 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,85 \cdot 10^{-3} \cdot 4,62} \right] = 96,5 \text{ вар};$$

коэффициент полезного действия (3-18)

$$\eta = \frac{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}}}{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}} + P_{\text{в}} + P_{\text{м}}},$$

где

$$P_{\text{ср}} = \frac{U^2 \tau F}{R} = \frac{5,76 \cdot 10^8 \cdot 5 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{160} = 1,8 \text{ кВт};$$

$$\eta = \frac{1800 - 96,5}{1800 - 96,5 + 23,9 + 8,56} = 0,98.$$

12. Тепловой режим ИТ.

а. Площадь поверхности магнитопровода, необходимая для того, чтобы при мощности потерь на вихревые токи  $P_{\text{в}} = 23,9$  Вт и коэффициенте теплопередачи  $k_{\text{т}} = 50$  Вт/(К·м<sup>2</sup>) перепад температур не превышал 50° С:

$$S_{\text{охл}} \geq \frac{P_{\text{в}}}{k_{\text{т}} \Delta t} = \frac{23,9}{50 \cdot 50} 10^4 = 95,7 \text{ см}^2.$$

Площадь активной поверхности магнитопровода, соприкасающейся с маслом:

$$S_{\text{охл}} = 2(a + b)(l - 2h_0) = 2(3,2 + 6,4)(36 - 16) = 384 \text{ см}^2,$$

где  $h_0$  — высота окна магнитопровода.

Удельная тепловая нагрузка магнитопровода

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{в}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{23,9}{384 \cdot 10^{-4}} = 623 \text{ Вт/м}^2$$

не превышает допустимой для маслonaполненных трансформаторов.

б. Площадь поверхности обмоток, необходимая для того, чтобы при мощности потерь в проводах обмоток  $P_{\text{м}} = 8,56$  Вт перепад температур не превышал 40° С:

$$S_{\text{охл}} \geq \frac{8,56}{50 \cdot 40} 10^4 = 43 \text{ см}^2.$$

Площадь поверхности обмоток на двух стержнях

$$S_{\text{охл}} = 2gh = 2 \cdot 22,5 \cdot 5,7 = 256 \text{ см}^2.$$

Удельная тепловая нагрузка обмоток

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{м}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{8,56}{256 \cdot 10^{-4}} = 334 \text{ Вт/м}^2$$

не превышает допустимой.

Если предположить, что вся энергия, накопленная в индуктивности намагничивания, будет при формировании обратного напряжения выделяться в магнитопроводе в виде потерь:

$$P_{\mu} = \frac{U^2 F l \tau^2}{2\mu_0 X^2} = \frac{5,76 \cdot 10^8 \cdot 100 \cdot 0,36 \cdot 25 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,85 \cdot 10^{-3} \cdot 4,62} = 66 \text{ вар},$$



то площадь активной поверхности магнитопровода  $S_{\text{охл}} = 384 \text{ см}^2$  превышает требуемую площадь

$$S = \frac{P_{\text{в}} + P_{\mu}}{k_{\text{Г}} \Delta t} = \frac{23,9 + 66,0}{50 \cdot 50} = 359,6 \text{ см}^2.$$

В результате расчета получены конструктивные данные для изготовления ИТ, удовлетворяющего поставленным требованиям.

#### 4-2. Расчет импульсного трансформатора, работающего в схеме лампового генератора

Принципиальная схема генератора с ИТ приведена на рис. 4-3.

1. Исходные данные для расчета: мощность в импульсе  $P = 20 \text{ мВт}$ ; напряжение на нагрузке  $U_2 = 80 \text{ кВ}$ ; длительность импульса  $\tau = 2 \text{ мкс}$ ; частота следования импульсов  $F = 100 \text{ Гц}$ ; длительность фронта выходного импульса на уровне  $0,1-0,9 \tau_{\text{ф}} \leq 0,2 \text{ мкс}$ ; спад вершины импульса (в относительных единицах)  $\Delta U \leq 0,03$ ; выброс напряжения на вершине фронта импульса не более 3%; полярность выходного импульса — положительная.

В качестве источника импульсов используется генератор с частичным разрядом накопительной емкости и модуляторной лампы типа ГМИ-2Б. Рабочий режим лампы: анодный ток  $I_{\text{а}} = 70 \text{ А}$ , напряжение на лампе  $U_{\text{а}} = 2 \text{ кВ}$ ; ток первой сетки  $I_{\text{с1}} = 2,8 \text{ А}$ ; ток второй сетки  $I_{\text{с2}} = 10 \text{ А}$ ; напряжение на первой сетке  $U_{\text{с1}} = 600 \text{ В}$ ; приращение напряжения на первой сетке  $\Delta U_{\text{с1}} = 100 \text{ В}$ ; напряжение на второй сетке  $U_{\text{с2}} = 1250 \text{ В}$ .

По характеристикам лампы определяются сопротивление генераторной лампы при формировании фронта импульса  $R_{\text{Г ф}} = 490 \text{ Ом}$  и сопротивление генераторной лампы при формировании вершины импульса  $R_{\text{Г сп}} = 45 \text{ Ом}$ .

По исходным данным определяются: напряжение на первичной обмотке ИТ

$$U_1 = P/I_{\text{а}} = 2 \cdot 10^6 : 70 = 28,57 \text{ кВ};$$

коэффициент трансформации

$$n = U_2/U_1 = 80 \cdot 10^3 : (28,57 \cdot 10^3) = 2,8;$$

сопротивление нагрузки

$$R_{\text{н}} = U_2/P = 64 \cdot 10^8 : (2 \cdot 10^6) = 3,2 \text{ кОм};$$

ток нагрузки

$$I_2 = P/U_2 = 2 \cdot 10^6 : (80 \cdot 10^3) = 25 \text{ А};$$

скважность

$$Q = 1/(\tau F) = 1 : (2 \cdot 10^{-6} \cdot 100) = 5 \cdot 10^3;$$

средняя мощность

$$P_{\text{ср}} = P_{\text{н}}/Q = 2 \cdot 10^6 : (5 \cdot 10^3) = 400 \text{ Вт};$$

напряжение на накопительной емкости

$$U_{\text{с}} = U_1 + U_{\text{а}} = 28,57 + 2,0 = 30,57 \text{ кВ}.$$

Все параметры элементов эквивалентной схемы ИТ и генератора импульсов приводятся в процессе расчета к высоковольтной вторичной обмотке трансформатора.

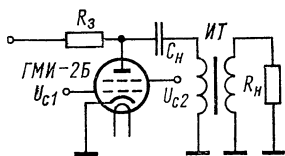


Рис. 4-3

2. Выбор схемы и изоляции обмоток. Для ИТ с выходным напряжением 80 кВ следует выбрать в качестве изоляции между магнитопроводом и обмотками и между слоями обмоток масляные промежутки с применением уголковой изоляции для крепления проводов. Принимая во внимание при выборе числа слоев обмоток электрическую прочность изоляции и возможность получения минимальной разности потенциалов между слоями, для данного трансформатора следует выбрать первичную обмотку однослойной, а вторичную — двухслойной.

Рассмотрим вариант размещения обмоток трансформатора на одном стержне. Схема обмоток, распределение потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля приведены на рис. 4-4.

При допустимой напряженности электрического поля для масляной изоляции  $E_{\text{доп}} \leq 5$  кВ/мм изоляционные промежутки следует выбрать равными:  $d_1 = 8$  мм,  $d_2 = 10$  мм,  $d_3 = 10$  мм. Примем базисное расстояние равным одному из изоляционных промежутков:  $d_0 = d_2 = d_3 = 10$  мм.

3. Определение сечения и выбор изоляции проводов. По формуле (3-2) определим диаметр провода первичной обмотки:

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4I_1^2 \tau F k_G}{\pi^2 \Delta j^2}}$$

Допустимая плотность тока для первичной и вторичной обмоток, находящихся в масле, может быть принята равной  $j = 10$  А/мм<sup>2</sup>. Коэффициент близости примем равным  $k_G = 2$ .

Глубина проникновения, учитывающая поверхностный эффект,

$$\Delta = 0,0662 \sqrt{2\tau} = 0,0662 \sqrt{4 \cdot 10^{-6}} = 0,132 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Подставляя принятые значения в (3-2), получим

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 49 \cdot 10^2 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 2}{9,86 \cdot 0,132 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{14}}} = 0,39 \text{ мм.}$$

Диаметр провода вторичной обмотки (3-3):

$$D_2 = \frac{D_1}{\sqrt[3]{n^2}} = \frac{0,39 \cdot 10^{-3}}{\sqrt[3]{7,84}} = 0,19 \text{ мм.}$$

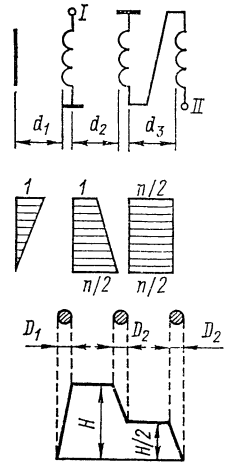


Рис. 4-4

Провода для обмоток необходимо выбрать с изоляцией, хорошо пропитываемой трансформаторным маслом. Выберем провода с хлопчатобумажной изоляцией марки ПБД. Окончательный выбор диаметров проводов следует произвести после определения числа витков и высоты обмоток трансформатора.

4. Вычисление коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . Для первичной однослойной и вторичной двухслойной обмоток, размещенных на одном стержне, с изменением полярности импульса коэффициент емкости

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{3n^2} \left[ \frac{d_0}{d_1} + \frac{d_0}{d_2} \left( 1 + \frac{n}{2} + \frac{n^2}{4} \right) + 3 \frac{d_0}{d_3} \left( \frac{n}{2} \right)^2 \right] = \\ &= \frac{1}{3 \cdot 7,84} \left( \frac{10}{8} + 1 + \frac{2,8}{2} + \frac{7,84}{4} + 3 \frac{7,84}{4} \right) = 0,49. \end{aligned}$$

Коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{d_2}{d_0} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_0} + \frac{D_1 + 2D_2}{3d_0} = 1 + \frac{1}{4} + \frac{0,39 + 2 \cdot 0,19}{3 \cdot 10} = 1,27.$$

5. Определение параметра  $X_{\phi}$ . Для того чтобы длительность фронта выходного импульса удовлетворяла поставленному требованию, конструктивный параметр должен удовлетворять условию (2-20):

$$X_{\phi} \leq \frac{\tau_{\phi, \text{ доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}}}}{k_1 T_{\phi} \sqrt{\epsilon \alpha \beta}},$$

где  $\tau_{\phi, \text{ доп}} \leq 0,2$  мкс;  $k_b = 6$  — коэффициент периметра;  $\epsilon = 2,2$  — относительная диэлектрическая проницаемость масла;

$$R_{\Gamma} = R_{\Gamma} \cdot \phi n^2 = 490 \cdot 7,84 = 3,84 \text{ кОм.}$$

Принимая коэффициент затухания  $\sigma = 0,8$ , при котором выброс напряжения на вершине фронта импульса не превысит 3% амплитуды, определим длительность фронта в относительных единицах:

$$T_{\phi} = 4,76\sigma - 1,3 = 2,5.$$

Подставляя известные величины в (2-20), находим

$$X_{\phi} \leq \frac{0,2 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + \frac{3840}{3200}}}{6 \cdot 2,5 \sqrt{2,2 \cdot 0,49 \cdot 1,27}} = 5,08.$$

Коэффициент согласования  $q$  определим по (2-11):

$$\begin{aligned} q &= \sigma \sqrt{1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}}} \pm \sqrt{\sigma^2 \left(1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}}\right) - \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}}} = \\ &= 0,8 \sqrt{1 + \frac{3840}{3200}} \pm \sqrt{0,64 \left(1 + \frac{3840}{3200}\right) - \frac{3840}{3200}}; \\ q_1 &= 0,73, \quad q_2 = 1,64. \end{aligned}$$

В качестве расчетного принимаем значение  $q = 1,64$ .

6. Выбор приращения магнитной индукции и определение эффективной магнитной проницаемости. В импульсных генераторах с частичным разрядом накопительной емкости ток, протекающий через первичную обмотку трансформатора, при подзаряде накопительного конденсатора в паузу между импульсами имеет малое значение. Размагничивающее поле, создаваемое таким током, невелико, и поэтому приращение магнитной индукции при униполярном намагничивании не может превышать  $\Delta B = B_m - B_r$ .

По кривым, приведенным на рис. 3-4 для стали Э340 при  $H_p = 0$ , выберем приращение индукции  $\Delta B = 0,7$  Тл и  $H = 1050$  А/м. При значениях  $\Delta B$ , превышающих 0,7 Тл (режим насыщения), резко уменьшается магнитная проницаемость и возрастают потери в магнитопроводе.

Импульсная магнитная проницаемость при выбранных значениях  $\Delta B$  и  $H$

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{H} = \frac{0,7}{1050} = 0,66 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м.}$$

Эффективная магнитная проницаемость

$$\mu_{\text{э}} = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{12\rho_{\text{с}}\tau}} = \frac{0,66 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{0,66 \cdot 10^{-3} \cdot 25 \cdot 10^{-10}}{12 \cdot 50 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6}}} = 0,58 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м,}$$

где  $\delta = 0,05$  мм — толщина ленты.

7. Определение параметра  $X_{\text{сп}}$ . Заданный допустимый спад вершины импульса обеспечивается, если конструктивный параметр удовлетворяет условию (2-30):

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l\pi R_{\Gamma}}{\mu_{\text{э}} \left(1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{н}}}\right) \Delta U}},$$

где  $R_{\Gamma} = R_{\Gamma, \text{сп}} n^2 = 45 \cdot 7,84 = 352$  Ом.

Определим по (3-7) ориентировочную длину магнитной цепи:

$$l = \sqrt[3]{\frac{480U\tau \cdot 144\pi d_0 \sqrt{\beta/(\epsilon\alpha)}}{qR_{\text{н}} \Delta B}} = \sqrt[3]{\frac{480 \cdot 8 \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 3,14 \cdot 10^{-2} \cdot 1,08}{1,64 \cdot 3200 \cdot 0,7}} = 0,47 \text{ м.}$$

Подставляя полученные значения в (2-30), находим

$$X_{\text{сп}} = \sqrt{\frac{0,47 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 352}{0,58 \cdot 10^{-3} \left(1 + \frac{352}{3200}\right) 0,03}} = 4,14.$$

Для удовлетворения требований, предъявляемых к длительности фронта и спаду вершины импульса, конструктивный параметр  $X$  должен лежать в пределах:  $4,14 \leq X \leq 5,08$ .

8. Определение параметра  $X_{\text{э}}$ . Для достижения максимального коэффициента передачи конструктивный параметр определяется по формуле

$$X_{\text{э}} = \sqrt[3]{\frac{lR \left(\frac{\delta^2}{6\rho_{\text{с}}} + \frac{\tau}{\mu_{\text{э}}}\right)}{2k_1 \left[\frac{\rho_{\text{м}}k_6}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\epsilon\alpha\beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left(q + \frac{1}{q}\right)\right]}} = \sqrt[3]{\frac{0,47 \cdot 3,2 \cdot 10^3 \left(\frac{64 \cdot 10^{-10}}{6 \cdot 50 \cdot 10^{-8}} + \frac{2 \cdot 10^{-6}}{0,58 \cdot 10^{-3}}\right)}{2 \cdot 6 \left[\frac{1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 2}{3,14 \cdot 0,19 \cdot 10^{-3} \cdot 0,13 \cdot 10^{-3} \cdot 3,2 \cdot 10^3} + \frac{\sqrt{2,2 \cdot 0,49 \cdot 1,27}}{12 \cdot 10^8 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} \left(1,64 + \frac{1}{1,64}\right)\right]}} = 8,2.$$

Суммарные потери и запасенная энергия в ИТ существенно не увеличатся, если конструктивный параметр  $X$  будет лежать в пределах  $0,4X_{\text{э}} \leq X \leq 2,5X_{\text{э}}$ , т. е.  $3,28 \leq X \leq 20,5$ .

Таким образом, для удовлетворения требований, предъявляемых к длительности фронта, спаду вершины импульса, энергетическим характеристикам, конструктивный параметр должен удовлетворять неравенству  $4,14 \leq X \leq 5,08$ .

9. Определение площади сечения магнитопровода и числа витков обмоток трансформатора. Площадь сечения магнитопровода и число витков обмоток трансформатора определяются исходя из выбранного значения конструктивного параметра  $X$ :

$$S = \frac{1}{Y^2 X^2} \text{ и } \omega = Y X^2,$$

где

$$Y = \frac{\Delta B}{U \tau} = \frac{0,7}{80 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 4,37.$$

Примем в качестве расчетного значение  $X = 4,14$ , обеспечивающее заданный спад вершины импульса и минимальную возможную длительность фронта импульса. Площадь сечения сердечника

$$S = \frac{1}{Y^2 X^2} = \frac{1}{19,1 \cdot 17,14} = 30,5 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2.$$

Магнитопровод ИТ может быть выбран из стандартной серии магнитопроводов типа ПЛ (см. табл. П-2). Ближайший магнитопровод ПЛ  $40 \times 80$  имеет площадь сечения  $S = 28,8 \text{ см}^2$ . Определим новое значение конструктивного параметра

$$X = \sqrt{\frac{1}{Y^2 S}} = \sqrt{\frac{10^4}{19,1 \cdot 28,8}} = 4,26$$

и число витков вторичной обмотки

$$\omega = Y X^2 = 4,37 \cdot 18,14 = 79,2.$$

Ближайшие целые числа витков первичной и вторичной обмоток, удовлетворяющие заданному коэффициенту трансформации, будут  $\omega_1 = 29$  и  $\omega_2 = 81$ .

10. Определение высоты обмотки. По формуле (3-10) определим высоту обмотки:

$$h = 120\pi \frac{d_6 \omega}{q R_H} \sqrt{\frac{\beta}{\epsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{10^{-2} \cdot 81}{1,64 \cdot 3200} \sqrt{\frac{1,27}{2,2 \cdot 0,49}} = 63,1 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Высота окна магнитопровода должна быть

$$h_0 \geq h + 2h_1 = 63,1 + 32 = 95,1 \text{ мм}$$

где  $h_1$  может быть принято равным 16 мм.

Окончательные размеры магнитопровода ПЛ  $40 \times 80-100$  будут:  $a = 40 \text{ мм}$ ,  $b = 80 \text{ мм}$ ,  $m = 64 \text{ мм}$ ,  $h_0 = 100 \text{ мм}$ ,  $S = 28,8 \text{ см}^2$ ,  $l = 45,3 \text{ см}$ .

11. Уточненный расчет ИТ. Произведем уточненный расчет ИТ с учетом размеров выбранного магнитопровода стандартной серии.

а. Схема соединений обмоток трансформатора и размеры изоляционных промежутков остаются без изменений.

б. Уточнение диаметров проводов обмоток. Первичная однослойная обмотка может быть выполнена тремя параллельными проводами марки ПБД диаметром 0,49 мм (диаметр провода с изоляцией 0,71 мм).

Высота первичной обмотки  $h = 3 \cdot 0,71 \cdot 29 = 61,8 \text{ мм}$ .

Первичная обмотка может быть выполнена двумя параллельными проводами диаметром 0,86 мм (диаметр провода с изоляцией 1,08 мм). Высота ее  $h = 2 \cdot 1,08 \cdot 29 = 62,6 \text{ мм}$ ; при увеличении диаметра провода возрастают трудности исполнения обмотки на уголковои изоляции.

Вторичная двухслойная обмотка может быть выполнена двумя параллельными проводами диаметром 0,53 мм (диаметр провода с изоляцией 0,75 мм). Высота ее  $h = 2 \cdot 0,75 \cdot 41 = 61,5 \text{ мм}$ .

Последние витки слоев обмоток, находящиеся под высокими потенциалами, должны быть намотаны проводом большего диаметра, исключающим появление коронного разряда в масле.

в. Уточнение коэффициента периметра

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} + \frac{2d_\Sigma}{\sqrt{S}} \right),$$

где  $a = 4,0$  см;  $b = 8,0$  см;  $S = 28,8$  см<sup>2</sup>;  $d_\Sigma = 3$  см;

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{4}{8}} + \sqrt{\frac{8}{4}} + \frac{6}{\sqrt{28,8}} \right) = 6,48.$$

г. Уточнение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . Если пренебречь незначительным увеличением размеров изоляционных промежутков за счет изоляции проводов обмоток и некоторым увеличением диаметров проводов первичной и вторичной обмоток, то коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  останутся без изменений.

д. Определение длительности фронта импульса

$$\tau_{\text{ф}} = \frac{T_{\text{ф}} k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_{\Gamma}/R_{\text{H}}}} = \frac{2,5 \cdot 6,48 \cdot 4,26 \sqrt{2,2 \cdot 0,49 \cdot 1,27}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 3840 : 3200}} = 0,18 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Выбор из допустимых пределов малого значения конструктивного параметра  $X = 4,26$  позволил получить малую длительность фронта выходного импульса.

е. Определение спада вершины импульса

$$\Delta U = \frac{\tau R_{\Gamma} l}{\mu_0 X^2 \left( 1 + \frac{R_{\Gamma}}{R_{\text{H}}} \right)} = \frac{2 \cdot 10^{-6} \cdot 352 \cdot 0,45}{0,58 \cdot 10^{-3} \cdot 18,14 \left( 1 + \frac{352}{3200} \right)} = 0,027.$$

Полученный спад вершины импульса не превышает заданного.

ж. Определение потерь и коэффициента полезного действия: мощность потерь на вихревые токи

$$P_{\text{в}} = U^2 \frac{\delta^2 l \tau F}{12 \rho_{\text{с}} X^2} = \frac{64 \cdot 10^8 \cdot 25 \cdot 10^{-10} \cdot 0,45 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 100}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 18,14} = 13,23 \text{ Вт};$$

мощность потерь в проводах обмоток

$$P_{\text{м}} = U_{20\text{М}}^2 \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_2 R_{\text{H}}^2} \left( \frac{n}{\rho_1 \sqrt[3]{n^2}} + \frac{1}{\rho_2} \right) =$$

$$= 64 \cdot 10^8 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \frac{2 \cdot 6,48 \cdot 2 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 4,26}{3,14 \cdot 0,132 \cdot 10^{-3} \cdot 0,53 \cdot 10^{-3} \cdot 10,24 \cdot 10^6} \times$$

$$\times \left( \frac{2,8}{3 \sqrt[3]{7,84}} + \frac{1}{2} \right) = 0,53 \text{ Вт};$$

реактивная мощность ИТ

$$P_{\text{р}} = U^2 F \left[ \frac{k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta} X}{6 \cdot 10^8 R_{\text{H}}} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{l \tau^2}{2 l X^2} \right] =$$

$$= 64 \cdot 10^8 \cdot 100 \left[ \frac{6,48 \cdot 1,17 \cdot 4,26}{6 \cdot 10^8 \cdot 3200} \left( 1,64 + \frac{1}{1,64} \right) + \frac{0,45 \cdot 4 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,58 \cdot 10^{-3} \cdot 18,14} \right] =$$

$$= 78,9 \text{ вар};$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}}}{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}} + P_{\text{в}} + P_{\text{м}}} = \frac{400 - 78,9}{400 - 78,9 + 13,23 + 0,53} = 0,96.$$

12. Тепловой режим ИТ. Поверхность магнитопровода, соприкасающаяся с маслом,

$$S_{\text{охл}} = 2l(a + b) = 2 \cdot 45(4 + 8) = 1080 \text{ см}^2.$$

Удельная тепловая нагрузка магнитопровода

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{в}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{13,23}{0,108} = 122 \text{ Вт/м}^2$$

не превышает допустимой.

Удельная тепловая нагрузка обмоток

$$P_{\text{у}} = 0,53 : 0,068 = 7,8 \text{ Вт/м}^2$$

также не превышает допустимой.

Если предположить, что вся энергия, накопленная в индуктивности намагничивания, будет выделена в магнитопровode, то мощность потерь

$$P_{\mu} = \frac{U^2 F l \tau^2}{2 \mu_0 X^2} = 64 \cdot 10^8 \cdot 100 \frac{0,45 \cdot 4 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 0,58 \cdot 10^{-3} \cdot 18,14} = 54,7 \text{ Вт},$$

а удельная тепловая нагрузка магнитопровода

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{в}} + P_{\mu}}{S_{\text{охл}}} = \frac{13,23 + 54,7}{0,108} = 629 \text{ Вт/м}^2$$

также не превысит допустимой.

В результате расчета получены конструктивные данные для изготовления ИТ, отвечающего поставленным требованиям.

### 4-3. Расчет импульсного трансформатора в схеме управления мощным импульсным тиратроном типа ТГИ1-2000/35

Импульсный тиратрон ТГИ1-2000/35 предназначен для работы в импульсных устройствах с коммутацией токов до 2000 А при напряжении до 35 кВ. Применение импульсного трансформатора в схеме управления тиратроном может быть связано с требованием увеличения напряжения источника управляющих импульсов, с необходимостью включения трансформатора в цепь управления, содержащую источник смещения или отделения потенциала источника управляющих импульсов от потенциалов электродов тиратрона.

Принципиальная схема управления импульсным тиратроном с линейным модулятором в качестве источника управляющих импульсов приведена на рис. 4-5. В схему управления не включены элементы фильтра, защищающие источник управляющих импульсов от перенапряжений на сетке в период развития разряда, так как они существенно не влияют на работу импульсного трансформатора.

Параметры импульса, управляющего тиратроном: минимальная амплитуда импульса напряжения  $U_{\text{мин}} = 1 \text{ кВ}$ ; максимальная амплитуда импульса напряжения  $U_{\text{макс}} = 2 \text{ кВ}$ ; минимальная длительность импульса  $\tau_{\text{мин}} = 3 \text{ мкс}$ ; максимальная длительность импульса  $\tau_{\text{макс}} = 8 \text{ мкс}$ ; ток управления  $I = 10 \text{ А}$ ; минимальная скорость нарастания напряжения  $2 \text{ кВ/мкс}$ ; максимальная скорость нарастания напряжения  $3 \text{ кВ/мкс}$ .

1. Исходные данные для расчета: амплитуда импульса напряжения  $U = 1,8 \text{ кВ}$ ; ток управления  $I = 10 \text{ А}$ ; длительность импульса управления  $\tau = 8 \text{ мкс}$ ; частота следования импульсов  $F = 330 \text{ Гц}$ ; длительность фронта

импульса  $\tau_f = 0,6$  мкс; спад вершины импульса  $\Delta U = 0,05$ ; полярность выходного импульса — положительная; амплитуда входного импульса  $U_{вх} = 600$  В; полярность входного импульса — отрицательная.

По исходным данным определяются: коэффициент трансформации  $n = U/U_{вх} = 3$  и сопротивление нагрузки  $R_n = U/I = 144$  Ом ( $R_n$  выбираем исходя из возможного уменьшения амплитуды входных импульсов на 20%); волновое сопротивление формирующей линии (без учета коэффициента рас- согласования)  $R_r = R_n/n^2 = 16$  Ом; ток в первичной обмотке трансформатора  $I_1 = In = 30$  А; скважность  $Q = 1/(\tau F) = 1/(8 \cdot 10^{-6} \cdot 330) = 379$ ; средняя мощность  $P_{ср} = P/Q = 1800 \cdot 10 : 379 = 47,5$  Вт.

В процессе расчетов все параметры эквивалентной схемы приводятся к вторичной обмотке трансформатора.

Если в качестве источника управляющих импульсов используется не линейный модулятор, а генератор на модуляторной лампе, то  $R_r$  определяется по анодной характеристике лампы отдельно для режимов формирования фронта и вершины импульса.

2. Выбор схемы и изоляции обмоток. Трансформатор следует выполнить сухим с использованием в качестве изоляции между обмоткой и магнитопроводом и между слоями обмоток кабельной бумаги или лакоткани.

Первичная обмотка может быть выполнена однослойной. Исходя из распределения напряжения по слоям обмоток и размещения проводов, выбранных по допустимой плотности тока, вторичную обмотку следует выполнить двухслойной. При сравнительно малых сопротивлениях нагрузки следует выбрать схему обмотки, позволяющую иметь уменьшенные значения  $L_s$  и увеличенные  $C_s$ . Это достигается при размещении обмоток на двух стержнях с параллельным соединением первичных и вторичных обмоток.

Схема обмоток, распределение потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля по слоям приведена на рис. 4-6. Если принять допустимую напряженность электрического поля для сухой кабельной изоляции  $E_d = 2$  кВ/мм, то изоляционные промежутки будут  $d_1 = 0,3$  мм;  $d_2 = 0,45$  мм;  $d_3 = 0,45$  мм. Базисное расстояние  $d_6$  примем равным одному из изоляционных промежутков, например 0,45 мм.

3. Определение сечения и изоляции проводов. Диаметр провода первичной обмотки (3-2):

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4k_6 I^2 \tau F}{\pi^2 \Delta j^2}}$$

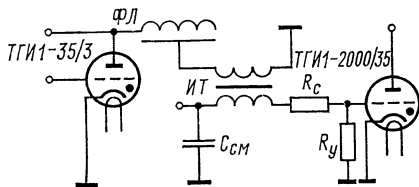


Рис. 4-5

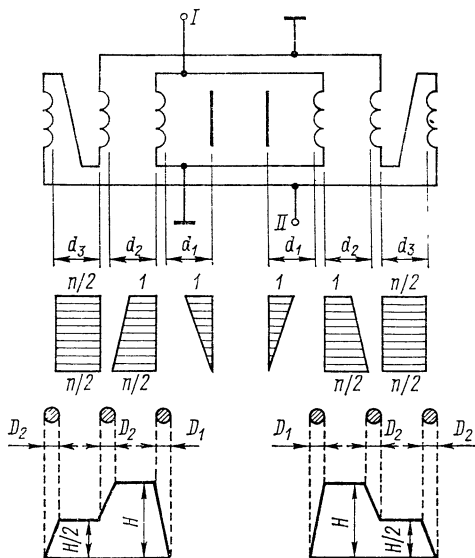


Рис. 4-6

Схема обмоток, распределение потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля по слоям приведена на рис. 4-6. Если принять допустимую напряженность электрического поля для сухой кабельной изоляции  $E_d = 2$  кВ/мм, то изоляционные промежутки будут  $d_1 = 0,3$  мм;  $d_2 = 0,45$  мм;  $d_3 = 0,45$  мм. Базисное расстояние  $d_6$  примем равным одному из изоляционных промежутков, например 0,45 мм.

3. Определение сечения и изоляции проводов. Диаметр провода первичной обмотки (3-2):

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4k_6 I^2 \tau F}{\pi^2 \Delta j^2}}$$



Допустимую плотность тока для сухого трансформатора следует принять не более 6 А/мм<sup>2</sup>. Глубина проникновения  $\Delta = 0,0662 \sqrt{2\tau} = 0,26 \cdot 10^{-3}$  м. Примем коэффициент близости  $k_G = 2$ . Подставляя принятые значения в (3-2), получим

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 2 \cdot 225 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 330}{9,86 \cdot 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^{12}}} = 0,37 \text{ мм.}$$

Диаметр провода вторичной обмотки

$$D_2 = \frac{D_1}{\sqrt[3]{n^2}} = \frac{0,37}{\sqrt[3]{9}} = 0,17 \text{ мм.}$$

Уточним полученные диаметры проводов после определения числа витков и высоты обмотки трансформатора. Провода для обмоток следует выбрать с комбинированной изоляцией (ПЭЛШО, ПЭЛШД, ПЭЛБО или ПЭЛБД).

4. Вычисление коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . Коэффициент емкости

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{2}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n}{2} + \frac{n^2}{4} \right) + 3 \frac{d_6}{d_3} \frac{n^2}{4} \right] = \\ &= \frac{2}{27} \left( \frac{0,45}{0,3} + 1 + 1,5 + 2,25 + 3 \cdot 2,25 \right) = 0,96. \end{aligned}$$

Коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{d_2}{d_6} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + 2D_2}{3d_6} \right) = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{1}{4} + \frac{0,37 + 0,34}{3 \cdot 0,45} \right) = 0,89.$$

5. Определение параметра  $X_\Phi$ . Для обеспечения заданной допустимой длительности фронта импульса параметр  $X_\Phi$  должен удовлетворять условию (2-20):

$$X_\Phi \leq \frac{\tau_{\Phi, \text{доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_\Gamma / R_H}}{k_1 T_\Phi \sqrt{\epsilon \alpha \beta}}.$$

Для трансформаторов, работающих в схемах с линейным модулятором, следует принять  $\tau_{\Phi, \text{доп}} = 0,5 \tau_\Phi$ . Для кабельной бумаги  $\epsilon = 3,5$ . Примем  $\sigma = 0,9$  и определим длительность фронта в относительных единицах по (2-9):

$$T_\Phi = 4,76\sigma - 1,3 = 2,98.$$

Подставляя принятые значения в (2-20), получим

$$X_\Phi \leq \frac{0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 144 : 144}}{6 \cdot 2,98 \sqrt{3,5 \cdot 0,96 \cdot 0,89}} = 4,10.$$

Коэффициент согласования  $q$  определим из (2-11):

$$q = \sigma \sqrt{1 + \frac{R_\Gamma}{R_H}} \pm \sqrt{\sigma^2 \left( 1 + \frac{R_\Gamma}{R_H} \right) - \frac{R_\Gamma}{R_H}} = 0,9 \sqrt{2} \pm \sqrt{0,81 \cdot 2 - 1};$$

$q_1 = 0,48$ ;  $q_2 = 2,06$ ; при сравнительно небольшом сопротивлении нагрузки для дальнейших расчетов примем  $q = 2,06$ .

6. Выбор приращения индукции и определение эффективной проницаемости. Определим напряженность размагничивающего поля, создаваемую зарядным током накопительных конденсаторов формирующей линии (3-6):

$$H_p = \frac{I_2 \tau F q R_n (h/l) \lambda}{240 d_0 \sqrt{\beta / (\epsilon \alpha)}},$$

где  $h/l = 0,25$ ;  $\lambda$  — коэффициент режима заряда — примем равным единице;

$$H_p = \frac{10 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 330 \cdot 2,06 \cdot 144 \cdot 0,25 \cdot 1}{240 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,89 : (3,5 \cdot 0,96)}} = 35,2 \text{ А/м.}$$

Пользуясь кривыми, приведенными на рис. 3-4, приращение индукции  $\Delta B$  выбираем как функцию  $H$  при различных значениях  $H_p$ . При  $H_p = 35 \text{ А/м}$  можно выбрать два значения приращения индукции:

$$\Delta B = 0,95 \text{ Тл, } H = 600 \text{ А/м;}$$

$$\Delta B = 1,1 \text{ Тл, } H = 800 \text{ А/м.}$$

Продолжим расчет для  $\Delta B = 0,95 \text{ Тл}$  и  $H = 600 \text{ А/м}$ . Импульсная магнитная проницаемость (1-5):

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{0,95}{600} = 1,58 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м.}$$

Эффективная магнитная проницаемость (1-14):

$$\mu_{\text{э}} = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{12 \rho_{\text{с}} \tau}} = \frac{1,58 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{1,58 \cdot 10^{-3} \cdot 64 \cdot 10^{-10}}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 8 \cdot 10^{-6}}} = 1,3 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м.}$$

7. Определение параметра  $X_{\text{сп}}$ . Для обеспечения заданного допустимого спада вершины импульса параметр  $X_{\text{сп}}$  должен удовлетворять условию (2-30):

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l \tau R_{\Gamma}}{\mu_{\text{э}} (1 + R_{\Gamma} / R_n) \Delta U}}.$$

Ориентировочная длина магнитной цепи может быть определена по (3-7)

$$l = \sqrt[3]{\frac{480 U \tau 144 \pi d_0 \sqrt{\beta / (\epsilon \alpha)}}{q R_n \Delta B}} = \sqrt[3]{\frac{480 \cdot 1,8 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 3,14 \cdot 0,45 \cdot 10^{-3} \sqrt{0,89 : (3,5 \cdot 0,96)}}{2,06 \cdot 144 \cdot 0,95}} = 0,14 \text{ м.}$$

Подставляя полученные  $\mu_{\text{э}}$  и  $l$  в (2-30), находим

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{0,14 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 144}{1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 0,05}} = 1,11.$$

Для удовлетворения требованиям, предъявляемым к длительности фронта и спаду вершины импульса, конструктивный параметр должен лежать в пределах:

$$1,11 \leq X \leq 4,10.$$

8. Определение параметра  $X_3$ . Для достижения высокого коэффициента передачи энергии конструктивный параметр должен удовлетворять неравенству

$$0,4 X_3 \leq X \leq 2,5 X_3,$$

где

$$X_3 = \sqrt[3]{\frac{IR \left( \frac{\delta^2}{6\rho_c} + \frac{\tau}{\mu_3} \right)}{2k_1 \left[ \frac{\rho_m k_6}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) \right]}}$$

После подстановки известных величин получим

$$X_3 = \sqrt[3]{\frac{0,14 \cdot 144 \left( \frac{64 \cdot 10^{-10}}{6 \cdot 50 \cdot 10^{-8}} + \frac{8 \cdot 10^{-6}}{1,3 \cdot 10^{-3}} \right)}{2 \cdot 6 \left[ \frac{1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 2,0}{3,14 \cdot 0,37 \cdot 10^{-3} \cdot 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 144} + \frac{\sqrt{3 \cdot 5 \cdot 96 \cdot 0,89}}{12 \cdot 10^8 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} \left( 2,06 + \frac{1}{2,06} \right) \right]}} = 2,3.$$

Таким образом, для удовлетворения требований, предъявляемых к длительности фронта, спаду вершины импульса и энергетическим характеристикам, конструктивный параметр  $X$  должен лежать в пределах  $1,11 \leq X \leq 4,10$ .

9. Определение площади сечения магнитопровода и числа витков обмоток. Площадь сечения магнитопровода и число витков обмоток определяются исходя из выбранного значения конструктивного параметра  $X$ . Если основные требования сводятся к форме трансформируемого импульса и, особенно, к длительности фронта импульса, то конструктивный параметр  $X$  следует выбрать не меньшим 1,11. Примем с некоторым запасом  $X = 1,5$ .

Площадь сечения магнитопровода определим по (1-54):

$$S = \frac{1}{Y^2 X^2},$$

где

$$Y = \frac{\Delta B}{U \tau} = \frac{0,95}{1,8 \cdot 10^3 \cdot 8 \cdot 10^{-6}} = 65,97,$$

а число витков (1-56)

$$w = Y X^2.$$

Подставляя принятые значения  $Y$  и  $X$ , получим

$$S = \frac{1}{43,52 \cdot 10^3 \cdot 2,25} = 1,02 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; \quad w = 65,97 \cdot 2,25 = 148,4.$$

Ближайшие целые числа витков первичной и вторичной обмоток, удовлетворяющие заданному коэффициенту трансформации,  $w_2 = 150$  и  $w_1 = 50$ .

Магнитопровод трансформатора с сечением, близким к расчетному, может быть выбран из стандартной серии (см. табл. П-2) типа ПЛ  $10 \times 12,5$  с сечением площадью  $S = 1,12 \text{ см}^2$ ; высоту окна следует подобрать из условия размещения витков первичной и вторичной обмоток.

Первичная обмотка с диаметром провода, выбранным по допустимой плотности тока,  $D_1 = 0,38 \text{ мм}$  (диаметр провода ПЭЛШО с изоляцией 0,49 мм) и числом витков  $w_1 = 50$  должна иметь высоту не менее  $h = 0,49 \cdot 50 = 24,5 \text{ мм}$ . Вторичная обмотка с диаметром провода  $D_2 = 0,17 \text{ мм}$  (диаметр провода ПЭЛШО с изоляцией 0,245 мм) и числом витков в слое  $w_2 = 75$  будет иметь высоту:  $h = 0,245 \cdot 75 = 18,4 \text{ мм}$ .

10. Определение высоты обмотки и длины магнитной цепи. Высота обмотки, определяемая по (3-10), при  $q = 2,06$  должна быть

$$h = 120\pi \frac{d_6 \omega}{q R_H} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 150}{2,06 \cdot 144} \sqrt{\frac{0,89}{3,5 \cdot 0,96}} = 44,12 \text{ мм.}$$

Уменьшить высоту обмотки можно за счет некоторого увеличения длительности фронта импульса, выбрав  $q > 2,06$ . Определим значение  $q$ , при котором высота обмотки не будет превышать  $h = 24,5$  мм:

$$q = 120\pi \frac{d_6 \omega}{h R_H} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 150}{24,5 \cdot 10^{-3} \cdot 144} \sqrt{\frac{0,89}{3,5 \cdot 0,96}} = 3,71.$$

С изменением  $q$  изменяются значения: коэффициента затухания

$$\sigma = \frac{1}{2 \sqrt{1 + R_r/R_H}} \left( q + \frac{R_r}{q R_H} \right) = \frac{1}{2 \sqrt{1 + 144 : 144}} \times \\ \times \left( 3,71 + \frac{144}{3,71 \cdot 144} \right) = 1,4;$$

длительности фронта в относительных единицах

$$T_\Phi = 4,76\sigma - 1,3 = 4,76 \cdot 1,4 - 1,3 = 5,36;$$

конструктивного параметра

$$X_\Phi \leq \frac{\tau_\Phi \text{ доп} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_r/R_H}}{6 T_\Phi \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}} = \frac{0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{2}}{6 \cdot 5,36 \sqrt{3,5 \cdot 0,96 \cdot 0,89}} = 2,28.$$

Полученное значение удовлетворяет неравенству  $X_\Phi > X$ .

Окончательные размеры сердечника ПЛ  $10 \times 12,5$  будут:  $S = 1,12 \text{ см}^2$ ;  $a = 10 \text{ мм}$ ;  $b = 12,5 \text{ мм}$ ;  $m = 12,5 \text{ мм}$ ;  $h_0 = 32 \text{ мм}$ ;  $l = 11,6 \text{ см}$ . Высота обмоток  $h = h_0 - 2h_1 = 32 - 8 = 24 \text{ мм}$ , где  $h_1$  выбирается равной 4 мм.

Для получения равных высот первичной и вторичной обмоток диаметр провода вторичной обмотки должен быть увеличен до  $D_2 = 0,23 \text{ мм}$  (диаметр провода с изоляцией 0,32 мм). Высота вторичной обмотки  $h = 0,32 \cdot 75 = 24 \text{ мм}$ .

11. Уточненный расчет ИТ. Произведем уточненный расчет ИТ с учетом размеров выбранного магнитопровода.

а. Схема соединений обмоток трансформатора и размеры изоляционных промежутков остаются без изменений.

б. Диаметры проводов обмоток:  $D_1 = 0,38 \text{ мм}$ ;  $D_2 = 0,23 \text{ мм}$ .

в. Уточнение коэффициента периметра  $k_1$  (1-43):

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} + \frac{2d_\Sigma}{\sqrt{S}} \right),$$

где  $a = 1,0 \text{ см}$ ,  $b = 1,25 \text{ см}$ ,  $S = 1,12 \text{ см}^2$ ,  $d_\Sigma = 0,23 \text{ см}$ ;

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{1,0}{1,25}} + \sqrt{\frac{1,25}{1,0}} + \frac{2 \cdot 0,23}{\sqrt{1,12}} \right) = 4,89.$$

г. Уточнение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . С учетом толщины изоляции проводов размеры изоляционных промежутков будут:  $d_1 = 0,3 \text{ мм}$ ,  $d_2 = 0,55 \text{ мм}$ ,  $d_3 = 0,54 \text{ мм}$ .

Уточненное значение коэффициента  $\alpha$ :

$$\alpha = \frac{2}{3n^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} + \frac{d_6}{d_2} \left( 1 + \frac{n}{2} + \frac{n^2}{4} \right) + 3 \frac{d_6}{d_3} \frac{n^2}{4} \right] =$$

$$= \frac{2}{27} \left[ \frac{0,45}{0,36} + \frac{0,45}{0,55} (1 + 1,5 + 2,25) + 3 \frac{0,45}{0,54} 2,25 \right] = 0,79.$$

Уточненное значение коэффициента  $\beta$ :

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{d_2}{d_6} + \frac{1}{4} \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + 2D_2}{3d_6} \right) =$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{0,55}{0,45} + \frac{1}{4} \frac{0,54}{0,45} + \frac{0,38 + 2 \cdot 0,32}{3 \cdot 0,45} \right) = 1,13.$$

д. Определение длительности фронта импульса. Уточним значения  $q$ ,  $\sigma$ ,  $T_\Phi$  для новых значений  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$q = 120\pi \frac{d_6 \omega}{h R_H} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{0,45 \cdot 10^{-3} \cdot 150}{24 \cdot 10^{-3} \cdot 144} \sqrt{\frac{1,13}{3,5 \cdot 0,79}} = 4,70;$$

$$\sigma = \frac{1}{2\sqrt{1 + R_\Gamma/R_H}} \left( q + \frac{R_\Gamma}{q R_H} \right) = \frac{1}{2\sqrt{2}} \left( 4,7 + \frac{1}{4,7} \right) = 1,74;$$

$$T_\Phi = 4,76\sigma - 1,3 = 4,76 \cdot 1,74 - 1,3 = 6,98.$$

Длительность фронта импульса

$$T_\Phi = \frac{T_\Phi k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_\Gamma/R_H}} = \frac{6,98 \cdot 4,89 \cdot 1,5 \sqrt{3,5 \cdot 0,79 \cdot 1,13}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{2}} = 0,21 \text{ мкс.}$$

Полученная длительность фронта импульса не превышает заданной.

е. Определение спада вершины импульса. Подставляя известные величины в (3-30), находим

$$\Delta U = \frac{\tau R_\Gamma l}{\mu_0 X^2 (1 + R_\Gamma/R_H)} = \frac{8 \cdot 10^{-6} \cdot 144 \cdot 11,6 \cdot 10^{-2}}{1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 2,25 \cdot 2} = 0,023.$$

Полученный спад вершины импульса не превышает заданного.

ж. Определение потерь и коэффициента полезного действия: мощность потерь на вихревые токи (3-12):

$$P_B = U^2 \frac{\delta^2 \tau F}{12 \rho_C X^2} = 3,24 \cdot 10^6 \frac{64 \cdot 10^{-10} \cdot 0,116 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 330}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 2,25} = 0,47 \text{ Вт};$$

мощность потерь в проводах обмоток (3-15):

$$P_M = U^2 \rho_M \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D R^2} \left( \frac{n}{3\sqrt{n^2}} + 1 \right) =$$

$$= 3,24 \cdot 10^6 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \frac{2 \cdot 4,89 \cdot 8 \cdot 10^{-6} \cdot 330 \cdot 1,5}{3,14 \cdot 0,26 \cdot 10^{-3} \cdot 0,23 \cdot 10^{-3} \cdot 2,07 \cdot 10^4} \left( \frac{3}{\sqrt{9}} + 1 \right) =$$

$$= 1,38 \text{ Вт.}$$

реактивная мощность трансформатора (3-17):

$$P_p = U^2 F \left[ \frac{k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta} X}{6 \cdot 10^8 R} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{l \tau^2}{2 \mu_0 X^2} \right] =$$

$$= 3,24 \cdot 10^6 \cdot 330 \left[ \frac{4,89 \cdot 1,76 \cdot 1,5}{6 \cdot 10^8 \cdot 144} \left( 4,7 + \frac{1}{4,7} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{0,116 \cdot 64 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 1,3 \cdot 10^{-3} \cdot 2,25} \right] = 2,13 \text{ вар};$$

коэффициент полезного действия (3-18):

$$\eta = \frac{P_{ср} - P_p}{P_{ср} - P_p + P_v + P_m} = \frac{47,5 - 2,13}{47,5 - 2,13 + 0,47 + 1,38} = 0,96.$$

12. Тепловой режим ИТ. Площадь поверхности магнитопровода, соприкасающаяся с воздухом,

$$S_{\text{охл}} = 2(a + b)(l - 2h_0) = 2(1 + 1,25)(11,6 - 6,4) = 23,4 \text{ см}^2.$$

Удельная тепловая нагрузка поверхности магнитопровода

$$P_y = \frac{P_v}{S_{\text{охл}}} = \frac{0,47}{23,4 \cdot 10^{-4}} = 200 \text{ Вт/м}^2.$$

Площадь поверхности обмоток, соприкасающаяся с воздухом,

$$S_{\text{охл}} \approx 4h(a + b) = 4 \cdot 2,4(1 + 1,25) = 21,6 \text{ см}^2.$$

Удельная тепловая нагрузка поверхности обмоток

$$P_y = \frac{P_m}{S_{\text{охл}}} = \frac{0,126}{21,6} = 58,3 \text{ Вт/м}^2.$$

Тепловые нагрузки поверхности магнитопровода и обмоток меньше допустимых. Энергия, накопленная в индуктивности намагничивания, выделяется в нагрузку при формировании обратного напряжения, способствующего запирантию тиратрона после прохождения импульса. В результате расчета получены конструктивные данные для изготовления ИТ, удовлетворяющего поставленным требованиям.

#### 4-4. Расчет импульсного трансформатора в схеме управления тиристором

Принципиальная схема управления тиристором посредством транзисторного ключа с ИТ приведена на рис. 4-7. Применение ИТ в схеме управления тиристором вызывается, как правило, необходимостью отделения потенциалов схемы, содержащей тиристор, от потенциалов схемы генератора импульсов и согласования токов и напряжений управления тиристором с токами и напряжениями в схеме генератора (транзисторного ключа).

Рассмотрим пример расчета ИТ в схеме управления быстродействующим высокочастотным тиристором типа ТЧ50, применяемым в инверторах, преобразователях частоты, импульсных модуляторах и других устройствах с повышенными требованиями к динамическим параметрам тиристором.

Параметры управления тиристором ТЧ50: отпирающий ток управления  $I_y = 0,9 \text{ А}$ ; отпирающее напряжение управления  $U_y = 1,5 \text{ В}$ . Такие параметры тиристором типа ТЧ, как время включения, критическая скорость нарастания прямого тока, приводятся в справочниках при токе управления  $I_y = 2 \text{ А}$ , скорости нарастания тока управления  $di_y/dt = 2 \text{ А/мкс}$  и длительности импульса управления  $\tau = 20 \text{ мкс}$ .

При выборе параметров импульсов управления тиристором следует стремиться к получению коротких импульсов с минимальной длительностью фронта и максимальной допустимой амплитудой тока управления. Это уменьшает время включения, мощность потерь и повышает устойчивость тиристора к повышенным критическим скоростям нарастания прямого тока.

По предельным характеристикам диаграмм управления для тиристора ТЧ50 (рис. 4-8) могут быть определены минимальные допустимые токи и напряжения управления исходя из температурного режима работы и максимальные — исходя из допустимых токов и напряжений, не вызывающих повреждения тиристора, а также из допустимой мощности потерь управляющего электрода.

Зависимость импульсного отпирающего тока управления (по отношению к отпирающему постоянному току управления) от длительности управляющего импульса для тиристора ТЧ50 (рис. 4-9) позволяет найти соотношения между необходимой амплитудой импульса тока, длительностью импульса и постоянным током управления.

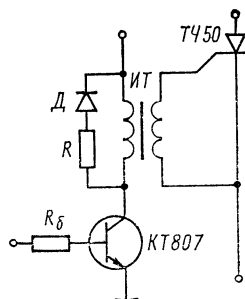


Рис. 4-7

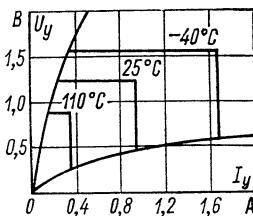
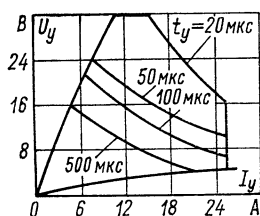


Рис. 4-8

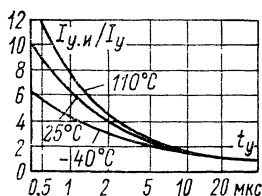


Рис. 4-9

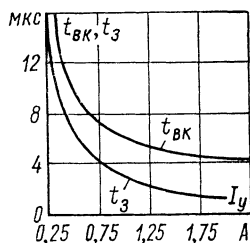


Рис. 4-10

Зависимость времени задержки и времени включения от амплитуды тока управления для тиристора ТЧ50 (рис. 4-10) позволяет выбрать амплитуду тока управления.

Длительность управляющего импульса должна быть выбрана в зависимости от скорости нарастания прямого тока и определяется постоянной времени контура, содержащего тиристор. Из рассмотренных паспортных данных и зависимостей, приведенных на рис. 4-8 — 4-10, для тиристора ТЧ50 можно принять в качестве расчетных следующие параметры управляющего импульса: ток управляющего импульса 2 А, напряжение управляющего импульса 6 В, длительность импульса 20 мкс.

В качестве генератора импульсов для управления тиристором ТЧ50 может быть применен транзисторный ключ на транзисторе типа КТ807 с понижающим ИТ в коллекторной цепи.

Предельные эксплуатационные данные транзистора КТ807: ток коллектора 0,5 А; ток коллектора импульсный 1,5 А; ток базы 0,2 А; напряжение

эмиттер—база 4 В; напряжение коллектор—эмиттер 100 В; мощность на коллекторе 10 Вт; напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения (при  $I_K = 0,5$  А) 1 В.

Для согласования токов и напряжений транзисторного ключа и цепи управления тиристором коэффициент трансформации  $n = U_2/U_1$  можно принять равным 1 : 3 или 1 : 4. С некоторым запасом по току коллектора примем  $n = 1 : 4$ . Напряжение на первичной обмотке трансформатора будет  $U_1 = 24$  В, ток коллектора  $I_K = 0,5$  А, напряжение источника питания транзисторного ключа  $U_0 = 25$  В.

Длительность фронта импульса управления тиристором будет зависеть не только от скорости переходного процесса в ИТ, но и от быстродействия транзисторного ключа. Длительность фронта импульса, формируемого транзисторным ключом,  $\tau_{ф.к}$  может быть определена приближенно по верхней граничной частоте транзистора:

$$\tau_{ф.к} \approx 3\beta \frac{1}{2\pi f_T}.$$

При  $f_T = 10^7$  Гц и  $\beta = 20$  имеем  $\tau_{ф.к} \approx 0,9$  мкс.

Быстродействие транзисторного ключа может быть повышено, если входной импульс, подаваемый на базу транзистора, будет иметь крутой фронт и в схему будут включены «ускоряющий» конденсатор и элементы обратной связи. При этом длительность фронта импульса может быть снижена до 0,3—0,5 мкс.

Импульсный трансформатор, включенный в коллекторную цепь, не должен вносить существенного увеличения длительности фронта импульса, формируемого транзисторным ключом.

1. Исходные данные для расчета: тиристор типа ТЧ50; транзистор типа КТ807; ток управления тиристором  $I_y = 2$  А; напряжение управления тиристором  $U_y = 6$  В; длительность импульса управления  $\tau = 20$  мкс; длительность фронта импульса  $\tau_f \leq 0,3$  мкс; напряжение на первичной обмотке ИТ  $U_1 = 24$  В; ток в первичной обмотке ИТ  $I_1 = 0,5$  А; коэффициент трансформации  $n = 1 : 4$ ; частота следования импульсов (максимальная допустимая)  $F = 5$  кГц; спад вершины импульса (в относительных единицах)  $\Delta U \leq 0,1$ .

По исходным данным определяются: мощность в импульсе  $P = 12$  Вт; свазность  $Q = 1/(\tau F) = 10^6 : (20 \cdot 5 \cdot 10^3) = 10$ ; средняя мощность  $P_{ср} = 1,2$  Вт; сопротивление генератора (транзистора) в режиме насыщения  $R_r = U_{нас}/I_K = 1 : 0,5 = 2$  Ом.

Внутреннее сопротивление генератора во время формирования фронта импульса может быть определено по наклону выходных характеристик транзистора в активном режиме:  $R_{г.ф} \approx 60$  Ом.

Сопротивление нагрузки во время формирования импульса  $R_n = U_2/I_2 = 6 : 2 = 3$  Ом.

Сопротивление нагрузки во время формирования фронта импульса может быть ориентировочно принято равным  $R_{н.ф} \approx 10 R_n = 30$  Ом.

В процессе расчетов все параметры эквивалентной схемы ИТ приводятся к первичной обмотке трансформатора.

Разброс параметров выпускаемых полупроводниковых приборов и нелинейный характер их вольт-амперных характеристик, сильно проявляющийся при изменении режимов работы, связаны с погрешностью определения параметров приборов и могут отразиться на точности расчета ИТ.

2. Выбор схемы и изоляции обмоток ИТ. Рассмотрим вариант исполнения трансформатора с двухслойной первичной и однослойной вторичной обмотками. При малых сопротивлениях нагрузки следует стремиться к получению малых волновых сопротивлений трансформатора  $\sqrt{L_s/C_s}$ .

Для уменьшения индуктивности рассеяния обмотки трансформатора следует разместить на двух стержнях с параллельным соединением первичных и вторичных обмоток.



Схема обмоток трансформатора, распределение потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля приведены на рис. 4-11.

Изоляционный промежуток между первичной обмоткой и магнитопроводом определяется минимальной возможной толщиной каркаса. Примем  $d_1 = 0,4$  мм. Между слоями первичной обмотки примем  $d_2 = 0,2$  мм. Между вторым слоем первичной обмотки и вторичной обмоткой изоляционный промежуток должен быть усилен, так как потенциал катода тиристора может достигать номинального, определяемого классом прибора.

Примем  $d_3 = 0,5$  мм. Используем в качестве изоляции лаколенту.

3. Определение сечения и выбор изоляции проводов обмоток. Диаметр провода первичной обмотки

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4I_1^2 \tau F k_6}{\pi^2 \Delta j^2}}$$

Допустимая плотность тока для первичной и вторичной обмоток может быть принята равной  $j = 6$  А/мм<sup>2</sup>; глубина проникновения тока  $\Delta = 0,0662 \sqrt{2\tau} = 0,41 \cdot 10^{-3}$  м; примем коэффициент близости  $k_6 = 2$ .

Коллекторный ток примем равным максимальному допустимому для КТ807, т. е. 1,5 А. При параллельном соединении обмоток на двух стержнях расчетный ток  $I_1 = 0,75$  А.

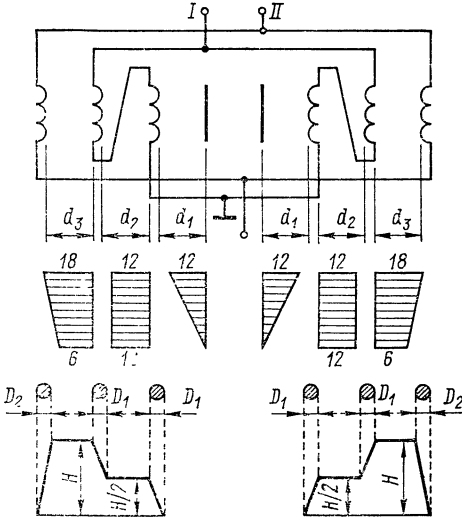


Рис. 4-11

Подставляя в (3-2) принятые значения, получим

$$D_1 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 0,56 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2}{9,86 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^{12}}} = 0,14 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Диаметр провода вторичной обмотки при максимальном токе управления 6 А

$$D_2 = \sqrt[3]{\frac{4 \cdot 9 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 2}{9,86 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3} \cdot 36 \cdot 10^{12}}} = 0,37 \cdot 10^{-3} \text{ м.}$$

Провод следует выбрать с комбинированной изоляцией типа ПЭЛШО. Окончательный выбор диаметров проводов будет произведен после определения числа витков и высоты обмотки трансформатора.

4. Определение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  для выбранной схемы обмоток вычисляются по распределению потенциалов электрического поля и напряженности магнитного поля (рис. 4-11). Коэффициент емкости  $\alpha$  для понижающего трансформатора без изменения полярности импульса с приведением к первичной обмотке определим по формуле (1-21):

$$\alpha = \frac{2}{3U^2} \sum_{k=1}^m \frac{d_6}{d_k} (U_{ak}^2 + U_{ak} U_{bk} + U_{bk}^2),$$

где  $U = 24$  В;  $U_{a1} = 0$ ;  $U_{b1} = 12$ ;  $U_{a2} = 12$ ;  $U_{b2} = 12$ ;  $U_{a3} = 6$ ,  $U_{b3} = 18$ .

Базисное расстояние примем равным изоляционному промежутку между первичной и вторичной обмотками:  $d_6 = d_2 = 0,5$  мм. Подставляя принятые значения, получим

$$\alpha = \frac{2}{3 \cdot 576} \left( \frac{0,5}{0,4} 144 + \frac{0,5}{0,2} 432 + \frac{0,5}{0,5} 468 \right) = 2,0.$$

Коэффициент индуктивности

$$\beta = \frac{1}{2} \left( \frac{1}{4} \frac{d_2}{d_6} + \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + D_2}{3d_6} \right) = \frac{1}{2} \left( \frac{0,2}{0,5} \frac{1}{4} + \frac{0,5}{0,5} + \frac{0,14 + 0,37}{3 \cdot 0,5} \right) = 0,72.$$

5. Определение параметра  $X_\Phi$ . Для обеспечения заданной длительности фронта импульса конструктивный параметр понижающего трансформатора должен удовлетворять условию (2-20):

$$X_\Phi \leq \frac{\tau_{\Phi \text{ доп}} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_H/R_\Gamma}}{k_1 T_\Phi \sqrt{\epsilon \alpha \beta}},$$

где  $\tau_{\Phi \text{ доп}} \leq 0,3$  мкс;  $R = 480$  Ом — сопротивление нагрузки в период формирования фронта импульса, приведенное к первичной стороне трансформатора;  $R_{\Gamma \text{ ф}} = 60$  Ом — внутреннее сопротивление генератора;  $k_1 = 6$  — коэффициент периметра;  $\epsilon = 4,5$  — относительная диэлектрическая проницаемость лакоткани.

При определении  $T_\Phi$  следует принять такое значение коэффициента затухания  $\sigma$  и связанного с ним коэффициента согласования  $q$ , при которых обеспечиваются приемлемые высота обмотки и объем магнитопровода трансформатора.

Для понижающего трансформатора, эквивалентная схема которого приведена на рис. 1-2, б, связь между коэффициентами  $\sigma$  и  $q$  определяется выражением

$$\sigma = \frac{1}{2 \sqrt{1 + R_H/R_\Gamma}} \left( \frac{1}{q} + \frac{q R_H}{R_\Gamma} \right).$$

При малых сопротивлениях нагрузки ( $R_H = 3$  Ом) следует увеличить коэффициент согласования. Так как отклонение в два раза от оптимального значения, равного единице, не вызывает резкого увеличения энергии, накапливаемой в обмотках, то коэффициент согласования может быть принят равным двум.

При  $q = 2$  коэффициент затухания

$$\sigma = \frac{1}{2 \sqrt{1 + 480 : 60}} \left( \frac{1}{2} + \frac{2 \cdot 480}{60} \right) = 2,75,$$

а относительное время (2-9)

$$T_\Phi = 4,76\sigma - 1,3 = 11,79.$$

Подставляя принятые значения в (2-20), получим

$$X_\Phi \leq \frac{0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 480 : 60}}{6 \cdot 11,79 \sqrt{4,5 \cdot 2 \cdot 0,72}} = 1,49.$$

6. Определение параметра  $X_{\text{сп}}$ . Для обеспечения заданного спада вершины импульса конструктивный параметр должен удовлетворять условию (2-30):

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{l\tau R_{\Gamma}}{\mu_{\Delta}(1 + R_{\Gamma}/R_{\text{H}})\Delta U}}$$

Пользуясь кривыми, приведенными на рис. 3-4 для стали Э340, при  $H_{\text{p}} = 0$  примем в качестве расчетных значений  $\Delta B = 0,4$  Тл и  $H = 350$  А/м. Импульсная магнитная проницаемость определяется по (1-5):

$$\mu_{\Delta} = \Delta B/H = 0,4 : 350 = 1,14 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м,}$$

эффективная магнитная проницаемость — по (1-14):

$$\mu_{\Delta} = \frac{\mu_{\Delta}}{1 + \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{12\rho_{\text{с}}\tau}} = \frac{1,14 \cdot 10^{-3}}{1 + \frac{1,14 \cdot 10^{-3} \cdot 64 \cdot 10^{-10}}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 20 \cdot 10^{-6}}} = 1,07 \cdot 10^{-3} \text{ Гн/м,}$$

где  $\delta = 0,08$  мм — толщина ленты;  $\rho_{\text{с}} = 50 \cdot 10^{-8}$  Ом·м — удельное сопротивление стали.

Длину магнитной цепи можно определить ориентировочно по (3-8):

$$l = \sqrt[3]{\frac{480U\tau 72\pi d_{\text{б}} \sqrt{\beta/(\varepsilon\alpha)}}{qR_{\text{H}}\Delta B}}$$

где  $R_{\text{H}} = 48$  — сопротивление нагрузки, приведенное к первичной стороне, а коэффициент согласования при малых сопротивлениях нагрузки может быть принят равным  $q = 2$ .

Подставляя известные величины, получим:

$$l = \sqrt[3]{\frac{480 \cdot 24 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 72 \cdot 3,14 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,284}{2 \cdot 48 \cdot 0,4}} = 5,8 \cdot 10^{-2} \text{ м.}$$

7. Определение параметра  $X_{\text{сп}}$ . При заданном спаде вершины импульса в относительных единицах  $\Delta U \leq 0,1$  конструктивный параметр  $X_{\text{сп}}$  определяется из условия:

$$X_{\text{сп}} \geq \sqrt{\frac{5,8 \cdot 10^{-2} \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 2}{1,07 \cdot 10^{-3} \cdot 1,04 \cdot 0,1}} = 0,144.$$

8. Определение параметра  $X_{\Delta}$ . Высокий коэффициент передачи энергии достигается, если конструктивный параметр лежит в пределах  $0,4X_{\Delta} \leq X \leq 2,5X_{\Delta}$ , где согласно (3-9)

$$X_{\Delta} = \sqrt{\frac{lR \left( \frac{\delta^2}{6\rho_{\text{с}}} + \frac{\tau}{\mu_{\Delta}} \right)}{2k_1 \left[ \frac{m^k \delta}{\pi D \Delta R} + \frac{\sqrt{\varepsilon\alpha\beta}}{12 \cdot 10^8 \tau} \left( q + \frac{1}{q} \right) \right]}} =$$

$$= \sqrt{\frac{0,058 \cdot 48 \left( \frac{64 \cdot 10^{-10}}{6 \cdot 50 \cdot 10^{-8}} + \frac{20 \cdot 10^{-6}}{1,07 \cdot 10^{-3}} \right)}{2 \cdot \left[ \frac{1,75 \cdot 10^{-8} \cdot 2}{3,14 \cdot 0,14 \cdot 10^{-3} \cdot 0,41 \cdot 10^{-3} \cdot 48} + \frac{\sqrt{4,5 \cdot 20 \cdot 0,72}}{12 \cdot 10^8 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} \left( 2 + \frac{1}{2} \right) \right]}} = 1,04.$$

Для удовлетворения требований, предъявляемых к длительности фронта, спаду вершины импульса, коэффициенту передачи энергии, конструктивный параметр  $X$  должен удовлетворять неравенству  $0,144 \leq X \leq 1,49$ .

9. Определение сечения магнитопровода и числа витков обмоток. Площадь сечения магнитопровода определяется по (1-55):

$$S = \frac{1}{Y^2 X^2},$$

где

$$Y = \frac{\Delta B}{U\tau} = \frac{0,4}{24 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 8,33 \cdot 10^2,$$

а число витков (1-56):

$$\omega = Y X^2.$$

Рассмотрим два крайних случая. Если принять в качестве расчетного значения  $X = 1,49$ , то  $S = 0,0064 \text{ см}^2$ , а число витков  $\omega = 1850$ .

ИТ с полученными значениями  $S$  и  $\omega$  невыполним.

При  $X = 0,144$  сечение магнитопроводов  $S = 0,72 \text{ см}^2$ , а число витков  $\omega_1 = 17$ . Магнитопровод с площадью сечения, близкой к расчетной, может быть выбран из стандартной серии типа ПЛ или ШЛ, но число витков вторичной обмотки ( $\omega_2 = 4$ ) оказывается очень малым. В этом случае можно поступить следующим образом. Выберем магнитопровод из стандартной серии с минимальным сечением (см. табл. П-3). Это будет половина магнитопровода типа ШЛ  $6 \times 6,5$  с сечением площадью  $S = 0,18 \text{ см}^2$  и размерами:  $a = 3 \text{ мм}$ ;  $b = 6,5 \text{ мм}$ ;  $m = 6 \text{ мм}$ ;  $h_0 = 15 \text{ мм}$ ;  $l = 5,1 \text{ см}$ .

Определим при выбранных значениях  $Y$  и  $S$  требуемый конструктивный параметр

$$X = \sqrt{\frac{1}{Y^2 S}} = \sqrt{\frac{1}{69,4 \cdot 10^4 \cdot 0,18 \cdot 10^{-4}}} = 0,28.$$

Число витков первичной обмотки

$$\omega_1 = Y X^2 = 8,33 \cdot 10^2 \cdot 0,078 = 64,97.$$

Ближайшие целые числа витков первичной и вторичной обмоток, удовлетворяющие заданному коэффициенту трансформации, будут  $\omega_1 = 64$  и  $\omega_2 = 16$ .

10. Определение высоты обмотки. Высота обмотки определяется по (3-10):

$$h = 120\pi \frac{d_{\text{св}} \omega}{q R_{\text{н}}} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}}.$$

Если подставить принятый коэффициент согласования  $q = 2$ , то

$$h = 120 \cdot 3,14 \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 64}{2 \cdot 48} \sqrt{\frac{0,72}{4,5 \cdot 2}} = 35,6 \cdot 10^{-3} \text{ м}.$$

Для выбранного магнитопровода высота обмотки не может быть более  $h \leq h_0 - 2h_1 = 15 - 4 = 11 \text{ мм}$ . Определим значение  $q$ , при котором высота обмотки не превысит  $11 \text{ мм}$ :

$$q = 120\pi \frac{d_{\text{св}} \omega}{h R_{\text{н}}} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 64}{11 \cdot 10^{-3} \cdot 48} \sqrt{\frac{0,72}{4,5 \cdot 2}} = 6,46.$$

Определим параметр  $X_{\Phi}$  при новом значении  $q = 6,46$ . Коэффициент затухания для понижающего ИТ

$$\sigma = \frac{1}{2\sqrt{1 + R_H/R_r}} \left( \frac{1}{q} + \frac{qR_H}{R_r} \right) =$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{1 + 480:60}} \left( \frac{1}{6,46} + \frac{6,46 \cdot 480}{60} \right) = 8,63.$$

Длительность фронта импульса в относительных единицах (2-9)

$$T_{\Phi} = 4,76 \cdot 8,63 - 1,3 = 39,8.$$

Подставляя полученные значения в (2-20), находим

$$X_{\Phi} \leq \frac{0,3 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + 480:60}}{6 \cdot 39,8 \sqrt{4,5 \cdot 2,0 \cdot 0,72}} = 0,44.$$

Таким образом, полученное значение  $X_{\Phi}$  удовлетворяет неравенству  $X_{\Phi} \geq X$ .

11. Уточненный расчет ИТ. Произведем расчет ИТ с учетом размеров выбранного магнитопровода стандартной серии.

а. Схема соединений обмоток трансформатора и размеры изоляционных промежутков остаются без изменений.

б. Уточнение диаметров проводов обмоток. Диаметр провода ПЭЛШО первичной двухслойной обмотки может быть выбран равным 0,25 мм (диаметр провода с изоляцией 0,34 мм). Высота первичной обмотки (1-45)

$$h = D \frac{w}{v} p = 0,34 \frac{64}{2} = 10,8 \text{ мм.}$$

Вторичную однослойную обмотку можно выполнить или одним проводом диаметром 0,57 мм (с изоляцией — 0,685 мм) с высотой обмотки  $h = 0,68 \cdot 16 = 10,9$  мм или двумя проводами диаметром 0,25 мм (диаметр провода с изоляцией 0,34 мм), какими выполнена первичная обмотка с высотой  $h = 0,34 \cdot 16 \cdot 2 = 10,8$  мм. Примем к исполнению второй вариант, так как с уменьшением диаметра провода уменьшается индуктивность рассеяния обмоток.

Суммарная площадь сечения двух проводов диаметром 0,25 мм меньше площади сечения провода диаметром 0,37 мм, но, учитывая поверхностный эффект, можно показать, что плотности тока в первом и во втором случаях будут примерно одинаковыми.

в. Уточнение коэффициента периметра (1-43):

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{a}{b}} + \sqrt{\frac{b}{a}} + \frac{2d_{\Sigma}}{\sqrt{S}} \right),$$

где  $a = 0,3$  см;  $b = 0,65$  см;  $S = 0,18$  см<sup>2</sup>;  $d_{\Sigma} = 0,21$  см;

$$k_1 = 2 \left( \sqrt{\frac{0,3}{0,65}} + \sqrt{\frac{0,65}{0,3}} + \frac{2 \cdot 0,21}{\sqrt{0,18}} \right) = 6,28.$$

Уточненное значение  $k_1 = 6,28$  незначительно превышает принятое ранее  $k_2 = 6,0$ .

г. Уточнение коэффициентов  $\alpha$  и  $\beta$ . С учетом толщины изоляции проводов размеры изоляционных промежутков будут  $d_1 = 0,45$  мм;  $d_2 = 0,29$  мм;  $d_3 = 0,58$  мм.

Уточненное значение коэффициента  $\alpha$ :

$$\begin{aligned}\alpha &= \frac{2}{3U^2} \left[ \frac{d_6}{d_1} U_{b1}^2 + \frac{d_6}{d_2} (U_{a2}^2 + U_{a2}U_{b2} + U_{b2}^2) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{d_6}{d_3} (U_{a3}^2 + U_{a3}U_{b3} + U_{b3}^2) \right] = \\ &= \frac{2}{3 \cdot 576} \left[ \frac{0,5}{0,45} 144 + \frac{0,5}{0,29} 432 + \frac{0,5}{0,58} 468 \right] = 1,50.\end{aligned}$$

Уточненное значение коэффициента  $\beta$ :

$$\begin{aligned}\beta &= \frac{1}{2} \left[ \frac{1}{4} \frac{d_2}{d_6} + \frac{d_3}{d_6} + \frac{D_1 + D_2}{3d_6} \right] = \\ &= \frac{1}{2} \left[ \frac{0,29}{0,5} \frac{1}{4} + \frac{0,58}{0,5} + \frac{2 \cdot 0,25 + 0,25}{3 \cdot 0,5} \right] = 0,90.\end{aligned}$$

д. Определение длительности фронта импульса. Уточним значения  $q$ ,  $\sigma$ ,  $T_\Phi$  при полученных значениях  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$q = 120\pi \frac{d_6 \omega}{hR_H} \sqrt{\frac{\beta}{\varepsilon \alpha}} = 120 \cdot 3,14 \frac{0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 64}{11 \cdot 10^{-3} \cdot 48} \sqrt{\frac{0,9}{4,5 \cdot 1,5}} = 8,3;$$

$$\begin{aligned}\sigma &= \frac{1}{2 \sqrt{1 + R_H/R_T}} \left( \frac{1}{q} + \frac{qR_H}{R_T} \right) = \\ &= \frac{1}{2 \sqrt{1 + 480:60}} \left( \frac{1}{8,3} + \frac{8,3 \cdot 480}{60} \right) = 11,1;\end{aligned}$$

$$T_\Phi = 4,76\sigma - 1,3 = 4,76 \cdot 11,1 - 1,3 = 51,5.$$

Длительность фронта импульса (2-20)

$$\tau_\Phi = \frac{T_\Phi k_1 X \sqrt{\varepsilon \alpha \beta}}{3 \cdot 10^8 \sqrt{1 + R_H/R_T}} = \frac{51,5 \cdot 6,28 \cdot 0,28 \cdot 2,46}{3 \cdot 10^8 \cdot 3} = 0,25 \text{ мкс.}$$

Полученное значение длительности фронта импульса не превышает заданного.

е. Определение спада вершины импульса. Подставляя известные величины в (2-30), находим

$$\Delta U = \frac{\tau R_T l}{\mu_0 X^2 (1 + R_T/R_H)} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 2,5 \cdot 1 \cdot 10^{-2}}{1,07 \cdot 10^{-3} \cdot 0,078 (1 + 2:48)} = 0,023.$$

Полученный спад вершины импульса не превышает заданного.

ж. Вычисление распределенной емкости, индуктивности рассеяния и индуктивности намагничивания ИТ:

распределенная емкость (1-20)

$$C_s = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 g h}{d_6} \alpha = \frac{4,5 \cdot 27,4 \cdot 10^{-3} \cdot 11 \cdot 10^{-3} \cdot 1,5}{4 \cdot 3,14 \cdot 9 \cdot 10^9 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}} = 36 \cdot 10^{-12} \text{ Ф,}$$

где  $g = 2(a + b + 2d_\Sigma) = 2(3 + 6,5 + 2 \cdot 2,1) = 27,4$  мм;

индуктивность рассеяния (1-37)

$$L_s = \frac{4\pi \omega^2 g d_6 \beta}{10^7 h} = \frac{4 \cdot 3,14 \cdot 4096 \cdot 27,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,9}{10^7 \cdot 11 \cdot 10^{-3}} = 5,76 \cdot 10^{-6} \text{ Гн;}$$

индуктивность намагничивания (1-15)

$$L_{\mu} = \frac{\omega^2 S}{l} \mu_3 = \frac{4096 \cdot 0,18 \cdot 10^{-4}}{5,1 \cdot 10^{-2}} \cdot 1,07 \cdot 10^{-3} = 1,54 \cdot 10^{-3} \text{ Гн.}$$

з. Определение потерь и коэффициента полезного действия: мощность потерь на вихревые токи (3-12)

$$P_{\text{в}} = U^2 \frac{\delta^2 l \tau F}{12 \rho_c X^2} = \frac{576 \cdot 64 \cdot 10^{-10} \cdot 0,051 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3}{12 \cdot 50 \cdot 10^{-8} \cdot 0,0784} = 0,039 \text{ Вт;}$$

мощность потерь в проводах обмоток (3-16)

$$P_{\text{м}} = U_{10\text{М}}^2 \frac{k_6 k_1 \tau F X}{\pi \Delta D_1 R_1^2} \left( \frac{1}{\rho_1} + \frac{n}{\rho_2 \sqrt[3]{n^2}} \right) =$$

$$= 576 \cdot 1,75 \cdot 10^{-8} \frac{2 \cdot 6,28 \cdot 20 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 0,28}{3 \cdot 14 \cdot 0,41 \cdot 10^{-3} \cdot 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 48^2} \left( 1 + \frac{4}{2 \sqrt[3]{16}} \right) = 0,0085 \text{ Вт;}$$

реактивная мощность трансформатора (3-17)

$$P_{\text{р}} = U^2 F \left[ \frac{k_1 \sqrt{\varepsilon \alpha \beta} X}{6 \cdot 10^8 \cdot R} \left( q + \frac{1}{q} \right) + \frac{l \tau^2}{2 \mu_3 X^2} \right] =$$

$$= 576 \cdot 5 \cdot 10^3 \left[ \frac{6,28 \sqrt{4,5 \cdot 1,5 \cdot 0,9 \cdot 0,28}}{6 \cdot 10^8 \cdot 48} \left( 8,3 + \frac{1}{8,3} \right) + \right.$$

$$\left. + \frac{5,1 \cdot 10^{-2} \cdot 4 \cdot 10^{-10}}{2 \cdot 1,07 \cdot 10^{-3} \cdot 0,0784} \right] = 0,352 \text{ вар;}$$

коэффициент полезного действия (3-18)

$$\eta = \frac{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}}}{P_{\text{ср}} - P_{\text{р}} + P_{\text{в}} + P_{\text{м}}} = \frac{1,2 - 0,352}{1,2 - 0,352 + 0,039 + 0,0085} = 0,95.$$

12. Тепловой режим ИТ. Площадь поверхности сердечника, свободная от обмоток и соприкасающаяся с воздухом,

$$S_{\text{охл}} = 2(a + b)(l - 2h_0) = 2(0,3 + 0,65)(5,1 - 3) = 4 \text{ см}^2.$$

Удельная тепловая нагрузка поверхности магнитопровода

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{в}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{0,039}{4 \cdot 10^{-4}} = 97,5 \text{ Вт/м}^2$$

значительно меньше допустимой.

Площадь поверхности обмоток, соприкасающаяся с воздухом,

$$S_{\text{охл}} \approx 4h(a + b) = 4 \cdot 1,1(0,3 + 0,65) = 4,1 \text{ см}^2.$$

Тепловая нагрузка поверхности обмоток

$$P_{\text{у}} = \frac{P_{\text{м}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{0,0085}{4,1 \cdot 10^{-4}} = 20,7 \text{ Вт/м}^2.$$

Энергия, накопленная в индуктивности намагничивания, реализуется большей частью в добавочном резисторе, включенном в схему последовательно со срезающим диодом.

В результате расчета получены конструктивные данные для изготовления ИТ, удовлетворяющего поставленным требованиям.

В приведенных примерах расчета ИТ на основе тех или иных соображений принималось в качестве расчетного только по одному значению коэффициента затухания  $\sigma$ , приращения магнитной индукции  $\Delta B$ , конструктивного параметра  $T$ . Это определило в каждом примере один вариант расчета, в результате которого были получены конструктивные данные для изготовления ИТ. Если в качестве расчетных принять несколько значений  $\sigma$ ,  $\Delta B$ ,  $T$ , то появится несколько вариантов расчета, для каждого из которых определяются сечение, длина, объем магнитопровода, число витков и высота обмоток, длительность фронта и спад вершины импульса. Это позволит выбрать один из вариантов, наиболее полно удовлетворяющий поставленным требованиям, для которого проводится уточненный расчет ИТ.

Применение ЭВМ для расчета импульсных трансформаторов позволяет увеличить число вариантов расчета, ввести ограничения, исключая неприемлемые варианты, получить в результате расчета геометрические размеры магнитопровода, близкие к размерам магнитопроводов стандартной серии, наиболее полно удовлетворить одно или несколько наиболее важных требований либо найти компромиссное решение, удовлетворяющее многие поставленные требования.

Программа расчета может быть составлена на основе рекомендуемой последовательности расчета, если ввести в качестве расчетных исходные данные для расчета: мощность в импульсе  $P$ , напряжение на нагрузке  $U_2$ , напряжение генератора импульсов  $U_1$ , длительность импульса  $\tau$ , частоту следования импульсов  $F$ , длительность фронта  $\tau_\phi$ , спад вершины импульса  $\Delta U$ , полученные на основе исходных данных сопротивления генератора и нагрузки  $R_r$  и  $R_n$ , коэффициент трансформации  $n$ , выбранные значения изоляционных промежутков и базисное расстояние  $d_k$ ,  $d_0$ , выбранные значения коэффициентов периметра и близости  $k_1$ ,  $k_0$ , допустимую плотность тока  $j$ , диэлектрическую проницаемость изоляции  $\epsilon$ .

В процессе вычисления определяются границы, в которых должны лежать значения конструктивного параметра  $X$ . Задается шаг изменения  $X$ , и производится расчет вариантов с выводом на печать геометрических размеров магнитопроводов, числа витков и высоты обмоток, длительности фронта  $\tau_\phi$ , спада вершины импульса  $\Delta U$ . На основе полученных данных могут быть произведены исполнителем выбор оптимального варианта и составление программы уточненного расчета ИТ. Если возможно введение критериев оценки вариантов расчета без участия исполнителя, то составляется единая программа с уточненным расчетом и выводом на печать данных для изготовления ИТ.



# ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица П-1

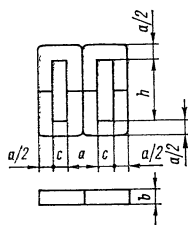
**Размеры круглых медных обмоточных проводов**

Диаметр голого провода, мм	Площадь сечения голого провода, мм <sup>2</sup>	Диаметр провода с изоляцией, мм			Диаметр голого провода, мм	Площадь сечения голого провода, мм <sup>2</sup>	Диаметр провода с изоляцией, мм		
		ПЭВ	ПЭЛШО	ПБД			ПЭВ	ПЭЛШО	ПБД
0,10	0,0079	0,13	0,175	—	0,72	0,4072	0,80	0,845	0,94
0,11	0,0095	0,14	0,185	—	0,74	0,4301	0,83	0,865	0,96
0,12	0,0113	0,15	0,195	—	0,77	0,4657	0,86	0,895	0,99
0,13	0,0133	0,16	0,205	—	0,80	0,5027	0,89	0,925	1,02
0,14	0,0154	0,17	0,215	—	0,83	0,5411	0,92	0,955	1,05
0,15	0,0177	0,19	0,225	—	0,86	0,5809	0,95	0,985	1,08
0,16	0,0201	0,20	0,235	—	0,90	0,6362	0,99	1,025	1,12
0,17	0,0227	0,21	0,245	—	0,93	0,6793	1,02	1,055	1,15
0,18	0,0255	0,22	0,255	—	0,96	0,7238	1,05	1,085	1,18
0,19	0,0284	0,23	0,265	—	1,00	0,7854	1,11	1,135	1,27
0,20	0,0314	0,24	0,290	0,39	1,04	0,8495	1,15	1,175	1,31
0,21	0,0346	0,25	0,300	0,40	1,08	0,9161	1,19	1,215	1,35
0,23	0,0416	0,28	0,320	0,42	1,12	0,9852	1,23	1,255	1,39
0,25	0,0491	0,30	0,340	0,44	1,16	1,0568	1,27	1,295	1,43
0,27	0,0573	0,32	0,370	0,49	1,20	1,1310	1,31	1,335	1,47
0,29	0,0661	0,34	0,390	0,51	1,25	1,2272	1,36	1,385	1,52
0,31	0,0755	0,36	0,415	0,53	1,30	1,3273	1,41	1,435	1,57
0,33	0,0855	0,38	0,435	0,55	1,35	1,4314	1,46	1,485	1,62
0,35	0,0962	0,41	0,455	0,57	1,40	1,5394	1,51	1,535	1,67
0,38	0,1134	0,44	0,490	0,60	1,45	1,6513	1,56	1,585	1,72
0,41	0,1320	0,47	0,520	0,63	1,50	1,7672	1,61	1,655	1,77
0,44	0,1521	0,50	0,550	0,66	1,56	1,9114	1,67	1,715	1,83
0,47	0,1735	0,53	0,580	0,69	1,62	2,0612	1,73	1,755	1,89
0,49	0,1886	0,55	0,600	0,71	1,68	2,2167	1,79	1,835	1,95
0,51	0,2043	0,58	0,625	0,73	1,74	2,3779	1,85	1,895	2,01
0,53	0,2206	0,60	0,645	0,75	1,81	2,5730	1,93	1,965	2,08
0,55	0,2376	0,62	0,665	0,77	1,88	2,7759	2,00	2,035	2,15
0,57	0,2552	0,64	0,685	0,79	1,95	2,9865	2,07	2,105	2,22
0,59	0,2734	0,66	0,705	0,81	2,02	3,2047	2,14	2,175	2,29
0,62	0,3019	0,70	0,735	0,84	2,10	3,4636	2,23	2,255	2,37
0,64	0,3217	0,72	0,755	0,86	2,26	4,0115	2,39	2,415	2,53
0,67	0,3526	0,75	0,785	0,89	2,44	4,6760	2,57	2,595	2,71
0,69	0,3739	0,77	0,805	0,91					

## Магнитопроводы стержневые ленточные типа ПЛ

Типоразмер магнитопровода ПЛ $a \times b-h$	Размеры, площадь сечения и масса магнитопровода						
	$a$ , мм	$b$ , мм	$c$ , мм	$h$ , мм	$S$ , см <sup>2</sup>	$l_c$ , см	$g_c$ , г
ПЛ6,5 × 12,5-8 10 12,5 16	6,5	12,5	8,0	8,0	0,73	5,2	28
				10,0		5,6	30
				12,5		6,1	33
				16,0		6,8	37
ПЛ8 × 12,5-12,5 16 20 25	8,0	12,5	10,0	12,5	0,90	6,9	47
				16,0		7,6	51
				20,0		8,4	57
				25,0		9,4	63
ПЛ10 × 12,5-20 25 32 40	10,0	12,5	12,5	20,0	1,12	9,6	81
				25,0		10,6	89
				32,0		11,6	98
				40,0		13,6	114
ПЛ12,5 × 16-25 32 40 50	12,5	16,0	16,0	25,0	1,80	12,6	163
				32,0		13,4	182
				40,0		15,0	203
				50,0		17,0	230
ПЛ12,5 × 25-30 40 50 60	12,5	25,0	20,0	30,0	2,80	13,8	292
				40,0		15,8	334
				50,0		17,8	376
				60,0		19,8	418
ПЛ16 × 32-40 50 65 80	16	32	25	40	4,6	18,0	640
				50		20,0	710
				65		23,0	800
				80		26,0	920
ПЛ20 × 40-50 60 80 100	20	40	32	50	7,2	22,7	1 250
				60		24,7	1 400
				80		28,7	1 600
				100		32,7	1 800
ПЛ25 × 50-65 80 100 120	25	50	40	65	11,2	28,8	2 500
				80		31,8	2 800
				100		35,8	3 100
				120		39,8	3 500
ПЛ32 × 64-80 100 130 160	32	64	50	80	18,4	36,0	5 100
				100		40,0	5 700
				130		46,0	6 500
				160		52,0	7 350
ПЛ40 × 80-100 120 160 200	40	80	64	100	28,8	45,3	9 900
				120		49,0	10 800
				160		57,3	12 550
				200		65,3	14 300

## Магнитопроводы броневые ленточные типа ШЛ



Размеры, площадь сечения и масса магнитопровода

Типоразмер магнитопровода ШЛа×b	a, мм	b, мм	c, мм	h, мм	S, см <sup>2</sup>	l <sub>c</sub> , см	g <sub>c</sub> , г
ШЛ6 × 6,5 8 10 12,5	6	6,5	6	15	0,35	5,1	14
		8,0			0,43		17
		10,0			0,54		21
		12,5			0,67		26
ШЛ8 × 8 10 12,5 16	8	8,0	8	20	0,58	6,8	30
		10,0			0,72		37
		12,5			0,90		47
		16,0			1,15		60
ШЛ10 × 10 12,5 16 20	10	10,0	10	25	0,90	8,5	59
		12,5			1,12		73
		16,0			1,44		94
		20,0			1,80		117
ШЛ12 × 12,5 16 20 25	12	12,5	12	30	1,35	10,2	105
		16,0			1,71		133
		20,0			2,16		169
		25,0			2,70		210
ШЛ16 × 16 20 25 32	16	16,0	16	40	2,30	13,6	240
		20,0			2,88		300
		25,0			3,60		375
		32,0			4,60		480
ШЛ20 × 20 25 32 40	20	20,0	20	50,0	3,60	17,1	470
		25			4,50		590
		32			5,76		755
		40			7,20		940
ШЛ25 × 25 32 40 50	25	25	25	62,5	5,62	21,3	915
		32			7,20		1170
		40			9,00		1470
		50			11,25		1830
ШЛ32 × 32 40 50 64	32	32	32	80,0	9,20	27,3	1920
		40			11,70		2440
		50			14,70		3060
		64			18,70		3900
ШЛ40 × 40 50 64 80	40	40	40	100,0	14,70	34,3	3860
		50			18,30		4800
		64			23,50		6150
		80			29,40		7700

Таблица П-4

**Материалы, применяемые для изготовления  
магнитопроводов импульсных трансформаторов**

Марка материала	$B$ *, Тл	$H_c$ , А/м	$\delta$ , мм	$\rho$ , Ом·м
Сталь электро- техническая				
Э340	1,70	36	0,08	$50 \cdot 10^{-8}$
	1,70	36	0,05	
Э350	1,75	32	0,08	$50 \cdot 10^{-8}$
	1,75	36	0,05	
Э360	1,82	28	0,08	$50 \cdot 10^{-8}$
	1,82	32	0,05	
Сплавы 34НКМП	1,55	12	0,05	$50 \cdot 10^{-8}$
	1,55	20	0,02	
	1,55	52	0,01	
50Н	1,5	16	0,08	$45 \cdot 10^{-8}$
	1,5	20	0,05	
	1,5	24	0,02	
50НХС	1,0	12	0,1	$90 \cdot 10^{-8}$
	1,0	16	0,05	
	1,0	20	0,02	
79НМ	0,75	2,4	0,1	$55 \cdot 10^{-8}$
	0,75	3,2	0,05	
	0,75	4,0	0,02	
Ферриты				
1000НМ3	0,17	20	—	10
1500НМ3	0,25	20	—	20
2000НМ1	0,29	20	—	5

\* Значения индукции  $B$  для электротехнической стали приведены при напряженности поля  $H = 250$  А/м, а для ферритов — при  $H = 80$  А/м.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Балбашова Н. Б. Миниатюрные импульсные трансформаторы на ферритовых сердечниках.— М.: Энергия, 1976.
2. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники.— М.: Сов. радио, 1971.
3. Бенедиктов Г. Л., Гой А. И. К расчету импульсного трансформатора для работы в режиме малой скважности.— Вопросы радиоэлектроники, сер. 12, 1964, вып. 29.
4. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов.— Л.: Энергия, 1971.
5. Гоголицын Л. З. Влияние скорости нарастания фронта входного импульса в импульсных трансформаторах.— Радиотехника, 1959, № 11.
6. Гоголицын Л. З. Высоковольтный импульсный трансформатор с кольцевым сердечником.— Изв. вузов. Радиоэлектроника, 1973, № 3.
7. Детали и элементы радиолокационных станций. Пер. с англ./Под ред. А. Я. Брейбарга — М.: Сов. радио, 1952, Том II.
8. Дмоховская Н. И. Расчет импульсного трансформатора для импульсов произвольной формы.— Изв. ЛЭТИ, 1964, вып. 52.
9. Дружинин В. В. Магнитные свойства электротехнической стали.— М.: Энергия, 1974.
10. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности.— Л.: Энергия, 1969.
11. Иванов А. Б., Сосновкин Л. Н. Импульсные передатчики СВЧ.— М.: Сов. радио, 1956.
12. Ионов И. П. Магнитные элементы дискретного действия.— М.: Высшая школа, 1968.
13. Ицхоки Я. С. Импульсная техника.— М.: Сов. радио, 1949.
14. Ицхоки Я. С. Минимальный объем импульсного трансформатора.— Радиотехника, 1957, № 10.
15. Матханов П. Н. К инженерному расчету мощных импульсных трансформаторов.— Радиотехника, 1951, № 5.
16. Матханов П. Н. Проектирование импульсных трансформаторов на большие мощности.— Изв. ЛЭТИ, 1959, вып. 37.
17. Матханов П. Н., Петров Ю. А. Расчет цепи, корректирующей спад импульса в импульсных трансформаторах.— Изв. ЛЭТИ, 1961, вып. 46.
18. Преображенский А. А. Теория магнетизма, магнитные материалы и элементы.— М.: Высшая школа, 1972.
19. Расчет импульсных устройств на полупроводниковых приборах/Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Сов. радио, 1975.
20. Русин Ю. С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты.— Л.: Энергия, 1973.
21. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам/Под ред. Н. Н. Горюнова. — М.: Энергия, 1977.
22. Справочник по электротехническим материалам/Под ред. Ю. В. Корицкого — М.: Энергия, 1974.
23. Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы. Справочник.— М.: Энергия, 1975.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>Предисловие</b> . . . . .	3
<b>Введение</b> . . . . .	4
<b>Глава первая. Параметры эквивалентной схемы импульсного трансформатора</b> . . . . .	7
1-1. Эквивалентная схема ИТ . . . . .	7
1-2. Намагничивание магнитопровода последовательностью импульсов . . . . .	9
1-3. Учет влияния вихревых токов . . . . .	13
1-4. Распределенная емкость обмоток ИТ . . . . .	18
1-5. Индуктивность рассеяния обмоток ИТ . . . . .	23
1-6. Соотношения между параметрами эквивалентной схемы ИТ . . . . .	26
<b>Глава вторая. Электрические, энергетические и конструктивные характеристики ИТ</b> . . . . .	29
2-1. Установление фронта импульса . . . . .	29
2-2. Условие обеспечения характеристик фронта импульса . . . . .	34
2-3. Спад вершины импульса . . . . .	36
2-4. Срез импульса и обратное напряжение . . . . .	37
2-5. Коэффициент передачи энергии . . . . .	39
2-6. Выбор оптимального значения конструктивного параметра . . . . .	45
2-7. Выбор приращения индукции и конструктивные характеристики ИТ . . . . .	48
<b>Глава третья. Расчет импульсных трансформаторов</b> . . . . .	51
3-1. Исходные данные для расчета . . . . .	51
3-2. Выбор схемы и изоляции обмоток трансформатора . . . . .	52
3-3. Определение сечения проводов обмоток . . . . .	56
3-4. Выбор приращения магнитной индукции и определение эффективной магнитной проницаемости . . . . .	58
3-5. Определение сечения магнитопровода и числа витков обмоток . . . . .	62
3-6. Определение высоты обмотки и длины магнитной цепи . . . . .	64
3-7. Определение потерь и коэффициента полезного действия . . . . .	65
3-8. Рекомендуемая последовательность расчета ИТ . . . . .	67
<b>Глава четвертая. Примеры расчета импульсных трансформаторов</b> . . . . .	70
4-1. Расчет импульсного трансформатора в схеме генератора с формирующей линией . . . . .	71
4-2. Расчет импульсного трансформатора, работающего в схеме лампового генератора . . . . .	80
4-3. Расчет импульсного трансформатора в схеме управления мощным титратроном типа ТГИ1-2000/35 . . . . .	86
4-4. Расчет импульсного трансформатора в схеме управления тиристором . . . . .	93
<b>Приложение</b> . . . . .	104
<b>Список литературы</b> . . . . .	108

Платон Николаевич Матханов,  
Лев Зосимович Гоголицын

**Расчет импульсных трансформаторов**

Редактор *Ю. В. Долгополова*  
Художественный редактор *М. А. Федорова*  
Технический редактор *А. Г. Рябкина*  
Корректор *В. В. Румянцев*  
Обложка художника *Н. С. Афанасьевой*

ИБ № 705

Сдано в набор 14.08.79. Подписано в печать 06.12.79.  
М-29329. Формат 60 × 90 <sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бумага типографская № 1.  
Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. \*7.  
Уч.-изд. л. 7,73. Тираж 12 000 экз. Заказ 1758. Цена 40 к.

Ленинградское отделение издательства «Энергия». 191041.  
Ленинград, Д-41, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Ленинградского производственного объединения «Техническая книга» Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательства, полиграфии и книжной торговли. Ленинград, Д-126. Социалистическая, 14.

## **СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ, ИМЕЮЩЕЙСЯ НА ОПТОВЫХ БАЗАХ СОЮЗКНИГИ**

---

### **Теплотехника и теплоэнергетика**

К р ж и ж а н о в с к и й Р. Е., Ш т е р н З. Ю. Теплофизические свойства неметаллических материалов: (Окислы). Справочная книга.— Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1973.— 336 с., ил.— В пер.: 1 р. 45 к.

Т е п л о т е х н и ч е с к и й справочник: В 2-х т./Под. ред В. Н. Юренева и П. Д. Лебедева. Т. 2—2-е изд., перераб.— М.: Энергия, 1976.— 896 с., ил.— В пер.: 4 р. 82 к.

Т е п л о ф и к а ц и я СССР: Сб. статей /Под общ. ред. С. Я. Белинского и Н. К. Громова.— М.: Энергия, 1977.— 312 с., ил.— В пер.: 1 р. 90 к.

### **Гидроэнергетика**

М а с л о н а п о р н ы е установки /Бабин К. Н., Барков Н. К., Галкин В. А. и др.— Л.: Энергия, Ленингр. отд-ние, 1968.— 188 с., ил.— В пер.: 39 к.

### **Энергетика**

С п р а в о ч н и к по монтажу электроустановок промышленных предприятий: В 2-х кн./Под ред. В. В. Белоцерковца и Б. А. Делибаша. Кн. 2.— М.: Энергия, 1976.— 488 с., ил.— (Электроустановки промышленных предприятий).— В пер.: 2 р. 61 к.

### **Электротехника**

Б а р и н б е р г А. Д. Магнитогидродинамические аппараты защиты, контроля и управления.— М.: Энергия, 1978.— 128 с., ил.— 40 к.

К а б ы с т и н а Г. Ф. Обмоточные провода с волокнистой изоляцией и технология их производства.— М.: Энергия, 1976.— 176 с., ил.— 38 к.

К о п ы л о в И. П., П а н ф е р о в Ю. Б. Микроэлектродвигатели постоянного тока с коммутаторами на магнитоуправляемых контактах.— М.: Энергия, 1976.— 88 с., ил.— 26 к.

П о д п я т н и к и, направляющие подшипники и крестовины мощных гидрогенераторов /Каплан М. Я., Школьник Э. В., Зунделевич М. И., Прутковский С. А.— Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1968.— 92 с., ил.— (Технология электромашиностроения; вып. 5).— 13 к.

Р у б а ш к и н И. Б. Адаптивные системы взаимосвязанного управления электроприводами.— Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1975.— 160 с., ил.— В пер.: 68 к.

С п р а в о ч н и к по электротехническим материалам/Под ред. Ю. В. Корицкого, В. В. Пасынкова, Б. М. Тареева. Том. 3—2-е изд., перераб. Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1976.— 896 с., ил.— В пер.: 3 р. 71 к.



Чебовский О. Г., Моисеев Л. Г., Сахаров Ю. В. Силовые полупроводниковые приборы: Справочник.—М.: Энергия, 1975.—512 с., ил.— В пер.: 1 р. 56 к.

### **Автоматика, вычислительная и измерительная техника**

Данчеев В. П. Цифро-частотные вычислительные устройства.—М.: Энергия, 1976.—176 с., ил.—49 к.

Захаров В. Н., Поспелов Д. А., Хазацкий В. Е.—2-е изд., перераб. и доп.—М.: Энергия, 1977.—424 с., ил.— В пер.: 2 р. 50 к.

Колосов В. Г., Леонтьев А. Г., Мелехин В. Ф. Импульсные магнитные элементы и устройства: (Основы расчета и проектирования). Учеб. пособие для вузов.—Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1976.—312 с., ил.— В пер.: 91 к.

Наладка приборов и устройств технологического контроля. Справочное пособие/Клюев А. С., Коваленко Н. Ф., Кривошеев Ю. Г. и др. Под общ. ред. А. С. Клюева.—М.: Энергия, 1976.—416 с., ил.— В пер.: 2 р. 06 к.

### **Радиотехника и электроника**

Дульнев Г. Н., Семяшкин Э. М. Теплообмен в радиоэлектронных аппаратах.—Л.: Энергия. Ленингр. отд-ние, 1968.—360 с., ил.— В пер.: 70 к.

### **Перечисленные книги требуют в магазинах Книготорга.**

**В случае их отсутствия заказ можно направлять по адресу:**

**121096, Москва, ул. Василисы Кожиной, 10. Магазин № 170.**

**103050, Москва, ул. Медведева, 1. Магазин № 8 «Книга—почтой».**

**196066, Ленинград, Московский просп., 189. Магазин № 92.**

**Заказы будут выполнены наложенным платежом.**

40 к.