

МАГНИТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

Л. А. МЕЕРОВИЧ, И. М. ВАТИН,
Э. Ф. ЗАЙЦЕВ, В. М. КАНДЫКИН

ПОД РЕДАКЦИЕЙ Л. А. МЕЕРОВИЧА



«СОВЕТСКОЕ РАДИО»
МОСКВА — 1968

Меерович Л. А., Ватин И. М., Зайцев Э. Ф., Кандыкин В. М.
«Магнитные генераторы импульсов». М., «Советское радио», 476 стр.,
т. 18 000, ц. 1 р. 61 к.

Магнитные импульсные генераторы (модуляторы) состоят в основном из конденсаторов и дросселей (трансформаторов) с ферромагнитными сердечниками. Формирование импульсов в них основано на использовании нелинейных свойств сердечников.

В книге, в основу которой положены работы авторов, излагаются вопросы построения схем генераторов различного назначения, их теории и методики разработки.

Наряду с опубликованными ранее рассматриваются схемы с умножением и делением частоты, которые существенно расширяют возможности генераторов, питаемых переменным напряжением. Они позволяют получать импульсы, частота следования которых в целое или дробное число раз больше или меньше частоты источника питания.

Рассматриваются схемы магнитных генераторов с управляемыми ключами. Эти генераторы дают возможность использовать выпускаемые в настоящее время полупроводниковые приборы для получения коротких импульсов мощностью в сотни киловатт и выше, а также осуществить режим внешней синхронизации.

Излагаются вопросы уменьшения длительности импульсов до 30—50 нсек.

Показана возможность и целесообразность применения магнитных генераторов в качестве источников импульсов тока для питания цифровых устройств на ферромагнитных сердечниках.

Рассматриваются вопросы теории колебаний в магнитных генераторах. При этом установлено, что при работе в режиме с одним насыщением генераторы обладают стабилизирующими свойствами. Путем исследования устойчивости решений, описывающих этот режим, установлены области существования данного режима.

Излагаются вопросы разработки генераторов различного назначения и приводятся пример расчета и данные нескольких разработанных генераторов.

15 табл., 151 рис., 75 назв. библи.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	5
1. СХЕМЫ МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ	7
1.1. Принципы действия и основные схемы генераторов	7
1.2. Формирование импульсов в многозвенной схеме	20
1.3. Возможности магнитных генераторов	33
1.4. Генераторы импульсов тока	38
2. ДРОССЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ	42
2.1. Электрические параметры дросселей и трансформаторов	42
2.2. Параметры ферромагнитных сердечников	51
2.3. Магнитные материалы, применяемые в магнитных генераторах импульсов	65
2.4. Потери энергии в сердечнике	72
2.5. Импульсный трансформатор	78
3. МАГНИТНЫЕ ЗВЕНЬЯ	87
3.1. Передача энергии в звене	87
3.2. Объем сердечника и коэффициент сжатия	96
3.3. Выходное звено	103
3.4. Общий объем сердечников	113
4. ТЕОРИЯ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА КОЛЕБАНИЙ	119
4.1. Вывод основных уравнений	119
4.2. Решение для стационарного режима	126
4.3. Устойчивость решений и область существования режима	131
4.4. Результаты анализа	137
5. ГЕНЕРАТОРЫ I ВИДА	142
5.1. Амплитуда генерируемых импульсов	142
5.2. Обратное перемагничивание сердечников	150
5.3. Коэффициент мощности	165
5.4. Объем сердечника первого дросселя	173
6. РАЗРАБОТКА МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ	179
6.1. Методика разработки	179
6.2. Выбор схемы	181
6.3. Предварительный расчет	190
6.4. Выбор параметров входной части генератора	199
6.5. Уточнение основных параметров	201
6.6. Наладка макета генератора	204
6.7. Возможности повышения коэффициента полезного действия	206
6.8. Расчет потерь в обмотках и конденсаторах	209
6.9. Пример разработки генератора	213

7. ГЕНЕРАТОРЫ II ВИДА	227
7.1. Генератор с ключом во входном контуре	228
7.2. Генератор с ключом в первом звене	251
7.3. Генератор с преобразователем на входе	274
8. ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ГЕНЕРАТОРОВ II ВИДА	280
8.1. Управляемые ключи	280
8.2. Способы управления амплитудой импульсов	300
8.3. Синхронизация генераторов	313
8.4. Разработка входной части генераторов II вида	325
9. МАГНИТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ВХОДОМ	335
9.1. Принцип построения и основные схемы	335
9.2. Расчетные соотношения	347
9.3. Особенности разработки генераторов	358
10. ГЕНЕРАТОРЫ С ДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ	365
10.1. Осуществление режима субгармонических колебаний	365
10.2. Теория субгармонических колебаний	372
10.3. Количественные соотношения для асимметричных режимов	385
11. ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	393
11.1. Факторы, ограничивающие уменьшение длительности импульса	393
11.2. Импульсный трансформатор	404
11.3. Дроссель последнего звена	413
12. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ ТОКА	418
12.1. Основные особенности генераторов импульсов тока	418
12.2. Генераторы I вида	427
12.3. Генераторы II вида	436
12.4. Многозвенные схемы	448
12.5. Стабильность амплитуды импульсов	458
12.6. Примеры применения генераторов импульсов тока	466
Л и т е р а т у р а	470
Предметный указатель	474

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящая монография посвящена относительно новому разделу импульсной техники — магнитным генераторам импульсов, которые за короткий срок своего развития приобрели существенное практическое значение.

Магнитные генераторы импульсов, состоящие в основном из конденсаторов и дросселей (трансформаторов) с ферромагнитными сердечниками, обладают такими важными достоинствами, как высокая надежность, малые габариты, высокий коэффициент полезного действия, практически мгновенная готовность к действию и т. д.

Применение магнитных генераторов в автоматике и цифровой технике, ЭЦМ и аппаратуре связи, радиолокации и других отраслях техники в ряде случаев оказывается в высшей степени эффективным. Это определило интерес специалистов к магнитным генераторам импульсов и потребность в литературе, посвященной им.

В настоящей монографии, в основном, изложены результаты исследований, выполненных авторами в течение ряда лет, и обобщен опыт разработки большого числа магнитных генераторов различного типа и назначения. Однако, как и всякая книга подобного рода, она строилась не только на оригинальных работах. Авторы стремились использовать всю известную литературу по рассматриваемым вопросам.

Цель книги — ознакомить читателей с принципами работы и возможностями целесообразного применения различных типов магнитных генераторов, изложить теорию основных процессов и, наконец, помочь разработчикам генераторов практическими рекомендациями.

При распределении материала по главам авторы стремились облегчить пользование книгой, по возможности

делая каждую главу самостоятельной. Во всяком случае, книга построена таким образом, что читатель, интересующийся генератором определенного типа, может обойтись без затраты времени на детальное изучение генераторов других типов.

Первая глава является вводной. В ней без глубокого анализа дается обзор рассматриваемых в книге схем генераторов и принципов их работы. Главы 2—5, 7 посвящены анализу процессов и вопросам теории. В остальных главах рассматриваются магнитные генераторы определенных типов и вопросы их разработки.

В заключение необходимо отметить, что совершенствованию книги способствовало большое число специалистов, принимавших участие в разработке и особенно во внедрении в производство магнитных генераторов. Число их столь велико, что перечислить все имена не представляется возможным.

Особо необходимо отметить следующее. Внимание и поддержка академика А. И. Берга обеспечили авторам возможность проведения исследований, результаты которых изложены в книге. Интерес профессора Я. З. Цыпкина к книге в большой мере способствовал ее появлению. Профессор М. А. Розенблат тщательно изучил рукопись и сделал много ценных замечаний, которые были использованы для ее улучшения.

Авторы выражают признательность всем товарищам, оказавшим помощь в работе над книгой.

СХЕМЫ МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Настоящая глава даёт представление о схемах, о работе и возможностях магнитных генераторов.

Число схем магнитных генераторов велико и практически невозможно рассмотреть в отдельности даже часто встречающиеся. Поэтому в начале главы на примере простых схем излагаются принципы действия и построения схем генераторов. По наиболее существенным признакам все схемы объединены в группы, в пределах которых они имеют одинаковые основные свойства. Рассмотрены основные свойства этих групп схем и их практические возможности.

На примере одной характерной схемы дается подробное описание процессов в магнитных генераторах, которое необходимо для понимания их работы и является введением к последующим главам, посвященным анализу и разработке генераторов.

В последнем параграфе рассмотрена возможность построения магнитных генераторов с не зависящей от нагрузки амплитудой импульсов — генераторов импульсов тока.

1.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ

Магнитные генераторы импульсов представляют собой обширный класс электрических схем, предназначенных для получения импульсов на основе использования нелинейных свойств ферромагнитных сердечников. Основным элементом, общим для всех схем генераторов, является *звено*, содержащее конденсатор и дроссель (трансформатор или автотрансформатор) с ферромагнитным сердечником. Схема магнитного генератора обычно состоит из нескольких таких звеньев, соединенных каскадно.

На рис. 1.1 приведен один из вариантов схемы, представляющей собой цепочку из трех звеньев.

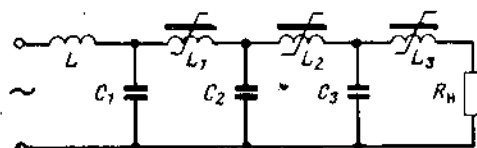


Рис. 1.1. Схема трехзвенного генератора.

Для пояснения принципа действия рассмотрим работу в различных режимах однозвенной схемы генератора (рис. 1.2), состоящей из одного звена C_1 , L_1 и зарядного дросселя L .

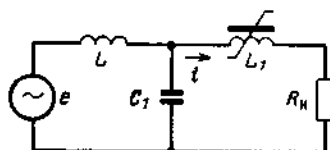


Рис. 1.2. Схема однозвенного генератора.

Схема питается от источника переменного напряжения e и нагружена на резистор R_n .

Симметричный режим. Формирование импульса в рассматриваемой схеме основано на использовании нелинейности кривой намагничивания сердечника дросселя L_1 (рис. 1.3). Пока сердечник не насыщен, напряженность H магнитного поля в нем не превышает некоторой величины H_s , зависящей от свойств магнитного материала. В силу закона Ампера

$$iN = Hl \quad (1.1)$$

ограничен и ток i , протекающий через обмотку дросселя. Здесь N — число витков обмотки, l — длина сердечника. Очевидно, что эти параметры всегда могут быть выбраны так, что при заряде конденсатора от источника шунтирующее действие дросселя L_1 будет незначительно.

Магнитное состояние сердечника при этом определяется законом Фарадея, согласно которому магнитный поток

(индукция) пропорционален интегралу напряжения на обмотке дросселя

$$\Phi = \frac{1}{N} \int u dt. \quad (1.2)$$

Поскольку ток намагничивания i в ненасыщенном состоянии мал, напряжением на R_n можно пренебречь и считать, что все напряжение конденсатора C_1 приложено к обмотке дросселя L_1 . Поэтому одновременно с зарядом C_1 магнитный поток будет нарастать до тех пор, пока не достигнет значения Φ_s , при котором сердечник переходит в область насыщения (рис. 1.3).

В области насыщения напряженность поля уже не ограничена значением H_s , и характер процесса будет определяться крутизной характеристики намагничивания, т. е. величиной индуктивности дросселя в насыщенном состоянии. Если

эта индуктивность будет значительно меньше индуктивности зарядного дросселя, то конденсатор за короткое время разрядится на нагрузку. На рис. 1.4 показаны осциллограммы для случая, когда накопленная в конденсаторе энергия полностью расходуется в нагрузку.

После разряда конденсатора начинается его заряд током противоположного направления, при этом сердечник перемагничивается в обратном направлении. В установившемся режиме сердечник перемагничивается по симметричной предельной петле гистерезиса, насыщаясь через каждые полпериода колебаний э. д. с. источника. В нагрузке соответственно получают импульсы чередующейся полярности. В этом режиме, как видно из осциллограмм на рис. 1.4, все напряжения и токи имеют симметричную форму, и его принято называть *симметричным*.

Таким образом, дроссель L_1 работает как ключ, периодически подключая заряженный конденсатор к нагрузке. На этом основании дроссели (трансформаторы) звеньев магнитного генератора будем называть *переключающими*.

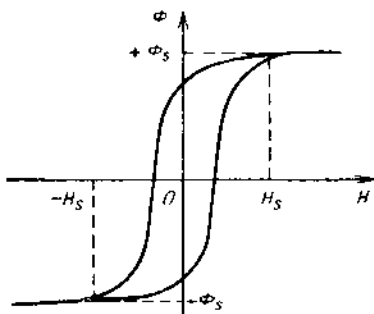


Рис. 1.3. Предельная петля гистерезиса сердечника.

В дальнейшем для краткости во всех случаях, где это не может вызвать недоразумений, под термином дроссель будем понимать как дроссель, так и трансформатор и авто-трансформатор.

Когда сердечник переключающего дросселя не насыщен, ток через обмотку должен быть достаточно мал. При

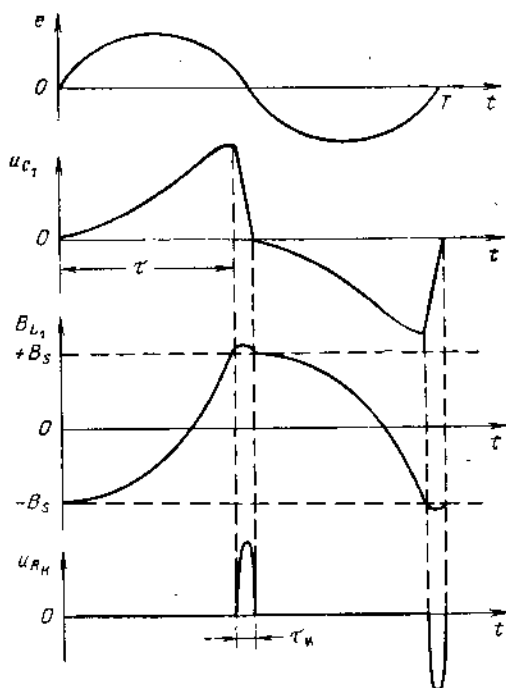


Рис. 1.4. Осциллограммы в симметричном режиме.

насыщении же сердечника желательно, чтобы индуктивность дросселя была как можно меньше. Выполнение этих требований достигается за счет использования режима глубокого насыщения сердечника и применения высококачественных магнитных материалов, обладающих узкой петлей гистерезиса и насыщающихся при малых значениях напряженности поля. Такими свойствами обладают, например, железоникелевые сплавы (пермаллои).

Как будет показано в гл. 3, сердечники магнитного генератора работают в режиме очень глубокого насыщения, когда напряженность магнитного поля в тысячи раз больше напряженности поля в ненасыщенном состоянии. Поэтому в большинстве случаев величиной тока намагничивания, протекающего через обмотку дросселя, когда сердечник не насыщен, можно с достаточным основанием пренебречь. Последнее означает, что характеристика намагничивания сердечника может быть аппроксимирована ломаной, показанной на рис. 1.5.

Асимметричный режим. Для получения в нагрузке однополярных импульсов необходимо создать асимметрию. Асимметрия создается путем подмагничивания дросселя L_1 постоянным током I_n от вспомогательного источника (рис. 1.6). В этом случае перемагничивание сердечника будет происходить по несимметричной петле гистерезиса, причем возможен такой режим, когда сердечник насыщается только в одном направлении (рис. 1.7), а в нагрузке получаются импульсы одной полярности. Такой режим колебаний будем называть *асимметричным режимом с одним насыщением* за период.

Заметим, что среднее значение тока нагрузки в схеме на рис. 1.6 всегда равно нулю, так как нагрузка не имеет гальванической связи с постоянными э. д. с. и нелинейными выпрямительными элементами. Поэтому в интервалах между импульсами через нагрузку должен протекать обратный ток. Действительно, согласно закону Ампера

$$i_1 N_1 + I_n N_{п1} = Hl, \quad (1.3)$$

где i_1 , I_n , N_1 , $N_{п1}$ — токи и числа витков, относящиеся к рабочей обмотке и обмотке подмагничивания дросселя L_1 соответственно.

Тогда

$$i_1 = \frac{Hl}{N_1} - I_n \frac{N_{п1}}{N_1}. \quad (1.4)$$

Выше уже говорилось, что в ненасыщенном состоянии можно считать $H = 0$. Таким образом, в интервалах между импульсами через обмотку дросселя протекает ток смещения, обусловленный подмагничиванием и равный

$$i_1 = I_{b1} = -I_n \frac{N_{п1}}{N_1}. \quad (1.5)$$

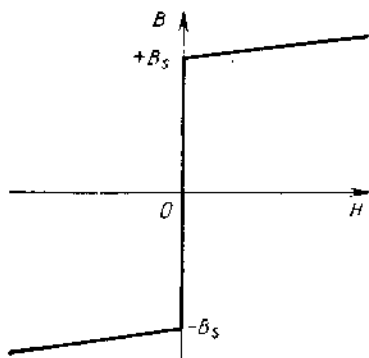


Рис. 1.5. Характеристика намагничивания.

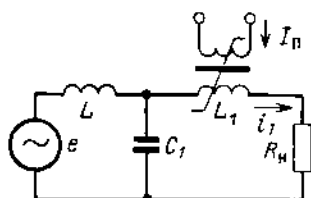


Рис. 1.6. Схема генератора с подмагниченным дросселем.

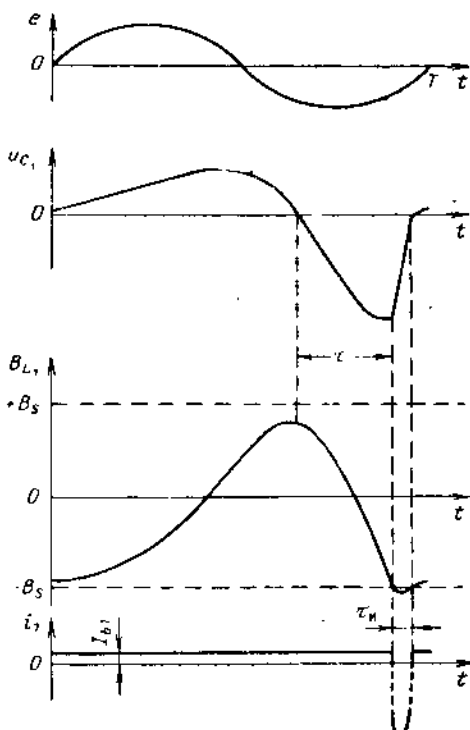


Рис. 1.7. Осциллограммы в асимметричном режиме.

Рассматривая работу однозвенных магнитных генераторов, полезно указать на связь их с ламповыми и полупроводниковыми генераторами. Многие хорошо известные ламповые и полупроводниковые генераторы мощных импульсов (импульсные модуляторы) построены в соответствии со схемой рис. 1.8, где в виде ключа K изображена лампа или полупроводниковый прибор. В этих схемах, как и в магнитных генераторах, накопление энергии происходит в конденсаторе. При разряде конденсатора через

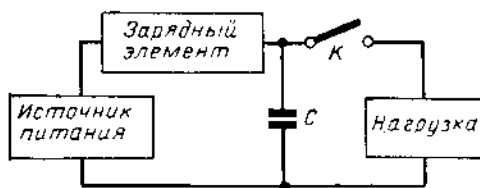


Рис. 1.8. Схема импульсного генератора с емкостным накопителем

открытую лампу (открытый транзистор) в нагрузке получается мощный импульс требуемой длительности.

Сопоставляя магнитный генератор с указанными схемами, можно определить его как импульсный генератор (модулятор), в котором в качестве ключа, соединяющего накопительный конденсатор с нагрузкой, используется дроссель с насыщающимся сердечником.

Магнитный генератор, питаемый постоянным напряжением. В обоих рассмотренных выше случаях схема магнитного генератора питается от источника переменного напряжения и не содержит никаких других нелинейных элементов, кроме переключающего дросселя.

Схема магнитного генератора, питаемого от источника постоянного напряжения, имеет несколько иной вид. Это объясняется тем, что, как известно [58, 59], в электрической схеме, содержащей только реактивные нелинейные элементы, какими являются переключающие дроссели, невозможно преобразование постоянного тока в периодический переменный.

Чтобы указанное преобразование стало возможным, схема должна содержать хотя бы один управляемый ключ. В качестве управляемых ключей в магнитных генераторах в настоящее время обычно используются полупроводниковые триоды и тиристоры.

Простейшая схема магнитного генератора с полупроводниковым триодом в качестве управляемого ключа представлена на рис. 1.9, а. Рассмотрим процессы в этой схеме при работе в ждущем режиме (рис. 1.9, б)

В исходном состоянии ($t < t_1$) триод заперт, конденсатор C_1 разряжен до нуля, а сердечник L_1 насыщен. После

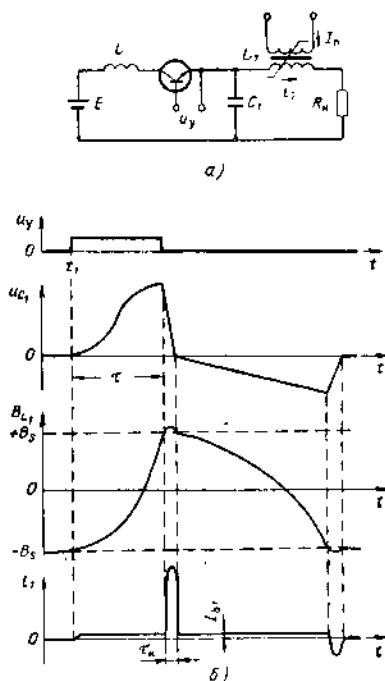


Рис. 1.9. Схема генератора с управляемым ключом (а) и осциллограммы при его работе в ждущем режиме (б).

отпирания триода управляющим сигналом зарядный дроссель L оказывается подключенным к источнику питания и в нем начинает нарастать ток. Рост зарядного тока вызывает нарастание тока i_1 в рабочей обмотке переключающего дросселя. Как только напряженность магнитного поля, создаваемая током i_1 , станет равной по абсолютной величине напряженности магнитного поля, создаваемой током подмагничивания, сердечник дросселя L_1 перейдет в нена-

сыщенное состояние и дальнейший рост тока i_1 прекратится. После этого в течение интервала, равного τ , будет происходить заряд C_1 от источника питания через открытый транзистор (замкнутый ключ) и зарядный дроссель L . Приложенное к дросселю L_1 напряжение вызовет нарастание индукции в его сердечнике. Когда сердечник перейдет в насыщенное состояние, конденсатор через насыщенный дроссель разрядится на нагрузку.

После окончания импульса тока через дроссель L_1 его сердечник переходит в ненасыщенное состояние. Так как L_1 подмагничен постоянным током, то в его рабочей обмотке при ненасыщенном сердечнике протекает ток $I_{b1} = -I_{\pi} \frac{N_{\pi 1}}{N_1}$. Триод в это время заперт, и поэтому ток I_{b1} замыкается через конденсатор, создавая на нем напряжение обратной полярности. Отрицательное напряжение, приложенное к дросселю L_1 , вызывает изменение индукции в его сердечнике в противоположном направлении. Этот процесс восстановления исходного состояния сердечника будем называть *обратным перемагничиванием*.

После насыщения дросселя в обратном направлении конденсатор разряжается, образуя в нагрузке импульс обратного перемагничивания, и в схеме восстанавливается исходное состояние.

Поскольку схемы магнитных генераторов при питании от источника постоянного напряжения содержат полупроводниковые приборы, то, естественно, возникает вопрос: какие преимущества дает сочетание полупроводниковых приборов с магнитными формирующими звеньями по сравнению с генераторами импульсов, построенными только на одних полупроводниковых приборах. Уже из рассмотренного принципа действия можно сделать заключение об эффективности и практической целесообразности магнитных схем. Из приведенных на рис. 1.9 осциллограмм видно, что длительность импульса тока, протекающего через транзистор, во много раз больше длительности импульса в нагрузке. Поэтому амплитуда тока через транзистор приблизительно во столько же раз *меньше* амплитуды тока нагрузки.

В немагнитных полупроводниковых генераторах импульсов, выполненных, например, по схеме рис. 1.8, ток через полупроводниковый прибор равен току нагрузки. Каждый полупроводниковый прибор можно использовать при опре-

деленной величине тока, не превышающей предельно допустимого значения.

Вследствие этого число транзисторов в магнитном генераторе может быть значительно меньше, чем в транзисторном генераторе при одних и тех же параметрах генерируемых импульсов.

Принцип построения схем и их классификация. На примере трех однозвенных схем мы рассмотрели принцип работы магнитного генератора. Из этого рассмотрения вытекает, что длительность разряда конденсатора через насыщенный переключающий дроссель значительно меньше длительности заряда этого конденсатора. Поэтому можно сказать, что в звене магнитного генератора осуществляется сжатие во времени, которое можно оценить отношением длительностей заряда и разряда конденсатора. В соответствии с этим магнитные генераторы называют схемами сжатия.

Для дальнейшего важно подчеркнуть, что рассмотренные выше однозвенные схемы имеют весьма ограниченные возможности и на практике сами по себе применяются сравнительно редко.

Как показано в гл. 3, с ростом сжатия не только сильно растет объем сердечника переключающего дросселя, величина которого пропорциональна квадрату величины сжатия, но и резко падает коэффициент полезного действия генератора. Для приемлемых значений к. п. д. максимальное сжатие одного звена является величиной порядка $20 \div 40$.

В то же время на практике, как правило, требуется получение больших значений сжатия, достигающих до нескольких сотен, а иногда и более. Это можно осуществить путем каскадного соединения нескольких звеньев сжатия.

Несмотря на то, что число элементов в такой *многозвенной* схеме будет больше, ее размеры могут быть существенно меньше, а к. п. д. выше, чем в однозвенной схеме с тем же сжатием. В этом заключается один из главных принципов построения схем магнитных генераторов. Число звеньев в схемах магнитных генераторов обычно не превышает пяти.

Звенья могут быть двух типов. Звено, построенное по схеме рис. 1.10, условимся называть звеном типа А. Звеном типа Б условимся называть схему, показанную на

рис. 1.11. Звено типа Б может содержать переключающий трансформатор, автотрансформатор или дроссель. Приведенная выше схема (рис. 1.1) построена из звеньев типа А.

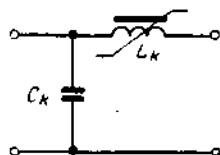


Рис. 1.10. Схема магнитного звена типа А.

На рис. 1.12 показана двухзвенная схема генератора, состоящая из звеньев типа Б, выполненных на трансформаторах.

Звенья типа А и Б существенно различаются по своим свойствам. Этот вопрос рассматривается ниже. Здесь лишь

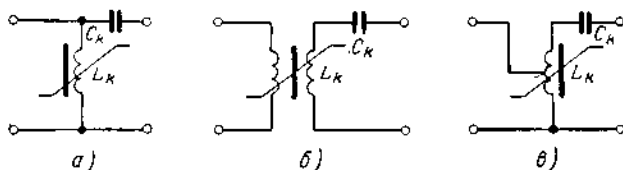


Рис. 1.11. Схемы магнитного звена типа Б:

а — с дросселем; б — с трансформатором; в — с автотрансформатором.

отметим, что, как видно непосредственно из схемы рис. 1.12, звено типа Б дает возможность, например, повысить напряжение без применения дополнительного трансформатора. Звено типа А таким свойством не обладает. На практике

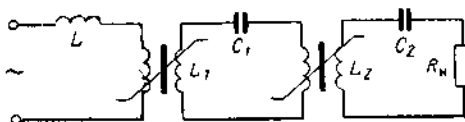


Рис. 1.12. Двухзвенная схема (ББ).

наиболее часто применяются *комбинированные* схемы генераторов, содержащие звенья того и другого типа (рис. 1.13). В этой схеме второе звено является звеном типа Б, а остальные — типа А.

Используя условные наименования звеньев, схемы, представленные на рис. 1.1, 1.12, 1.13, можно кратко назвать ААА, ББ и АБА. В схеме рис. 1.13 последнее звено соединяется с нагрузкой с помощью импульсного трансформатора. Кроме того, в последнее звено включены противорезонансные контуры LC для формирования в нагрузке импульса прямоугольной формы.

Следует заметить, что на практике схемы магнитных генераторов часто содержат какие-либо дополнительные элементы. Они могут быть предназначены, например, для поглощения энергии импульса обратного перемагничивания

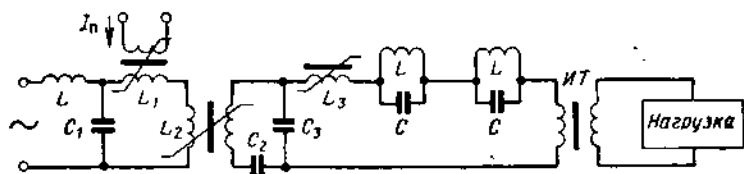


Рис. 1.13. Комбинированная схема генератора (АБА).

при вентильном характере нагрузки (см. гл. 5), для формирования упрежденных во времени вспомогательных импульсов (гл. 9) и др.

Выше отмечалось, что магнитные генераторы наряду с переключающими дросселями могут содержать управляемые ключи (обычно тиристоры и полупроводниковые триоды.).

Управляемый ключ может находиться не только в зарядной цепи (рис. 1.9), но и в цепи разряда конденсатора. Во втором случае он вместе с конденсатором образует звено с управляемым ключом. Аналогично предыдущему звенья с управляемым ключом могут быть двух типов: типа А (рис. 1.14, а) и типа Б (рис. 1.14, б).

Рассмотренные выше звенья, состоящие из конденсатора и переключающего дросселя или трансформатора (автотрансформатора), в дальнейшем будем называть *магнитными звеньями*.

Схемы магнитных генераторов могут отличаться одна от другой как числом звеньев, так и типом звеньев. Поэтому число различных схем магнитных генераторов довольно велико. Однако по наиболее важным признакам их можно объединить в группы, в пределах которых они имеют одинаковые основные свойства, несмотря на схемные различия.

Управляемый ключ и переключающий дроссель, несмотря на одинаковое назначение, существенно отличаются друг от друга по своим свойствам. В частности,

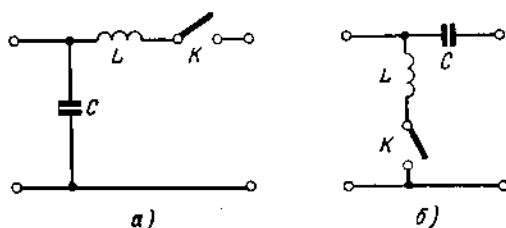


Рис. 1.14. Схемы звеньев с управляемым ключом:
а — звено типа А; б — звено типа Б.

уже отмечалось, что генератор с питанием от источника постоянного напряжения обязательно должен иметь хотя

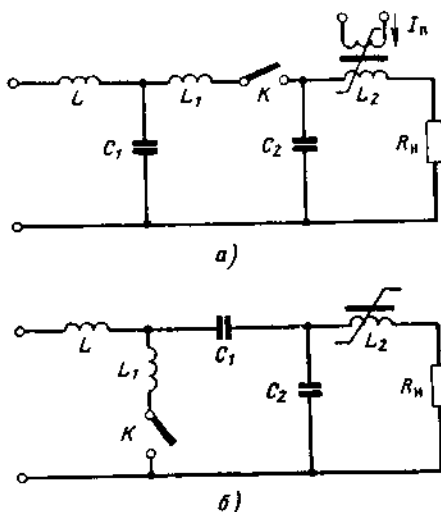


Рис. 1.15. Схемы генератора II вида с управляемым ключом в первом звене:

а — схема типа А; б — схема типа Б.

бы один управляемый ключ. Поэтому будем различать два вида магнитных генераторов.

К первому виду отнесем магнитные генераторы, схемы которых не содержат управляемых ключей. Примеры

схем генераторов I вида показаны на рис. 1.1, 1.12, 1.13. Для питания генератора I вида необходим источник переменного напряжения. Поэтому такие генераторы называют также генераторами с питанием от источника переменного напряжения [12].

Схемы генераторов *второго вида*, кроме магнитных звеньев, содержат управляемые ключи. Поэтому их называют магнитно-полупроводниковыми или гибридными. Питание генераторов II вида может осуществляться от источника как постоянного, так и переменного напряжения. Чаще всего для этой цели используется источник постоянного напряжения, и поэтому генераторы II вида называют иначе генераторами с питанием от источника постоянного напряжения [12].

Для того чтобы длительность импульса через управляемый ключ (полупроводниковый прибор) была возможно больше, он должен находиться или в зарядной цепи, или в первом звене, т. е. во входной части схемы. На рис. 1.9 представлена схема генератора II вида с управляемым ключом в зарядном контуре, а на рис. 1.15, а — с ключом в первом звене типа А. Схема II вида с первым звеном типа Б показана на рис. 1.15, б.

1.2. ФОРМИРОВАНИЕ ИМПУЛЬСОВ В МНОГОЗВЕННОЙ СХЕМЕ

Выше отмечалось, что на практике широкое применение находят многозвенные схемы генераторов. Цель настоящего параграфа состоит в том, чтобы на основе описания процессов в многозвенной схеме показать работу звеньев в их взаимодействии, выяснить особенности этих схем и отметить некоторые общие свойства магнитных генераторов.

Рассмотрение процессов в многозвенной схеме проводится на примере генератора I вида. Схемы генераторов II вида отличаются построением входной части. Особенности процессов в этих генераторах изложены в гл. 7.

Для выявления свойств обоих типов звеньев рассмотрим комбинированную схему АБАА (рис. 1.16), которая к тому же часто применяется на практике. Как показывает эксперимент, в данной схеме, как и в других, возможно большое число различных режимов колебаний. Ограничимся рассмотрением одного из возможных колебательных режимов, получившего название *асимметричного режима*

с одним насыщением сердечника дросселя первого звена за период. На основе изложенного в предыдущем параграфе принципа действия генератора будем различать в течение периода три основных процесса.

Первый процесс состоит в накоплении энергии в конденсаторе первого звена, на который через зарядный дроссель в течение всего периода воздействует питающее напряжение.

Второй процесс заключается в формировании рабочего импульса. Накопленная в первом конденсаторе энергия

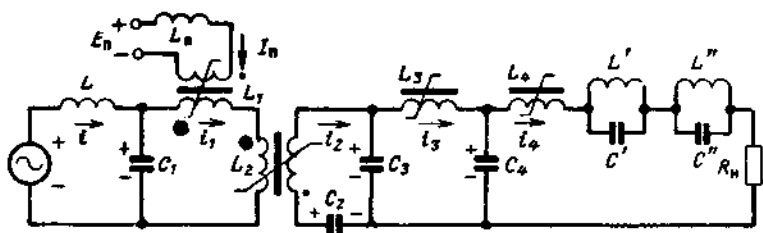


Рис. 1.16. Схема генератора I вида.

благодаря поочередному перемагничиванию и насыщению сердечников переключающих дросселей передается в виде импульса вдоль цепи магнитных звеньев в нагрузку. При этом в каждом звене происходит сжатие импульса во времени, в результате чего в нагрузке получается основной (рабочий) импульс требуемой длительности.

Третий процесс состоит в обратном перемагничивании сердечников, при котором схема подготавливается к формированию очередного рабочего импульса.

При рассмотрении процессов для простоты будем считать, что кривая намагничивания сердечников переключающих дросселей имеет вид, представленный на рис. 1.5. Предположим, что емкости конденсаторов всех звеньев, кроме первого, равны между собой

$$C_2 = C_3 = C_4 = C, \quad (1.6)$$

а приведенная величина емкости C_1 выбрана несколько меньшей этого значения, т. е.

$$\frac{C_1}{k_2^2} < C, \quad (1.7)$$

где k_2 — коэффициент трансформации трансформатора L_2 .

Звенья генератора осуществляют сжатие импульса во времени, поэтому параметры переключающих дросселей считаем выбранными таким образом, что выполняется неравенство

$$k_2^2 L \gg k_2^2 L_{н1} \gg L_{н2} \gg L_{н3} \gg L_{н4}, \quad (1.8)$$

где $L_{нк}$ — индуктивность k -го дросселя при насыщении ($L_{н2}$ — индуктивность вторичной обмотки трансформатора L_2 при насыщении).

Для определенности будем считать, что положительная индукция насыщения соответствует положительному направлению тока.

Формирование рабочего импульса. Рассмотрение периодического процесса в генераторе удобно начать с момента начала формирования рабочего импульса ($t = t_1$ на рис. 1.17), когда сердечник дросселя L_1 находится на пороге положительного насыщения. Предполагаем, что к этому моменту времени сердечники всех остальных дросселей находятся в состоянии отрицательного насыщения; напряжение на C_1 равно U_1 , а на всех остальных конденсаторах оно равно нулю; токи во вторичной обмотке трансформатора L_2 и дросселях L_3, L_4 равны нулю.

Справедливость указанных предположений подтвердится тем, что после полного цикла работы все напряжения, токи и индукции примут указанные значения.

Дроссель L_1 подмагничивается постоянным током $I_{п}$. Поэтому при $t = t_1$ в рабочей обмотке его протекает ток $I_{b1} = I_{п} \frac{N_{п1}}{N_1}$, где N_1 и $N_{п1}$ — числа витков в рабочей обмотке и обмотке подмагничивания соответственно. Этот ток протекает также по первичной обмотке трансформатора L_2 второго звена, сердечник которого насыщен.

Приступим теперь к рассмотрению процесса формирования рабочего импульса, т. е. процесса передачи энергии от звена к звену и к нагрузке.

Разряд C_1 на C_2 . После перехода дросселя L_1 в насыщенное состояние начинается разряд конденсатора C_1 на конденсатор второго звена. Поскольку шунтирующее действие зарядного дросселя незначительно, то ток i_1 разряда C_1 протекает через обмотку дросселя L_1 , по первичной и вторичной обмоткам трансформатора L_2 , через переключающие дроссели L_3 и L_4 , через нагрузку $R_{н}$ и конденсатор C_2 . Под действием этого тока дроссели L_3 и L_4 под-

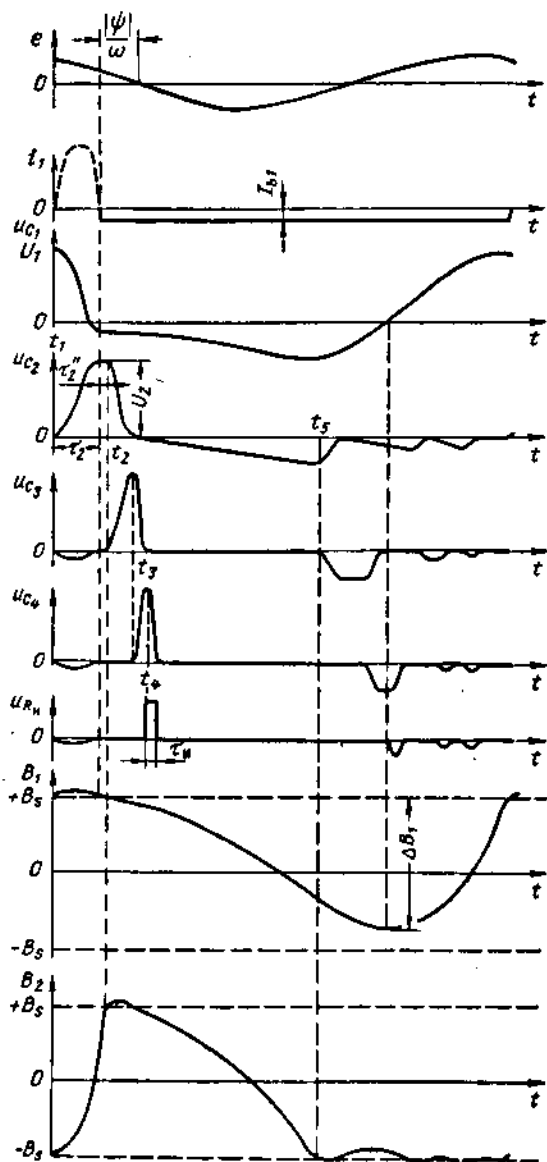


Рис. 1.17. Осциллограммы в многозвенной схеме.

держиваются в состоянии отрицательного насыщения, а сердечник трансформатора L_2 в самом начале процесса разряда конденсатора C_1 переходит в ненасыщенное состояние.

Учитывая (1.8), нетрудно видеть, что насыщенные дроссели L_3 и L_4 , нагрузка и ненасыщенный трансформатор L_2 , обладающий определенными индуктивностью рассеяния и емкостью, не оказывают заметного влияния на процесс разряда C_1 . Характер и длительность этого процесса определяются главным образом емкостями C_1 , C_2 и индуктивностью L_{H1} .

Если потери энергии в элементах генератора относительно малы, то напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 и ток i_1 приближенно описываются следующими выражениями¹:

$$\begin{aligned} u_{C1} &= \frac{U_1}{1+\lambda_2} (\lambda_2 + \cos \omega_2 t), \\ u_{C2} &= \frac{k_2 \lambda_2 U_1}{1+\lambda_2} (1 - \cos \omega_2 t) - \frac{I_{b1}}{k_2 C_2} t, \\ i_1 &= \frac{U_1}{\omega_2 L_{H1}} \sin \omega_2 t - I_{b1}, \end{aligned}$$

где

$$\omega_2^2 = \frac{1+\lambda_2}{L_{H1} C_1}, \quad \lambda_2 = \frac{C_1}{k_2^2 C_2}.$$

Через время $\tau_2 = \pi/\omega_2$ ток i_1 , имеющий синусоидальную форму, станет равным I_{b1} , сердечник дросселя L_1 окажется на пороге ненасыщенного состояния и разряд конденсатора C_1 закончится.

При выполнении неравенства (1.7) полярность напряжения на C_1 после его разряда будет отрицательной. Напряжение отрицательной полярности на C_1 вызывает уменьшение индукции в сердечнике дросселя L_1 и удерживает этот дроссель в ненасыщенном состоянии, аналогичном состоянию разомкнутого ключа. При положительной полярности напряжения на C_1 может произойти повторное насыщение сердечника первого дросселя, вызывающее появление побочных импульсов и другие нежелательные явления.

¹ Вывод приводимых ниже формул дан в последующих главах. Отсчет времени производится от начала рассматриваемого процесса. Например, при разряде C_1 на C_2 считается, что $t_1 = 0$.

По мере разряда C_1 напряжение на C_2 растет и при $t = t_1 + \tau_2$ становится максимальным (рис. 1.17). К этому времени процесс передачи в конденсатор C_2 энергии, накопленной в конденсаторе C_1 , можно считать законченным.

В рассматриваемом интервале времени ко вторичной обмотке трансформатора L_2 приложено напряжение конденсатора C_2 . Индукция в сердечнике трансформатора L_2 нарастает в соответствии с выражением $B_2(t) = -B_s +$

$$+ \frac{1}{N_2 A_2} \int_0^t u_{C_2} dt, \text{ где } A_2 — \text{сечение сердечника, } N_2 — \text{число}$$

витков вторичной обмотки трансформатора L_2 . В момент $t = t_2$ индукция в L_2 достигает значения B_s , сердечник трансформатора L_2 насыщается и начинается процесс разряда C_2 .

Параметры трансформатора L_2 выбираются такими, чтобы насыщение его сердечника происходило после завершения разряда C_1 , т. е. при $t_2 - t_1 > \frac{\pi}{\omega_2}$. В противном случае не вся энергия из C_1 будет передана в C_2 . Время $\tau'_2 = t_2 - t_1 - \tau_2$, называемое в дальнейшем задержкой насыщения или интервалом ожидания, можно использовать также для исключения повторного насыщения первого дросселя L_1 . Действительно, напряжение на C_2 воздействует на L_1 таким образом, что изменяет индукцию в нем в направлении, противоположном положительному насыщению. Однако задержка насыщения не должна быть очень большой. Для пояснения этого обратим внимание на следующее явление.

В промежутке $t_1 + \tau_2 \leq t \leq t_2$ через C_2 протекает ток I_{b1}/k_2 . Если интервал ожидания велик, то протекание этого тока приведет к заметному снижению напряжения на C_2 . Кроме того, указанный ток имеет такое направление, что выводит дроссель L_3 из насыщения. Последнее означает, что еще до появления рабочего импульса на C_3 сердечник дросселя L_3 будет частично намагничен в рабочем направлении. На основе рассмотренного отметим, что звено, содержащее трансформатор, кроме сжатия позволяет осуществить трансформацию напряжения. Важно подчеркнуть, что обе эти функции выполняет один элемент — трансформатор (автотрансформатор) звена типа Б. Однако ток заряда конденсатора звена типа Б в отличие от звена

типа А протекает не только через насыщенный дроссель предыдущего звена, но и через последующие звенья.

Разряд C_2 на C_3 . Этот процесс начинается с момента насыщения сердечника трансформатора L_2 . Обозначим величину напряжения на C_2 в этот момент через U_2 . Ток i_2 разряда C_2 протекает по вторичной обмотке трансформатора L_2 и через конденсатор C_3 . Важно подчеркнуть следующее. Конденсатор C_2 не может разрядиться на конденсатор предыдущего звена C_1 . Этому препятствует переход сердечника дросселя L_1 под воздействием напряжения на C_2 в ненасыщенное состояние. Конденсатор C_2 не может разрядиться и на C_4 , минуя конденсатор C_3 . Действительно, направление тока i_2 разряда C_2 таково, что под его воздействием дроссель L_3 сразу же переходит в ненасыщенное состояние. Мы уже видели, что аналогичное утверждение справедливо для процесса разряда конденсатора C_1 . Оно верно, как будет видно из дальнейшего, и для последующих звеньев. Поэтому вообще в генераторе при надлежащем выборе параметров осуществляется однонаправленная передача энергии от звена к звену в направлении от входа к нагрузке.

Приближенные выражения для напряжений на C_2 и C_3 и тока i_2 имеют следующий вид:

$$u_{C_2} = \frac{U_2}{2} (1 + \cos \omega_3 t),$$

$$u_{C_3} = \frac{U_2}{2} (1 - \cos \omega_3 t),$$

$$i_2 = \frac{U_2}{\omega_3 L_{H2}} \sin \omega_3 t,$$

где

$$\omega_3^2 = \frac{2}{L_{H2} C}; \quad C = C_2 = C_3.$$

Процесс разряда C_2 продолжается, как и в предыдущем случае, в течение полупериода π/ω_3 , пока сердечник трансформатора L_2 не перейдет в ненасыщенное состояние. Поскольку $\omega_3 \gg \omega_2$, то длительность разряда конденсатора C_2 значительно меньше длительности разряда конденсатора C_1 . К концу разряда C_2 напряжения на конденсаторах окажутся равными $u_{C_2} = 0$, $u_{C_3} = U_3 = U_2$. Таким образом, энергия к этому времени будет накоплена в конденсаторе C_3 .

Индукция в дросселе L_3 , напряжение на котором равно напряжению на C_3 , в течение рассматриваемого процесса нарастает в соответствии со следующей формулой:

$$B_3(t) = -B_s + \frac{1}{N_3 A_3} \int_0^t u_{C_3} dt.$$

При достижении индукцией значения положительного насыщения начинается разряд C_3 на конденсатор последнего звена C_4 . Как и прежде, для нормальной работы генератора необходимо, чтобы дроссель L_3 насыщался после окончания разряда C_2 . Заметим, что ток заряда конденсатора звена типа А в отличие от звена Б не проходит через последующие звенья.

Разряд C_3 на C_4 . При насыщении дросселя L_3 начинается разряд C_3 через $L_{н3}$ на конденсатор C_4 . Этот процесс аналогичен предыдущему, только частота собственных колебаний $\omega_4 = \frac{1}{\sqrt{L_{н3}C_4/2}}$ будет больше, а длительность разряда π/ω_4 меньше. Через полупериод собственных колебаний напряжение на C_3 становится равным нулю, а на C_4 достигает максимального значения, равного $U_4 = U_2$. В момент $t = t_4$ индукция в сердечнике последнего дросселя становится равной B_s , после чего начинается разряд конденсатора C_4 на нагрузку.

Разряд C_4 на нагрузку. После насыщения дросселя L_4 последнее звено образует искусственную формирующую линию, состоящую из конденсатора C_4 , насыщенного дросселя L_4 и параллельных контуров $L'C''$ и $L''C''$. Для получения максимальной энергии в нагрузке волновое сопротивление линии ρ выбирается равным сопротивлению нагрузки R_n .

При этих условиях в нагрузке формируется импульс прямоугольной формы с амплитудой $U_4/2R_n$ и длительностью τ_n , определяемой параметрами формирующей линии. После окончания импульса напряжение на C_4 и ток через L_4 становятся равными нулю, а дроссель L_4 оказывается на пороге положительного насыщения.

Обратное перемагничивание сердечников. При формировании рабочего импульса индукция в сердечниках дросселей изменяется от $-B_s$ до $+B_s$. Теперь рассмотрим процесс возвращения этих сердечников в исходное состояние.

Рассмотрение начнем с сердечника трансформатора второго звена. Возвращение сердечника трансформатора L_2 в исходное состояние начинается сразу же после разряда конденсатора C_2 . Первоначально индукция в L_2 изменяется в обратном направлении за счет существующего на C_3 напряжения в интервале ожидания и во время разряда C_3 на C_4 . Однако это изменение индукции обычно невелико. Основное изменение индукции в L_2 в рассматриваемой схеме происходит благодаря току I_{b1} , протекающему через ненасыщенный дроссель L_1 и первичную обмотку трансформатора L_2 . Вследствие этого во вторичной обмотке трансформатора L_2 протекает в это время ток, равный I_{b1}/k_2 . Этот ток замыкается через C_2 , насыщенные в положительном направлении дроссели L_3 и L_4 и нагрузку. Он создает на конденсаторе C_2 напряжение

$$u_{C_2} = \frac{I_{b1}}{k_2 C_2} t.$$

Напряжение на C_2 линейно нарастает и имеет обратную полярность по отношению к напряжению рабочего импульса. Под воздействием этого напряжения индукция в сердечнике трансформатора L_2 уменьшается и в момент $t = t_5$ достигает значения $-B_s$. После этого сердечник трансформатора L_2 окажется в насыщенном состоянии и конденсатор C_2 разрядится на C_3 через вторичную обмотку насыщенного трансформатора, образуя на C_3 импульс обратного перемагничивания. Полярность импульса обратного перемагничивания отрицательная, а его амплитуда гораздо меньше, чем у рабочего импульса.

Импульс обратного перемагничивания подобно рабочему проходит через третье и четвертое звенья, перемагничивает сердечники дросселей этих звеньев и поглощается в нагрузке.

Если нагрузка имеет вентильный характер (магнетрон и т. п.), то последнее звено генератора для импульса обратного перемагничивания оказывается в режиме холостого хода. Неизрасходованная в нагрузке энергия этого импульса может нарушить нормальный режим генератора. Для поглощения энергии импульса обратного перемагничивания в ряде случаев приходится использовать дополнительные схемные элементы.

Из-за малости амплитуды рассматриваемого импульса перемагничивание сердечников происходит при сравни-

тельно больших интервалах задержки насыщения, что хорошо видно на приведенных осциллограммах. Процесс обратного перемагничивания не ограничивается образованием и прохождением по звеньям одного рассмотренного выше импульса. Действительно, после разряда конденсатора C_2 на C_3 к трансформатору L_2 оказывается приложенным напряжение u_{C_3} , которое переводит сердечник трансформатора вновь в ненасыщенное состояние.

Аналогичным образом после разряда C_3 на C_4 сердечник дросселя L_3 переходит в ненасыщенное состояние.

Но при ненасыщенном сердечнике во вторичной обмотке трансформатора L_2 появляется ток I_{b1}/k_2 , создающий на C_2 линейно-изменяющееся напряжение. Под воздействием этого напряжения сердечник трансформатора L_2 повторно перейдет в насыщенное состояние, и конденсатор C_2 разрядится на C_3 , образуя второй импульс обратного перемагничивания.

Этот процесс имеет затухающий характер и через некоторое время токи во вторичной обмотке трансформатора L_2 и дросселях L_3 и L_4 и напряжения на конденсаторах C_2 , C_3 и C_4 станут равными нулю, а индукции в L_2 , L_3 , L_4 примут значения $-B_s$. В результате промежуточные и последнее выходное звенья генератора будут подготовлены к формированию очередного импульса.

При рассмотрении процессов в генераторе предполагалось, что при формировании рабочего импульса напряжения на конденсаторах второго и последующих звеньев в момент окончания разряда их, называемые *остаточными напряжениями*, равны нулю.

В практических схемах при равных номинальных значениях емкостей конденсаторов соседних звеньев остаточные напряжения в общем случае не равны нулю из-за потерь, из-за разброса величин емкостей в пределах соответствующих допусков и др. Остаточное напряжение на последнем конденсаторе отличается от нуля из-за неполного поглощения нагрузкой, накопленной в этом конденсаторе энергии.

Величины остаточных напряжений сравнимы с малыми амплитудами импульсов обратного перемагничивания, поэтому остаточные напряжения могут заметно сказываться на форме осциллограмм, отображающих процесс обратного перемагничивания. Так, например, часто первый импульс обратного перемагничивания на C_2 имеет не треугольную, а трапецидальную форму.

В рассмотренном выше режиме сердечники в процессе обратного перемагничивания насыщались в направлении, противоположном направлению насыщения при формировании рабочего импульса. Поэтому такой режим обратного перемагничивания в дальнейшем называется *обратным перемагничиванием с насыщением*.

Указанный режим обратного перемагничивания наиболее широко применяется, но не является единственным.

Основное отличие другого режима обратного перемагничивания сердечников, изложенного в гл. 5, состоит в том, что при перемагничивании под воздействием напряжения обратной полярности сердечник не насыщается. Насыщение сердечника в этом случае происходит лишь в одном направлении при формировании рабочего импульса.

Заряд конденсатора первого звена. Выше было показано, каким образом накопленная при заряде конденсатора C_1 энергия передается в виде импульсов в нагрузку. Теперь рассмотрим процесс заряда C_1 .

В момент $t = t_1 + \tau_2$ дроссель L_1 переходит в ненасыщенное состояние, и конденсатор C_1 получает возможность заряжаться от источника синусоидального напряжения e . Уже отмечалось, что через рабочую обмотку первого дросселя, когда он не насыщен, протекает ток смещения I_{b1} , равный приведенному к рабочей обмотке току подмагничивания. Поэтому при заряде первого конденсатора на цепь, состоящую из зарядного дросселя и конденсатора C_1 , воздействует не только источник переменного напряжения e , но и генератор постоянного тока I_{b1} . На рис. 1.18 показана эквивалентная схема, отображающая рассматриваемый процесс заряда C_1 . При малых потерях энергии в элементах генератора справедливо следующее приближенное выражение напряжения на конденсаторе C_1 :

$$\frac{u_{C_1}}{E_m} = -\frac{b^2}{b^2 - 1} \sin(\omega t + \psi) + \frac{\pi M}{2 \sin \pi b} \sin(b\omega t - \pi b). \quad (1.9)$$

Здесь $b = \frac{1}{\omega \sqrt{LC_1}}$ — параметр настройки зарядного контура;

$M = \frac{2I_{b1}}{E_m \omega C_1}$ — безразмерный параметр;

E_m и $\omega = \frac{2\pi}{T}$ — амплитуда и частота питающего напряжения соответственно;

ψ — фаза питающего напряжения при $t = 0$.

Как видно из показанной на рис. 1.17 осциллограммы, напряжение на конденсаторе C_1 имеет колебательный характер.

Для простоты дальнейших рассуждений учтем, что первое звено генератора, как и другие, является звеном

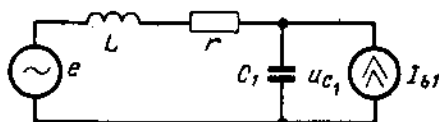


Рис. 1.18. Эквивалентная схема для заряда конденсатора C_1 .

сжатия. Это означает, что длительность заряда конденсатора C_1 значительно больше длительности разряда, т. е.

$$T \gg \frac{\pi}{\omega_2}. \quad (1.10)$$

При заряде C_1 индукция в первом дросселе изменяется в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} B_1(t) &= +B_s + \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^t u_{L_1} dt = \\ &= +B_s + \int_0^t (u_{C_1} + u_{L_2}) dt, \end{aligned} \quad (1.11)$$

где A_1 — сечение сердечника дросселя L_1 ; u_{L_2} — напряжение на первичной обмотке трансформатора L_2 .

По мере заряда конденсатора индукция в сердечнике первого дросселя сначала уменьшается и при $u_{C_1} \approx 0$ достигает минимального значения $B_{1\text{мин}}$. Разность $B_s - B_{1\text{мин}} = \Delta B_1$, называемая рабочим перепадом индукции, для исключения повторного насыщения сердечника в обратном направлении должна быть меньше $2B_s$, т. е. $\Delta B_1 < 2B_s$. Это всегда можно обеспечить путем соответствующего выбора параметров первого дросселя.

Принимая во внимание (1.10), можно считать, что индукция $B_1(t)$ к концу заряда C_1 примет значение

$$B_1\left(T - \frac{\pi}{\omega_2}\right) \approx B_1(T) = +B_s + \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^T u_{C_1} dt.$$

Подставляя (1.9) в это выражение и производя интегрирование, получим $B_1(T) = +B_s$.

В отличие от других звеньев индукция в дросселе первого звена к концу заряда конденсатора этого звена принимает исходное значение. Прямое и обратное перемагничивание сердечника дросселя L_1 происходит в процессе колебательного заряда конденсатора C_1 .

Мы рассмотрели полный цикл работы генератора. К моменту времени $t_1 + T$ схема вернулась в исходное состояние, с которого было начато описание периодического процесса.

Важно обратить внимание на следующие два важных свойства генератора в рассмотренном режиме колебаний.

Первое свойство относится к амплитуде вырабатываемых генератором импульсов. В рабочей обмотке дросселя L_1 , когда он не насыщен, протекает ток I_{b1} . Так как среднее значение тока в этой обмотке равно нулю, а насыщается дроссель в рассмотренном режиме только один раз за период, то при разряде C_1 на C_2 через рабочую обмотку L_1 проходит количество электричества, приблизительно равное $I_{b1}T$. Отсюда следует, что амплитуда рабочего импульса на конденсаторе C_2 и на выходе зависит в основном от тока подмагничивания. Это позволяет на практике легко регулировать амплитуду выходных импульсов путем изменения величины тока подмагничивания и осуществить стабилизацию амплитуды (§ 5.1).

Фаза питающего напряжения ψ , определенная в момент перехода L_1 в ненасыщенное состояние, характеризует положение импульсов генератора на оси времени (рис. 1.17). В гл. 4 получено выражение для фазы ψ , которое при сделанных в этом параграфе допущениях запишется в следующем виде:

$$\sin \psi = -\frac{\pi M}{b^2} \left(\frac{1}{2} + \frac{g_1}{1-g_1} \right), \quad (1.12)$$

где $g_1 = \frac{U'_1}{U_1}$ — относительная величина остаточного напряжения.

Выражение (1.12) показывает, что фаза ψ и, следовательно, положение импульсов во времени (фаза импульсов) существенно зависят от параметров зарядного контура L и C_1 . В то же время амплитуда импульсов не зависит от этих параметров. Указанные свойства обеспечивают

удобный способ управления фазой импульсов, который широко используется, например, в генераторах I вида с многоканальным входом (гл. 9).

Из описания процессов в многозвенной схеме видна роль каждого звена генератора и их взаимодействие. Входная часть схемы, включающая в себя зарядный контур и первое звено, определяет как энергию импульса, так и его фазу. Роль остальных звеньев состоит в сжатии до требуемой длительности образованного в первом звене импульса. Последнее звено, кроме того, обеспечивает получение импульса в нагрузке заданной (обычно прямоугольной) формы.

1.3. ВОЗМОЖНОСТИ МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Выше были рассмотрены основные схемы генераторов I и II видов. Они позволяют получать импульсы самой различной мощности (от сотен ватт до десятков мегаватт в импульсе) и длительности (от десятков наносекунд до десятков микросекунд и выше). Частота следования импульсов может быть равной от нескольких герц до десятков килогерц. Кроме того, возможна также работа в режиме с внешней синхронизацией (генераторы II вида).

Однако ряд задач не может быть решен с помощью указанных схем. Так, например, в основной схеме генератора I вида, не содержащей полупроводниковых приборов и обладающей наиболее высокой надежностью, частота следования импульсов или равна частоте питающего напряжения или в два раза больше ее при работе в симметричном режиме. В то же время шкала частот электромашинных генераторов переменного тока ограничена. В соответствии с этим оказываются ограниченными возможности магнитных генераторов I вида при питании их от упомянутых источников.

В данном параграфе кратко рассматриваются схемы и способы, открывающие новые возможности и расширяющие тем самым область применения магнитных генераторов.

Генераторы с многоканальным входом. В отличие от ранее рассмотренных входная часть данных генераторов состоит из нескольких каналов (рис. 1.19). Обычно каждый из каналов содержит зарядную цепь и первое звено.

Первые звенья всех каналов подключены непосредственно ко второму звену генератора. Возможно иное построение схемы. Например, каналы могут объединяться в третьем или любом последующем звене генератора. В этом случае в каждом канале будет два или более звена.

При работе генератора в каждом канале вырабатывается последовательность импульсов. В общем звене генератора происходит сложение этих последовательностей. Если в каждом канале частота следования импульсов равна f ,

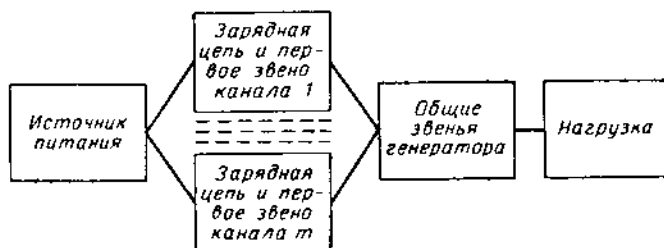


Рис. 1.19. Схема генератора с многоканальным входом.

то в общих звеньях и на выходе генератора средняя частота следования импульсов будет в t раз больше, где t — число каналов на входе генератора.

Аналогично предыдущему генераторы с многоканальным входом, состоящие только из магнитных звеньев, будем называть генераторами I вида. Остальные отнесем ко II виду. Рассмотрим возможности генераторов с многоканальным входом.

Начнем с генераторов I вида. Использование многоканального входа в этих генераторах, прежде всего, позволяет осуществить умножение частоты, т. е. получить на выходе импульсы, частота следования которых в целое число раз больше частоты источника питания.

В одноканальном генераторе I вида временные интервалы между соседними импульсами, как легко видеть из принципа его работы, могут быть только равными между собой. В генераторах с многоканальным входом путем соответствующего сдвига во времени последовательностей импульсов разных каналов можно получить периодически изменяющиеся интервалы между выходными импульсами и таким образом осуществить модуляцию периода следования.

И, наконец, наличие нескольких каналов на входе дает возможность сравнительно просто изменять дискретно частоту следования импульсов.

Перейдем теперь к генераторам II вида. Применяемые в этих генераторах в качестве управляемых ключей полупроводниковые приборы, как известно, обладают определенной инерционностью. Ток через открытый прибор, напряжение на запертом приборе и мощность, рассеиваемая в нем, ограничены предельно допустимыми значениями. По этим причинам частота следования и мощность, которые можно получить в одноканальном генераторе, оказываются ограниченными. Например, максимальная частота следования в одноканальном генераторе с тиристором Д238 приблизительно равна 10 кГц.

Применение генераторов II вида с многоканальным входом позволяет повысить как частоту следования импульсов, так и мощность генератора.

Действительно, в генераторе с многоканальным входом при том же самом режиме полупроводникового ключа частота следования и мощность импульсов будет больше, чем в одноканальном, во столько раз, сколько каналов на входе.

Генераторы с делением частоты. Рассмотренные выше схемы магнитных генераторов I вида не могут вырабатывать импульсы с частотой следования меньше, чем частота источника питания. Это связано с тем, что значения индукции в сердечнике первого дросселя повторяются через период колебаний питающего напряжения. Поэтому насыщение сердечника первого дросселя и, следовательно, появление импульса на выходе генератора наступают не реже, чем один раз за каждый период колебаний источника.

В отличие от основной схемы в генераторе с делением частоты (рис. 1.20) первый дроссель насыщается один раз в течение целого числа n_0 периодов. Такой режим становится возможным благодаря наличию в первом звене генератора дополнительного контура L_0C_0 , содержащего емкость и линейную индуктивность, причем резонансная частота этого контура в $2n_0$ раз меньше частоты источника. Напряжение пониженной частоты, возникающее на контуре, создает необходимое дополнительное воздействие на форму колебаний индукции первого дросселя, чем и обеспечивается режим субгармонических колебаний [9].

Генераторы с делением частоты рассмотрены в гл. 10. Здесь остановимся на возможностях этих генераторов.

Анализ процессов в приведенной схеме показывает, что режим деления частоты существует в достаточно широкой области изменения параметров генератора и характеризуется высоким коэффициентом мощности. Общий вес сердечников и габариты генератора с делением частоты не больше, чем генератора, построенного по основной схеме. Амплитуда выходных импульсов, как и в режиме основной частоты колебаний, не зависит от большинства

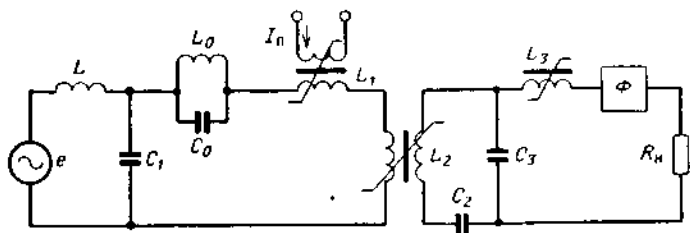


Рис. 1.20. Схема магнитного генератора импульсов с делением частоты.

параметров генератора и практически определяется лишь величиной тока подмагничивания, емкостью конденсатора второго звена и частотой следования. Это важное свойство позволяет использовать описанный выше принцип многоканального построения входной части и тем самым осуществлять дробное преобразование частоты. Действительно, если генератор имеет m входных каналов, каждый из которых содержит контур L_0C_0 и работает в режиме деления в n_0 раз, то отношение частоты следования выходных импульсов к частоте источника будет равно m/n_0 .

Таким образом, магнитные импульсные генераторы с делением частоты обеспечивают:

- генерирование импульсов с частотой, в целое число раз меньшей частоты источника (практически до 6—7 раз);
- получение импульсов с частотой следования, находящейся в дробном отношении с частотой источника;
- быстрое качание (модуляцию) периода следования импульсов при заданном отношении средней частоты следования к частоте источника;
- коммутацию частоты следования импульсов.

Необходимо отметить еще одно важное свойство рассматриваемой схемы, относящееся к ее работе в режиме основной частоты колебаний, т. е. при $n_0 = 1$. Наличие дополнительного контура L_0C_0 в первом звене значительно повышает эффективность генератора за счет расширения области допустимых изменений его параметров. Практическое использование этого свойства дает возможность обеспечить надежную работу генератора в очень широком диапазоне изменения его параметров.

Применение этой схемы в режиме основной частоты дает также выигрыш по к. п. д. и габаритам генератора в тех случаях, когда необходимо предусмотреть возможность работы генератора в условиях значительного изменения его параметров.

Генераторы с многоканальным выходом. Задача построения магнитного импульсного генератора с многоканальным выходом возникает, например, при питании нескольких нагрузок совпадающими или сдвинутыми во времени импульсами. В простейшем случае разветвление схемы, например на два канала, можно осуществить путем подключения к общему ($k - 1$)-му звену двух k -х звеньев. При этом может быть осуществлено два варианта включения: входные зажимы k -х звеньев соединены либо параллельно (рис. 1.21, а), либо последовательно (рис. 1.21, б, в).

Лучшие результаты получаются при последовательном включении. При таком соединении обеспечивается хорошая развязка между каналами, осуществляемая ненасыщенным дросселем общего ($k - 1$)-го звена. Последовательное соединение дает возможность разветвления на любое число выходов.

При параллельном соединении k -х звеньев необходимо применять дополнительные меры по развязке каналов. Например, в случае разветвления на два канала хорошие результаты получаются при использовании вспомогательного дросселя L_B , который выравнивает зарядные токи конденсаторов и изолирует их друг от друга (рис. 1.21, г).

При питании нагрузок совпадающими импульсами выходные каналы генератора выполняются идентичными. Для получения несовпадающих импульсов необходимый сдвиг во времени между импульсами разных каналов можно обеспечить за счет магнитных звеньев без применения специальных схем задержки импульсов. Действительно, из описания процессов в генераторе легко видеть, что в маг-

нитном звене наряду со сжатием происходит задержка импульса во времени на величину, равную длительности заряда конденсатора.

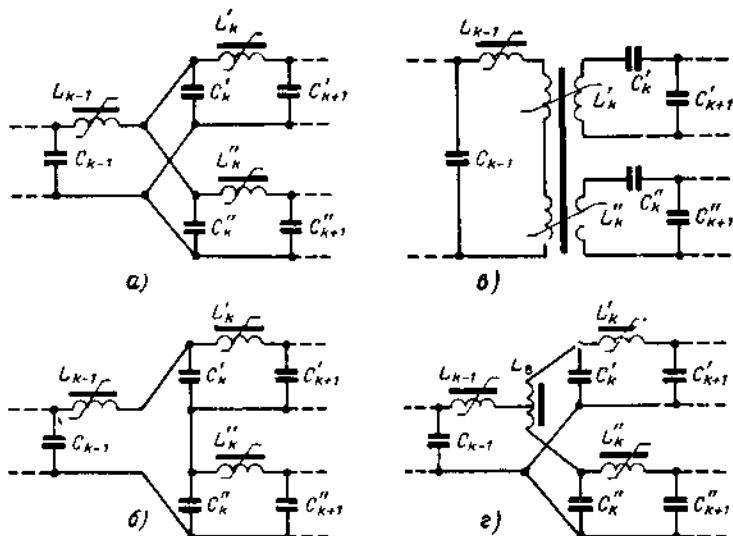


Рис. 1.21. Схемы с разветвлением на два канала:

а — параллельное включение; б — последовательное включение звеньев типа А; в — последовательное включение звеньев типа Б; г — схема с дросселем развязки.

Если каналы выполнить различными, отличающимися друг от друга числом или параметрами магнитных звеньев, то время задержки в каналах не будет одинаковым и выходные импульсы окажутся сдвинутыми во времени.

1.4. ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Во всех рассмотренных выше случаях предполагалось, что последнее звено генератора согласовано с нагрузкой, вследствие чего почти вся накопленная в последнем конденсаторе энергия расходуется в нагрузке. Естественно, что в таких генераторах амплитуда выходных импульсов зависит от величины сопротивления нагрузки.

В ряде случаев возникает необходимость в генераторах, обладающих высокой стабильностью амплитуды импульсов тока при работе на резко изменяющуюся на-

грузку, а также обеспечивающих малую длительность фронта импульса тока на индуктивной нагрузке. Такого рода генераторы необходимы, например, для импульсного питания логических схем на магнитных элементах и для отклоняющих систем. В этих случаях последнее звено генератора должно работать в режиме генератора тока.

Требуемый режим генератора тока наиболее просто можно осуществить, если включить в последнее звено магнитного генератора последовательно с нагрузкой балластное сопротивление соответствующей величины. Однако

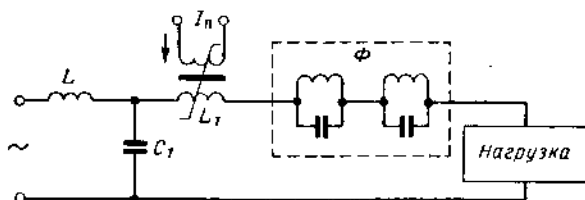


Рис. 1.22. Схема генератора импульсов тока.

значительная часть энергии импульса при этом будет расходоваться в этом сопротивлении, что, конечно, невыгодно энергетически.

Имеется более эффективное решение этой задачи [11]. Для объяснения принципа действия генератора импульсов тока воспользуемся простейшей схемой генератора, изображенной на рис. 1.22. Внутренним сопротивлением показанного генератора при формировании импульса является характеристическое сопротивление ρ искусственной формирующей линии, образованной конденсатором C_1 , индуктивностью насыщенного дросселя L_1 и цепочкой резонансных контуров Φ . Показанная на схеме нагрузка в общем случае является нелинейной, в частном случае она может быть представлена резистором с переменной величиной сопротивления R_n или индуктивностью L_n . Для обеспечения независимости амплитуда выходных импульсов тока от величины сопротивления R_n необходимо, чтобы $\rho \gg R_n$. Применяя для формирующей линии обычную схему замещения, получим следующее выражение для амплитуды импульса тока в нагрузке:

$$I_n = \frac{U_1}{\rho + R_n} \approx \frac{U_1}{\rho},$$

где U_1 — напряжение на конденсаторе C_1 в момент насыщения сердечника дросселя L_1 .

При работе на индуктивную нагрузку L_n заданную длительность фронта τ_f можно получить, если выбрать величину ρ из соотношения $\tau_f = L_n/\rho$.

При нелинейной нагрузке амплитуда импульсов тока будет почти постоянной, если накопленная в C_1 энергия $C_1 U_1^2/2$ будет много больше максимальной энергии W_n , расходуемой в нагрузке, т. е.

$$\frac{C_1 U_1^2}{2} \gg W_n.$$

Во всех трех случаях в нагрузке расходуется лишь небольшая доля накопленной в конденсаторе последнего звена энергии, и генератор работает в режиме, близком к режиму короткого замыкания. В этом заключается одна из главных особенностей генераторов импульсов тока, подробно рассмотренных в последней главе книги.

Неизрасходованная в течение очередного импульса энергия может не рассеиваться в паузах между импульсами, а использоваться при формировании следующих импульсов. В этом случае энергия источника питания будет расходоваться только на восполнение энергии, расходуемой в самой нагрузке, и потерь энергии в элементах генератора.

Важно подчеркнуть следующее обстоятельство. Магнитные генераторы импульсов тока как генераторы продвигающих импульсов должны работать на частотах порядка единиц и десятков килогерц. Ввиду отсутствия промышленных источников переменного напряжения на такие частоты для генерирования импульсов возможно использование схем II вида или схем I вида в сочетании с полупроводниковым преобразователем постоянного напряжения в переменное. В обоих случаях источник импульсного питания будет содержать полупроводниковые приборы.

Однако как в генераторе II вида, так и в преобразователе постоянного напряжения в переменное полупроводниковые приборы работают в ключевом режиме при импульсах тока сравнительно большой длительности, которая определяется периодом следования выходных импульсов, а не их длительностью. Поэтому для получения коротких импульсов можно применять относительно низкочастотные полупроводниковые приборы, обладающие большой мощностью и высокой надежностью. К тому же эти при-

боры рассчитываются не на импульсную, а на среднюю мощность.

По этим причинам магнитный генератор может иметь меньшее количество полупроводниковых приборов, чем транзисторный генератор той же мощности. Применение же меньшего числа полупроводниковых приборов и существенное облегчение режима их работы значительно повышает надежность генератора. Кроме того, магнитные генераторы в большинстве случаев потребляют меньшую мощность.

ДРОССЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

Задача настоящей главы — установить связь электрических параметров дросселей и трансформаторов с их конструктивными данными и с параметрами магнитных материалов и сердечников. Основное внимание уделяется переключающим дросселям и трансформаторам.

2.1. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ

Конструкция дросселя (трансформатора). Основные магнитные элементы генераторов — переключающие дроссели и трансформаторы — выполняются на сердечниках тороидальной формы. Это позволяет максимально использовать возможности магнитных материалов. Из магнитных материалов преимущественно применяются железоникелевые сплавы, обладающие многими ценными свойствами.

Типичная конструкция сердечника представляет собой тороид прямоугольного сечения, намотанный из тонкой ленты ферромагнитного сплава. Соседние витки ленты изолированы друг от друга слоем специального изолирующего состава толщиной несколько микрон. Для предохранения от механических повреждений и деформаций сердечник помещается в каркас из немагнитного материала.

Поверх каркаса наматываются обмотки с изолирующими прослойками. Существует большое разнообразие конструктивных вариантов обмоток. Лучше всего применять однослойные обмотки, однако это не всегда возможно. В многослойных обмотках необходимо изолировать каждый слой от соседних. Для уменьшения числа слоев часто применяют так называемую «полутораслойную» намотку, когда витки располагаются вплотную друг к другу по длине наружной окружности каркаса, а не внутренней, как обычно. При этом на внутренней окружности часть витков располагается

поверх соседних. Такая конструкция обеспечивает уплотнение обмотки в D_n/D_v раз, где D_n и D_v — соответственно наружный и внутренний диаметры каркаса. Во столько же раз уменьшается число слоев.

Очень важно обеспечить как можно более равномерное распределение тока по поверхности тороида. Для этого витки обмотки должны плотно прилегать друг к другу и располагаться по всей длине каркаса. При малом числе витков для лучшего заполнения поверхности каркаса целесообразно применять так называемые «многозаходные» обмотки, т. е. производить намотку параллельно несколькими проводами.

Изоляция между слоями обмоток чаще всего выполняется из ткани с последующей пропиткой. Пропитка устраняет воздушные полости и тем самым значительно повышает электрическую прочность изоляционного слоя. Жидкая пропитка — масло — кроме того, улучшает отвод тепла от сердечника и обмоток. Однако применение масла связано с рядом конструктивных неудобств: значительно возрастают габариты и вес, необходимы профилактические осмотры и т. п. Более широкое применение получили твердые пропиточные компаунды на основе эпоксидных смол. Они обладают высокой электрической и механической прочностью, термостойки. Дроссель (трансформатор) с такой пропиткой может работать в условиях низкого давления, повышенной влажности и больших механических перегрузок.

Эквивалентные схемы дросселей. Дроссель с насыщающимся сердечником играет в магнитном генераторе роль ключа. Поэтому желательно, чтобы в ненасыщенном состоянии ток через обмотку дросселя был по возможности минимален. В насыщенном состоянии желательно иметь как можно меньшее напряжение на обмотке. Вполне очевидно, что чем глубже насыщение сердечника, тем ближе характеристика дросселя к идеальному ключу.

В сердечниках переключающих дросселей напряженность магнитного поля при насыщении может в сотни и даже тысячи раз превышать величину коэрцитивной силы. На рис. 2.1 построена характеристика намагничивания сердечника в масштабах, соответствующих глубокому насыщению. H_m и B_m обозначают максимальные значения напряженности поля и магнитной индукции соответственно, достигаемые в реальном режиме работы. Рисунок наглядно

иллюстрирует ключевые свойства дросселя с насыщающимся сердечником.

Наиболее простым и естественным приближением к реальной характеристике является ломаная линия, показанная на рис. 2.1 пунктиром. При такой аппроксимации рассматриваются два различных состояния сердечника: насыщенное и ненасыщенное. Это не просто формальное разделение; оно отражает тот факт, что при переходе из одного состояния в другое изменяется характер физических процессов как в самом сердечнике, так и в схеме, содержащей дроссель.

Рассмотрим дроссель с обмоткой, содержащей N витков. Согласно закону Фарадея, э. д. с. индукции равна

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt}, \quad (2.1)$$

где Φ — магнитный поток обмотки.

Далее, учитывая, что сердечник тороидален и обмотка распределена равномерно по поверхности каркаса, можно написать

$$Hl = Ni. \quad (2.2)$$

Рис. 2.1. Характеристика намагничивания сердечника в больших полях.

Это равенство выражает закон Ампера для данного случая. Здесь i — ток обмотки; $l = \pi D_{\text{ср}}$, где $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр сердечника; H — напряженность магнитного поля в сердечнике на расстоянии $D_{\text{ср}}/2$ от оси тороида.

Обозначим: S — площадь сечения обмотки (для однослойной обмотки S есть площадь, охватываемая витком, для многослойной — площадь витка среднего слоя), A — площадь, занимаемая ферромагнитным материалом в поперечном сечении сердечника (очевидно, что всегда $A < S$), B — средняя по сечению A магнитная индукция, r — активное сопротивление обмотки. Тогда напряжение на обмотке определится выражением

$$u = NA \frac{dB}{dt} + N(S - A)\mu_0 \frac{dH}{dt} + ri, \quad (2.3)$$

в котором первое слагаемое обусловлено магнитным пото-

ком в сердечнике, а второе — потоком в немагнитной среде, заполняющей пространство внутри обмотки.

Зависимость $B(H)$ в области насыщения можно считать линейной, если исключить небольшой нелинейный участок в области малых полей. Поэтому можно положить

$$B = B_s + \mu_0 \mu_s H. \quad (2.4)$$

Подставляя (2.4) в (2.3) и учитывая (2.2), получаем

$$u = L_n \frac{di}{dt} + ri, \quad (2.5)$$

где

$$L_n = \frac{\mu_0 \mu_n A N^2}{l}; \quad (2.6)$$

$$\mu_n = \mu_s - 1 + \frac{S}{A}. \quad (2.7)$$

μ_n представляет собой кажущуюся магнитную проницаемость для насыщенного состояния, учитывающую наличие

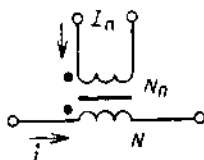


Рис. 2.2. Схема дросселя с подмагничиванием.

магнитного потока через немагнитную среду. Истинная магнитная проницаемость насыщения μ_s определяется как угловой коэффициент пунктирной прямой на рис. 2.1. B_s — индукция насыщения — ордината точки пересечения пунктирной прямой с осью B .

Таким образом, эквивалентная схема дросселя при насыщенном сердечнике представляет собой последовательное соединение индуктивности L_n и сопротивления r .

Весьма часто дроссель наряду с рабочей обмоткой имеет обмотку подмагничивания, по которой протекает постоянный ток. Пусть N — число витков рабочей обмотки, N_n — число витков обмотки подмагничивания, I_n — величина тока подмагничивания (рис. 2.2). Так как произведение NI определяется суммой всех ампервитков, то ток рабочей

обмотки будет равен

$$i = \frac{Hl}{N} - I_{\pi} \frac{N_{\pi}}{N}. \quad (2.8)$$

Это означает, что характеристика $B(i)$ будет сдвинута относительно начала оси i на величину *тока смещения*

$$I_b = -I_{\pi} \frac{N_{\pi}}{N}, \quad (2.9)$$

равную приведенной величине тока подмагничивания (рис. 2.3). Знак минус указывает на то, что направление

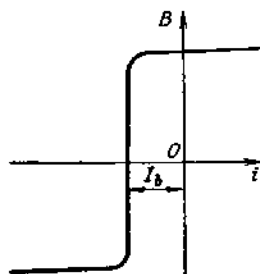


Рис. 2.3. Зависимость индукции от тока рабочей обмотки.

тока смещения противоположно направлению отсчета тока i , указанному на рис. 2.2.

При наличии тока смещения вместо (2.5) получим

$$u = L_{\pi} \frac{di}{dt} + r(i - I_b) \quad (2.10)$$

или

$$u = L_{\pi} \frac{di_L}{dt} + r i_L, \quad (2.11)$$

$$i = i_L + I_b.$$

Отсюда следует, что эквивалентная схема дросселя с насыщенным сердечником будет иметь вид, изображенный на рис. 2.4, а. Она содержит индуктивность L_{π} , сопротивление r и генератор тока смещения I_b . Внутреннее сопротивление генератора определяется параметрами цепи подмагничивания. Обычно цепь подмагничивания содержит дроссель развязки, обладающий очень большой индуктивностью, поэтому в первом приближении внутреннее

сопротивление генератора тока I_b можно считать бесконечно большим.

В соответствии с нашей идеализацией схема рис. 2.4, а становится справедливой с момента, когда индукция достигает значения B_s ; при этом $i_L = 0$. Выход сердечника из насыщенного состояния происходит в момент, когда i_L снова обращается в нуль.

Если сердечник работает в режиме неглубокого насыщения, то может возникнуть необходимость учета кривизны

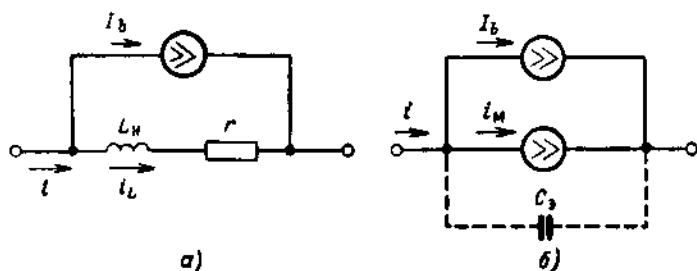


Рис. 2.4. Эквивалентная схема дросселя:

а — для насыщенного состояния; б — для ненасыщенного состояния.

характеристики намагничивания. Тогда индуктивность L_n нужно будет рассматривать как функцию тока i_L . Кроме того, в момент перехода из ненасыщенного состояния в насыщенное и обратно ток i_L нельзя считать равным нулю, если максимальное значение напряженности поля соизмеримо с величиной коэрцитивной силы.

Для ненасыщенного состояния сердечника описание поведения дросселя и составление эквивалентной схемы является более сложной задачей. Характеристика намагничивания сердечника не только нелинейна, но и неоднозначна, т. е. процесс намагничивания зависит не только от текущих значений B и H , но и от их значений в предшествующие моменты времени. Задача усложняется еще и тем, что ход кривой намагничивания соответствует статической петле гистерезиса лишь при достаточно медленном изменении B или H . Динамическая кривая намагничивания существенно отличается от статической и определяется не только величинами B и H , но и их производными по времени.

В нашем случае, однако, имеется одно обстоятельство, которое весьма облегчает задачу. Поскольку дроссель выполняет функцию ключа, ток через его обмотку при ненасы-

щенном сердечнике должен быть достаточно мал. В самом грубом приближении им вообще можно пренебречь по сравнению с токами в других ветвях схемы. Тогда состояние сердечника будет определяться лишь интегралом напряжения на его обмотке, так как согласно (2.1)

$$B(t) = B(0) + \int_0^t \frac{u}{AN} dt. \quad (2.12)$$

Более точная модель должна, естественно, учитывать наличие тока намагничивания, однако влияние его на электрические процессы в схеме не может быть определяющим. В силу этого напряжение на обмотке как функцию времени почти всегда можно считать заданным, оно определяется процессами во внешней электрической цепи. Другими словами, почти во всех случаях, которые мы будем рассматривать, перемагничивание сердечника происходит под действием известного нам напряжения, приложенного к обмотке.

Поэтому дроссель с ненасыщенным сердечником может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 2.4, б), содержащей генератор тока I_b и генератор тока намагничивания i_m , равного

$$i_m(t) = \frac{l}{N} H(t). \quad (2.13)$$

Ввиду малости i_m можно пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении обмотки, а также наличием магнитного потока в немагнитной среде. Зато здесь заметное влияние может оказывать емкостный ток, обусловленный наличием распределенной емкости между обмоткой и сердечником, между слоями одной обмотки и т. д. На электрической схеме это может быть отражено эквивалентной емкостью C_3 .

При использовании данной эквивалентной схемы необходимо знать напряжение на обмотке $u(t)$. Его можно найти, положив $i_m = 0$. После этого из (2.12) определяется $B(t)$, а затем, зная характеристику намагничивания сердечника, нетрудно построить $H(t)$ и $i_m(t)$.

Изложенный метод позволяет с достаточной точностью определять потери энергии в сердечнике при перемагничивании и решать многие другие задачи. Он с успехом может

быть применен и для более точного анализа электрической схемы, поскольку, зная зависимость $i_M(t)$, можно получить более точное выражение для $u(t)$, учитывающее влияние тока намагничивания.

Задача определения $H(t)$ по известной функции $B(t)$ будет рассмотрена в следующем параграфе.

Эквивалентные схемы трансформаторов. Для составления эквивалентной схемы трансформатора необходимо в первую очередь привести все токи, напряжения и параметры электрической цепи к одной обмотке. Тогда для ненасыщенного состояния сердечника получим схему, показанную на рис. 2.5. Схема содержит генератор тока намагничивания i_M , который определяется так же, как и для

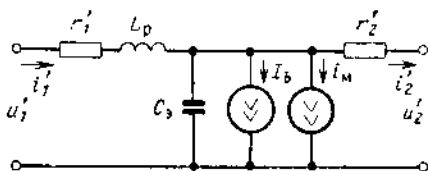


Рис. 2.5. Эквивалентная схема трансформатора для ненасыщенного состояния.

схемы дросселя, и генератор тока смещения I_b , если трансформатор подмагничен постоянным током. Влияние распределенной емкости между обмотками, а также емкости между сердечником и ближайшей к нему обмоткой учитывается введением в схему эквивалентной емкости C_p .

Поскольку токи i'_1 и i'_2 могут значительно превышать величину i_M , необходимо учитывать падения напряжений на активных сопротивлениях обмоток r'_1 и r'_2 . Кроме того, в общем случае необходимо учитывать наличие магнитного потока рассеяния между обмотками, что может быть отражено введением в схему индуктивности рассеяния L_p .

Параметры L_p и C_p могут быть рассчитаны в принципе для любой конструкции трансформатора. Этот вопрос будет изложен в § 2.5 при рассмотрении импульсного трансформатора.

При насыщении сердечника общий магнитный поток становится соизмеримым с потоком рассеяния и связь между обмотками резко ослабевает. Для этого случая можно применить эквивалентную схему, приведенную на

рис. 2.6. Данная схема построена в предположении, что первичная обмотка расположена ближе к сердечнику, а вторичная намотана поверх первичной. Индуктивность L_H отражает магнитный поток внутри первичной обмотки,

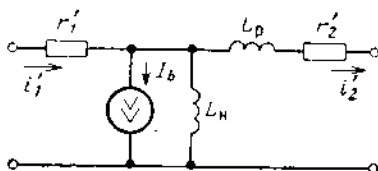


Рис. 2.6. Эквивалентная схема трансформатора для насыщенного состояния.

а L_D — поток в пространстве между обмотками. При обратном порядке расположения обмоток индуктивность L_D переносится в левую ветвь.

Сопротивление обмоток. В общем случае активное сопротивление обмотки отличается от сопротивления, измеренного при постоянном токе, вследствие неравномерного распределения тока по сечению провода. Последнее вызвано влиянием переменного электромагнитного поля тока, протекающего в данном проводе и в соседних витках.

Расчет активного сопротивления с учетом неравномерности тока по сечению может быть произведен по известной методике [28], если известна частота колебаний тока, протекающего через обмотку, и диаметр провода.

С увеличением диаметра провода неравномерность распределения тока увеличивается, поэтому сопротивление обмотки сначала уменьшается, а затем начинает расти. *Оптимальное значение диаметра*, при котором сопротивление минимально, может быть рассчитано по упомянутой выше методике [28] для любой конструкции обмотки. Подробное изложение процедуры расчета дано в гл. 6.

Индуктивность дросселя (трансформатора) в насыщенном состоянии. Индуктивность в насыщенном состоянии зависит от размеров сердечника и числа витков, а также от конструкции обмотки. Последнее учитывается наличием коэффициента μ_H в формуле (2.6).

В следующей главе будет показано, что чем меньше μ_H , тем меньше габариты магнитного генератора. Поэтому при разработке генератора необходимо путем выбора

электрических и конструктивных параметров стремиться уменьшить μ_n настолько, насколько это возможно.

Входящая в (2.7) величина μ_s зависит от материала сердечника и от степени его насыщения. В пермалловых сердечниках при достаточно глубоком насыщении μ_s приближается к единице. В реальных же условиях работы μ_s всегда несколько больше единицы. Необходимо далее иметь в виду, что даже при $\mu_s \approx 1$ величина μ_n существенно отличается от единицы вследствие наличия изоляционных промежутков между витками ферромагнитной ленты, конечной толщины стенок каркаса и т. д. Для однослойных обмоток обычно $\mu_n = 2,5 \div 5$, для многослойных обмоток при тщательном выполнении $\mu_n = 4 \div 7$.

Величина μ_n зависит также от диаметра провода. Применение провода очень большого диаметра может вызвать заметное увеличение площади S , а следовательно, и μ_n . В подобных случаях лучше применять «многозаходные» обмотки, т. е. производить намотку параллельно несколькими проводами меньшего диаметра. При использовании «многозаходных» обмоток уменьшается и неравномерность распределения тока по сечению провода. Кроме того, что особенно важно, этим достигается более равномерное и более плотное заполнение каркаса.

Дело в том, что формулы (2.6) и (2.7) получены, как уже указывалось, в предположении о равномерном распределении тока по поверхности тороида. Реальные обмотки весьма хорошо приближаются к такому идеальному случаю при условии плотной намотки и достаточно большого числа витков ($N > 40$). С уменьшением числа витков и плотности намотки отличие реального дросселя от идеального возрастает, в результате чего формула (2.6) начинает давать заниженное значение L_n . Особенно заметно это сказывается при $N < 20$. В подобных случаях в формулу (2.6) следует вводить поправочный коэффициент, учитывающий тип обмотки, число витков, размеры каркаса, диаметр провода. Этот коэффициент может быть определен экспериментально.

2.2. ПАРАМЕТРЫ ФЕРРОМАГНИТНЫХ СЕРДЕЧНИКОВ

Статическая характеристика намагничивания. Характеристикой намагничивания сердечника называют обычно зависимость средней по сечению индукции B от напряжен-

ности магнитного поля H в среднем слое, т. е. на расстоянии $D_{\text{ср}}/2$ от оси тороида. Вследствие неравномерного распределения поля по сечению сердечника эта зависимость отличается от характеристики намагничивания самого материала B' (H'), где B' и H' — значения индукции и напряженности поля в одной точке.

Если F обозначает сумму ампервитков, то на расстоянии R от осевой линии напряженность поля равна

$$H'(R) = \frac{F}{2\pi R}.$$

С увеличением F перемагничивание начинается с внутреннего слоя тороида и заканчивается перемагничиванием

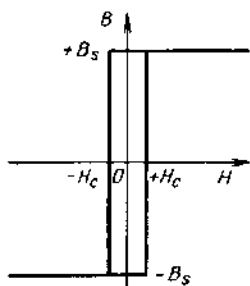


Рис. 2.7. Идеальная прямоугольная петля гистерезиса.

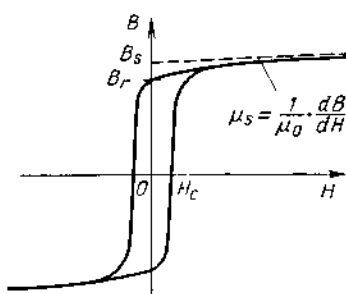


Рис. 2.8. Предельная статическая петля гистерезиса.

внешнего слоя. Отсюда и индукция оказывается распределенной неравномерно.

Для сердечников, имеющих прямоугольную петлю гистерезиса, неравномерность намагничивания сказывается прежде всего в уменьшении максимальной магнитной проницаемости $\mu_{\text{макс}}$ в ненасыщенной области. Под $\mu_{\text{макс}}$ понимают обычно максимальное значение крутизны dB/dH для предельной петли гистерезиса. Даже в том случае, когда характеристика материала имеет строго вертикальные ветви (рис. 2.7), максимальная проницаемость сердечника вследствие неравномерности намагничивания оказывается конечной и равной [29, 30]

$$\mu_{\text{макс}} = \frac{D_{\text{н}} + D_{\text{в}}}{D_{\text{н}} - D_{\text{в}}} \cdot \frac{B_s}{\mu_0 H_c}. \quad (2.14)$$

Здесь $D_{\text{н}}$ — наружный, а $D_{\text{в}}$ — внутренний диаметры сердечника.

Кроме того, неравномерность намагничивания приводит к некоторому сглаживанию изломов гистерезисной петли, а также к уменьшению ширины частных петель гистерезиса. Величина коэрцитивной силы H_c и проницаемость μ_s в насыщенной области остаются практически неизменными.

Если сердечник имеет петлю гистерезиса, близкую к прямоугольной (рис. 2.8), то при «статическом», т. е. достаточно медленном, перемагничивании величина тока намагничивания определяется коэрцитивной силой. При $\mu_{\text{макс}} = \infty$ ток намагничивания $i_m = \pm H_c l / N = \pm \text{const}$. При конечной величине $\mu_{\text{макс}}$ ток намагничивания не остается постоянным, но его среднее значение по-прежнему близко к $H_c l / N$.

Совершенно очевидно, что обусловленное конечной величиной $\mu_{\text{макс}}$ изменение тока i_m в процессе перемагничивания практически не сказывается на ключевых свойствах дросселя или трансформатора. Поэтому значение $\mu_{\text{макс}}$ для сердечников магнитных генераторов в большинстве случаев не является существенным. Как величина i_m , так и потери энергии в сердечнике оцениваются прежде всего величиной H_c .

При более быстром перемагничивании, когда становится заметным влияние магнитной вязкости и вихревых токов, значение максимальной магнитной проницаемости $\mu_{\text{макс}}$ оказывается еще менее существенным.

Наиболее важными параметрами статической петли гистерезиса (рис. 2.8) для сердечников, применяемых в магнитных генераторах импульсов, являются коэрцитивная сила H_c , остаточная индукция B_r , индукция насыщения B_s и магнитная проницаемость насыщения μ_s .

Индукцией насыщения обычно называют значение индукции, при которой наступает техническое насыщение сердечника, и определяют как ординату кривой $B(H)$ при определенном, заранее выбранном значении H (например, при $H = 5H_c$ или $10H_c$). Для наших целей удобнее определить B_s как ординату точки пересечения прямой, аппроксимирующей характеристику $B(H)$ в области насыщения, с осью B (рис. 2.1 и 2.8). Численные значения B_s как при первом, так и при втором определении практически совпадают.

Величину μ_s часто определяют как угловой коэффициент хорды, проведенной из точки $(0, B_r)$ в некоторую точку

(H_m, B_m) , т. е.

$$\mu_s = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{B_m - B_r}{H_m}.$$

Однако при работе в режиме глубокого насыщения аппроксимация кривой $B(H)$ посредством ломаной линии, проходящей через точки $-B_r, +B_r$ и B_m , оказывается неподходящей. Действительно, характеристика намагничивания имеет наибольшую кривизну в начальной части

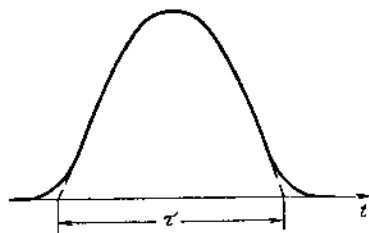


Рис. 2.9. Форма импульса тока через обмотку дросселя.

области насыщения (рис. 2.1). С увеличением H кривизна резко уменьшается. При глубоком насыщении ход зависимости $B(H)$ существенно отличается от хорды, проведенной из точки B_r . Очевидно, что индуктивность дросселя в насыщенном состоянии и, следовательно, скорость изменения тока через обмотку определяются угловым ко-

эффициентом не хорды, а касательной к кривой $B(H)$. Поэтому *проницаемостью сердечника в насыщенном состоянии* мы будем считать величину

$$\mu_s = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left. \frac{dB}{dH} \right|_{H \gg H_c}. \quad (2.15)$$

От индуктивности дросселя в насыщенном состоянии зависит длительность импульса разрядного тока конденсатора (см. гл. 1). Форма реального импульса показана на рис. 2.9 сплошной линией. Пунктиром показана форма импульса тока в случае идеальной кривой намагничивания при аппроксимации ее ломаной, проходящей через точки $-B_s, +B_s, B_m$. Нелинейность характеристики в области малых полей приводит к сглаживанию изломов в начале и конце импульса, но на величину длительности импульса практически не влияет. Если же μ_s считать равной угловому коэффициенту хорды, то ошибка в определении длительности импульса может быть значительной.

Прямоугольность петли гистерезиса. Рассмотрим теперь требования, предъявляемые к сердечникам магнитных гене-

раторов в отношении прямоугольности петли гистерезиса. Количественно прямоугольность петли характеризуют отношением $\beta = B_r/B_s$, называемым *коэффициентом прямоугольности*.

В гл. 3 будет показано, что чем больше рабочий перепад индукции ΔB , тем меньше объем сердечника и, следовательно, меньше габариты генератора. Поэтому желательно использовать сердечник в режиме перемагничивания, близком к предельной петле гистерезиса.

В большинстве случаев сердечник магнитного звена работает в режиме импульсного перемагничивания. Если в течение интервала времени между обратным перемагничиванием и формированием очередного рабочего импульса все токи и напряжения в магнитном звене равны нулю, то сердечник находится в состоянии остаточной намагниченности. Тогда рабочий перепад индукции при формировании импульса будет равен

$$\Delta B = B_r + B_s. \quad (2.16)$$

В подобных случаях, естественно, требуется сохранить близкое к насыщению состояние сердечника. Для этого необходимо применять материалы с прямоугольной петлей гистерезиса.

Однако требование к величине коэффициента прямоугольности β здесь не является столь жестким, как в некоторых других типах магнитных устройств. Например, замена материала, имеющего $\beta = 0,85$, другим материалом с $\beta = 0,95$ приведет к увеличению ΔB с $1,85B_s$ до $1,95B_s$, т. е. всего на 5%. При равных прочих условиях такая замена не даст практически ощутимых преимуществ.

В ряде случаев условие прямоугольности петли является вообще необязательным. Так, в схеме АБА, питаемой переменным напряжением и работающей в асимметричном режиме (гл. 1), сердечник второго звена (L_2) после обратного перемагничивания удерживается в состоянии обратного насыщения током смещения I_{b1} первого дросселя, протекающим через первичную обмотку трансформатора L_2 . В этом случае рабочий перепад индукции может быть равен $\Delta B \approx 2B_s$ даже при непрямоугольной петле гистерезиса. Сердечники первых дросселей тоже во многих случаях могут не иметь прямоугольной петли.

Таким образом, сердечники магнитных генераторов должны обладать по возможности прямоугольной петлей гистерезиса. Однако степень прямоугольности, оцениваемая коэффициентом β , не является в нашем случае основным критерием, определяющим выбор материала для сердечника.

Влияние вихревых токов на характеристику намагничивания. Изменение H и B происходит по статической петле лишь при относительно медленном перемагничивании. Это может иметь место в сердечниках первых звеньев магнитного генератора. С повышением скорости перемагничивания связь между напряжением на обмотке и намагничивающими ампервитками оказывается более сложной. Поведение сердечника в этом случае зависит не только от значений B и H , но и от их производных по времени.

На динамические характеристики сердечников влияют как свойства самого вещества (*магнитная вязкость*), так и факторы макроскопического характера, зависящие от геометрии сердечника. К ним в первую очередь относятся *вихревые токи*. В принципе могут оказывать влияние и токи смещения в изоляции между металлическими пластинами, однако оценка этого влияния [31] показывает, что при толщине изоляции не менее 0,001 мм ими можно пренебречь по сравнению с влиянием вихревых токов и вязкости.

Наибольшие результаты в изучении механизма действия вихревых токов получены для случая, когда статическая петля гистерезиса близка к прямоугольной [32—34].

Пусть статическая характеристика материала имеет вид, изображенный на рис. 2.7. Пренебрегая магнитной вязкостью, будем считать, что в каждой точке изменение индукции от $-B_s$ до $+B_s$ происходит мгновенно, как только поле H' достигает значения H_c .

Воспользуемся уравнениями электродинамики:

$$\operatorname{rot} \mathbf{E}' = -\frac{\partial \mathbf{B}'}{\partial t}, \quad (2.17)$$

$$\operatorname{rot} \mathbf{H}' = \mathbf{j}_{\text{ст}} + \sigma \mathbf{E}' + \frac{\partial \mathbf{D}'}{\partial t}. \quad (2.18)$$

Здесь $\mathbf{E}'$ — вектор напряженности электрического поля, $\mathbf{D}'$ — вектор электрической индукции; σ — удельная проводимость; $\mathbf{j}_{\text{ст}}$ — плотность сторонних токов (внутри сердечника $\mathbf{j}_{\text{ст}} = 0$).

Для металлов $\sigma \gg \epsilon \epsilon_0 \omega$, где ω — наибольшая частотная составляющая внешнего воздействия, поэтому плотностью токов электрического смещения $\partial \mathbf{D}' / \partial t$ можно пренебречь.

Рассмотрим сечение одной пластины (витка ленты) (рис. 2.10, а). Учитывая, что толщина ленты d во много раз меньше ее ширины, можно пренебречь краевыми эффектами и рассматривать задачу как одномерную.

Поскольку силовые линии электрического поля замкнуты внутри ленты, напряженность магнитного поля на поверхности ленты зависит только от сторонних токов и определяется выражением

$$H' \Big|_{x=\pm \frac{d}{2}} = H = \frac{F}{l}, \quad (2.19)$$

где F — сумма ампервитков; l — длина витка ферромагнитной ленты. Для простоты будем пренебрегать неравномерностью намагничивания сердечника по сечению, т. е. считать, что все витки ленты одинаковы по длине.

Допустим, что сердечник первоначально находился в состоянии $-B_s$. До тех пор пока $H < H_c$, индукция остается неизменной и магнитное поле свободно проникает в глубь ленты. При дальнейшем увеличении внешнего поля начнется перемагничивание. Вследствие размагничивающего действия вихревых токов магнитное поле будет постепенно проникать с поверхности в глубь ленты. Распределение магнитной индукции в толщине ленты для некоторого фиксированного момента t показано на рис. 2.10, б. Общее изменение средней по сечению индукции за время t составит

$$\Delta B(t) = 2B_s \frac{2\xi(t)}{d}. \quad (2.20)$$

Далее, поскольку $\sigma \mathbf{E}' = \text{rot } \mathbf{H}'$, а вектор $\mathbf{H}'$ зависит только от x (и t) и направлен параллельно оси y , то вектор $\mathbf{E}'$ будет направлен вдоль оси z , причем в силу симметрии

$$E'(-x) = -E'(x).$$

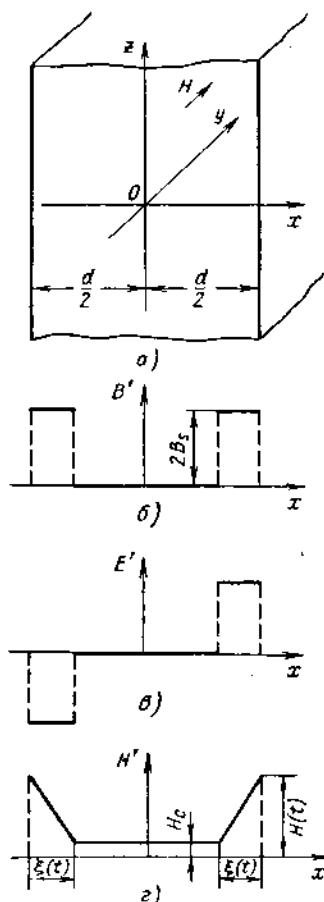


Рис. 2.10. К расчету вихревых токов:

а — сечение витка ленты сердечника; б, в, г — распределение соответственно магнитной индукции, напряженности электрического и магнитного поля в толщине ленты.

При этих условиях решение (2.17) имеет вид

$$E'(x, t) = E_z'(x, t) = \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq x < \frac{d}{2} - \xi, \\ 2B_s \frac{d\xi}{dt} & \text{при } \frac{d}{2} - \xi \leq x \leq \frac{d}{2}. \end{cases} \quad (2.21)$$

Подставляя (2.21) в (2.18), найдем

$$H'(x, t) = H_c + \begin{cases} 0 & \text{при } 0 \leq x < \frac{d}{2} - \xi, \\ \sigma 2B_s \left(x - \frac{d}{2} + \xi\right) \frac{d\xi}{dt} & \text{при } \frac{d}{2} - \xi \leq x \leq \frac{d}{2}. \end{cases} \quad (2.22)$$

Распределения $E'(x)$ и $H'(x)$ показаны на рис. 2.10, а, з. Уравнение (2.22) дает связь между величиной $H = H'(d/2, t)$ и ξ :

$$H(t) = H_c + \sigma 2B_s \xi \frac{d\xi}{dt}. \quad (2.23)$$

Отсюда, выражая ξ через среднее значение изменения индукции с помощью (2.20), получаем уравнение внешней динамической характеристики

$$H(t) - H_c = \frac{d^2}{4\rho 2B_s} \Delta B(t) \frac{d}{dt} (\Delta B). \quad (2.24)$$

Здесь $\rho = \sigma^{-1}$ — удельное сопротивление материала.

Уравнение (2.24) имеет смысл, только если функция $\Delta B(t)$ монотонна, т. е. при изменении индукции в одном направлении. Оно пригодно для описания как полного, так и неполного перемагничивания, в чем нетрудно убедиться.

Если ввести обозначение

$$\lambda(t) = \frac{\Delta B(t)}{2B_s}, \quad (2.25)$$

то уравнение динамической характеристики, учитывающей вихревые токи, запишется в виде

$$H(t) - H_c = \frac{B_s d^2}{2\rho} \lambda \frac{d\lambda}{dt}. \quad (2.26)$$

Если известна функция $B(t)$ или функция $H(t)$, то, исключив с ее помощью t из (2.24) или (2.26), можно получить аналитическое выражение для кривой $B(H)$ при данном способе перемагничивания. Некоторые примеры подобных кривых приведены на рис. 2.11. Из рисунка видно, что форма динамической кривой существенно зависит от вида функции $B(t)$ или $H(t)$, что объясняется наличием в уравнении множителя dB/dt .

Уравнение (2.26) может быть представлено в другой форме, весьма удобной во многих случаях. Проинтегрируем (2.26), обозначив

$$Q(t) = \int_0^t [H(t') - H_c] dt'. \quad (2.27)$$

Эту величину называют иногда «импульсом поля» [34]. После интегрирования (2.26) получим

$$Q(t) = \frac{B_s d^2}{2\rho} \int_0^{\lambda(t)} \lambda d\lambda = \frac{B_s d^2}{4\rho} \lambda^2(t). \quad (2.28)$$

Отсюда видно, что величина $Q(t)$ имеет однозначную функциональную связь с изменением индукции $\lambda(t)$, которая не зависит от вида самих функций $B(t)$ или $H(t)$.

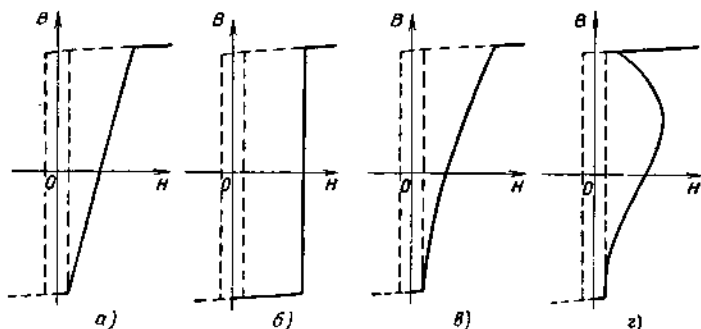


Рис. 2.11. Восходящая ветвь динамической кривой намагничивания при наличии вихревых токов для различных режимов перемагничивания:

а) $u(t) = \text{const}$; б) $i(t) = \text{const}$; в) $u(t) = \frac{U}{2}(1 - \cos \omega t)$; г) $u(t) = U \sin \omega t$.

Значение Q , соответствующее максимальному изменению индукции ($\lambda = 1$), равно

$$S_w = Q_{\text{макс}} = \frac{B_s d^2}{4\rho}. \quad (2.29)$$

Величина S_w представляет собой количество электричества, отнесенное к длине сердечника, необходимое для его полного перемагничивания. Она носит название *коэффициента переключения* и является постоянной величиной, не зави-

сящей от длительности и формы перемангнивающего тока или напряжения. В силу этого свойства коэффициент переключения является очень удобным числовым параметром динамической характеристики.

Действительно, согласно определению

$$S_w = (\bar{H}_{(t)} - H_c) \tau, \quad (2.30)$$

где τ — время полного перемангнивания сердечника; $\bar{H}_{(t)}$ — среднее за время τ значение напряженности магнитного поля.

Равенство (2.30) дает возможность оценить $\bar{H}_{(t)}$, т. е. ширину динамической петли, если известно τ , и наоборот.

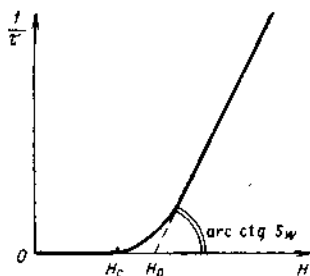


Рис. 2.12. Зависимость времени перемангнивания от напряженности внешнего поля.

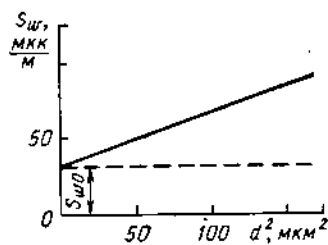


Рис. 2.13. Зависимость коэффициента переключения от толщины ленты.

Оно показывает, что расширение динамической петли обратно пропорционально времени перемангнивания сердечника.

Эта зависимость хорошо подтверждается экспериментально [29, 35—37]. Если по оси абсцисс откладывать среднее значение напряженности магнитного поля $\bar{H}_{(t)}$, а по оси ординат — величину τ^{-1} , обратную времени перемангнивания, то на графике должна получиться прямая линия. Эксперимент дает близкую к линейной зависимость (рис. 2.12) в области больших полей ($H > 2 \div 3H_c$). При малых полях линия имеет заметную кривизну, которая обусловлена более сложным характером процессов, а также более существенным влиянием неравномерности намагничивания сердечника и неидеальности статической петли гистерезиса.

Пунктирная прямая на рис. 2.12, аппроксимирующая экспериментальную зависимость, пересекается с осью абсцисс не в точке H_c , а в некоторой точке H_0 . Величина H_0 называется *полем старта*. Она всегда немного превышает H_c (обычно не более чем в $1,5 \div 2,5$ раза).

Очевидно, что для более точного описания динамической характеристики сердечника, пригодного в области $H > 2H_c$, необходимо в выражениях (2.24) — (2.30) заменить H_c на H_0 , а величину коэффициента переключения S_w уточнить, измерив угловой коэффициент аппроксимирующей прямой на рис. 2.12.

Данные измерений величины S_w хорошо согласуются с расчетными значениями, найденными по формуле (2.29), для не очень тонких лент. Например, для пермалловых сердечников совпадение можно считать удовлетворительным при $d > 0,02$ мм. Подтверждается также характер зависимости S_w от толщины проката. Если по оси абсцисс откладывать квадрат толщины, то зависимость S_w имеет вид прямой (рис. 2.13), которая однако проходит не через начало координат, а несколько выше. Последнее связано с проявлением магнитной вязкости.

Магнитная вязкость. Магнитная вязкость обусловлена сложным комплексом микроскопических процессов, происходящих в сердечнике, и определяется свойствами самого ферромагнитного материала.

В чистом виде действие вязкости проявляется в металлических сердечниках из сверхтонких лент ($d \leq 0,003$ мм) и в ферритах, в которых вследствие их высокого удельного сопротивления влияние вихревых токов ничтожно мало. Выполненные в этих условиях многочисленные экспериментальные исследования [35, 37—41 и др.] показали, что зависимость времени полного перемагничивания от среднего значения H имеет такой же характер, как и в случае вихревых токов (рис. 2.12). Причем оказалось, что «импульс поля»

$$Q(t) = \int_0^t (H - H_0) dt' \quad (2.31)$$

с достаточной точностью можно считать функцией только индукции

$$Q(t) = f_1[B(t)]. \quad (2.32)$$

Отсюда следует, что уравнение динамики может быть представлено в виде

$$H(t) - H_0 = \frac{df_1}{dB} \frac{dB}{dt} = f_2(B) \frac{dB}{dt}. \quad (2.33)$$

Сохраняет смысл и коэффициент переключения

$$S_w = \int_0^{\tau} (H - H_0) dt = Q(\tau), \quad (2.34)$$

где τ — время полного перемагничивания.

В силу (2.33) S_w не зависит от длительности и формы перемагничивающего напряжения или тока, так как

$$\begin{aligned} S_w &= \int_0^{\tau} f_2(B) \frac{dB}{dt} dt = \\ &= \int_{-B_s}^{+B_s} f_2(B) dB = f_1(+B_s) - f_1(-B_s). \end{aligned}$$

Наибольшие затруднения возникают при определении вида функции $f_2(B)$ (или f_1). Различными исследователями было выдвинуто много теоретических моделей для описания динамики процесса перемагничивания, но ни одна из них не лишена серьезных недостатков.

При подходе с позиций доменной теории предполагается, что перемагничивание происходит за счет роста доменов, в которых направление намагниченности близко к направлению внешнего поля. Если считать, что скорость движения границ доменов пропорциональна внешнему полю H , то получается уравнение типа (2.33), причем вид функции $f_2(B)$ существенно зависит от формы доменов и их начального распределения.

Наиболее простой результат дает модель, основанная на предположении о том, что границы доменов являются плоскими [42, 43]. Тогда $f_2(B) = \text{const}$ и уравнение (2.33) принимает вид

$$H(t) - H_0 = \frac{S_w}{2B_s} \frac{dB}{dt}. \quad (2.35)$$

Из (2.35) следует, что ток намагничивания и напряжение, приложенное к обмотке, должны повторять друг друга по форме. В действительности подобие формы имеет место лишь в самом первом приближении. Опыт показывает, что функцию $f_2(B)$ для точных расчетов нельзя считать постоянной, особенно при относительно быстром перемагничивании (за единицы микросекунд и менее).

Непостоянство $f_2(B)$ можно отнести за счет искажения формы границ доменов при их движении с большой скоростью. Действительно, в случае неплоских границ, как показывает анализ, функция $f_2(B)$ оказывается уже не постоянной. В частности, были рассмотрены случаи цилиндрической и эллипсоидальной формы границ. Однако и здесь достигнуто полного соответствия результатам наблюдений пока не удается.

В последнее время получила довольно широкое распространение так называемая вращательная модель намагничивания [44—46, 39—41]. В ее основу положено допущение о том, что процесс перемагничивания происходит путем некогерентного поворота вектора намагниченности сразу во всех точках сердечника. Для описания магнитного состояния сердечника используется предложенное в 1935 г. Л. Д. Ландау и Е. М. Лифшицем и позднее видоизмененное Т. Гильбертом уравнение вращения элементарного магнитного момента под действием внешнего магнитного поля. При этом уравнение динамики получается в виде

$$\frac{dB}{dt} = r_m \left(1 - \frac{B^2}{B_s^2} \right) (H - H_0). \quad (2.36)$$

где r_m — некоторая константа.

Эта модель первоначально использовалась для оценки порядка величины S_w , а также для выявления приближенной зависимости S_w от некоторых физических констант материала [44]. Впоследствии ее стали применять и для количественного описания поведения сердечника. Действительно, в некоторых случаях — главным образом в режиме полного перемагничивания под действием намагничивающего поля постоянной величины — с помощью этого уравнения удается описать поведение сердечника с достаточной для инженерных расчетов точностью. Но в ряде других случаев при использовании тех же констант r_m и B_s получается значительное несоответствие результатам наблюдений.

Вращательная модель не учитывает многих существенных факторов, обуславливающих ферромагнитные явления, и с физической точки зрения содержит ряд противоречий. Ее можно рассматривать как полуэмпирическую модель, дающую в некоторых случаях хорошие результаты, но не претендующую на универсальность.

Выбор той или иной формы уравнения для описания поведения сердечника должен, естественно, определяться характером решаемой задачи. Так, например, для оценки потерь энергии в сердечнике при перемагничивании во многих случаях достаточно ограничиться уравнением (2.35). Использование уравнения (2.36) даст практически такой же результат, но вычисления будут значительно более громоздкими.

Совместное влияние вихревых токов и магнитной вязкости. Действие этих обоих факторов приводит к еще большему усложнению процессов. Тем не менее если

задаться видом уравнения (2.33), то в ряде случаев может быть получено и общее уравнение, учитывающее как вязкость, так и вихревые токи.

В частности, для уравнения (2.35) учет вихревых токов приводит к следующему более общему выражению [43]:

$$H(t) - H_0 = S_{w0} \frac{d\lambda}{dt} + 2S_{we}\lambda \frac{d\lambda}{dt}, \quad (2.37)$$

где $\lambda = \Delta B(t)/2B_s$.

Здесь S_{w0} — коэффициент переключения, обусловленный только вязкостью (в отсутствие вихревых токов) и являющийся параметром самого материала.

Величина

$$S_{we} = \frac{B_s d^2}{4\rho} \quad (2.38)$$

совпадает с значением коэффициента переключения при действии одних только вихревых токов [формула (2.29)]. Таким образом, в данном случае действия вязкости и вихревых токов на ток намагничивания аддитивны.

При использовании других видов уравнения (2.33) динамическая характеристика получается более сложной, причем не всегда оказывается возможным выразить ее в аналитической форме. Было, однако, показано [47], что в случае полного перемagnetизования ($\Delta B = 2B_s$) величина интеграла

$$S_w = \int_0^{\tau} (H - H_0) dt$$

может быть найдена при любом виде функции $f_2(B)$ в уравнении (2.33). Она оказывается равной

$$S_w = S_{w0} + S_{we}, \quad (2.39)$$

т. е. коэффициент переключения обладает свойством аддитивности.

Этот результат находится в хорошем соответствии с опытными данными [29, 35—41]. На рис. 2.13 приведена типичная для всех материалов зависимость S_w от толщины ленты, причем определяемая экспериментально величина S_{we} практически совпадает со значением, даваемым формулой (2.38). Интересно отметить, что для пермалловых сердечников величины S_{w0} и S_{we} примерно одинаковы при

$d=0,01$ мм. В силу квадратичной зависимости S_{we} от толщины ленты (при $d \leq 0,005$ мм поведение сердечника определяется практически только магнитной вязкостью. При $d \geq 0,02$ мм, наоборот, магнитной вязкостью можно пренебречь и принимать во внимание только действие вихревых токов.

2.3. МАГНИТНЫЕ МАТЕРИАЛЫ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ В МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРАХ ИМПУЛЬСОВ

Из предыдущего рассмотрения (§ 2.1—2.2) следует, что для сердечников магнитных генераторов необходимы материалы с малой коэрцитивной силой и большой индукцией насыщения, обладающие минимальной магнитной проницаемостью насыщения и имеющие по возможности прямоугольную петлю гистерезиса. Очень важно также, чтобы потери энергии в динамическом режиме перемагничивания были минимальны.

Железоникелевые сплавы. Перечисленным требованиям в большинстве случаев наилучшим образом удовлетворяют железоникелевые сплавы (пермаллой). В табл. 2.1 приведены статические параметры наиболее употребительных сплавов в соответствии с ГОСТ 10160-62. Табл. 2.2 содержит статические и динамические параметры некоторых сплавов по данным [48]. По магнитным свойствам железоникелевые сплавы можно разделить на две группы.

К первой группе относятся сплавы 50НП, 34НҚМП и другие, имеющие кристаллографическую или магнитную текстуру и обладающие вследствие этого высокой прямоугольностью петли гистерезиса. (Буква П в наименовании указывает, что данный сплав при соответствующем режиме термообработки приобретает прямоугольную петлю гистерезиса). Эти сплавы имеют высокую индукцию насыщения ($B_s = 1,3 \div 1,55$ тл), а также довольно высокую точку Кюри ($T_c = 500 \div 700^\circ \text{C}$). Коэффициент прямоугольности у них достигает значений $\beta = 0,96 \div 0,98$.

Вторую группу образуют сплавы 79НМ, 80НХС и другие обладающие высокой магнитной проницаемостью в ненасыщенном состоянии и малыми удельными потерями. Они имеют примерно вдвое меньшую индукцию насыщения ($B_s = 0,6 \div 0,8$ тл) по сравнению с материалами первой группы и более низкую точку Кюри ($T_c = 330 \div 450^\circ \text{C}$). Коэрцитивная сила у них на порядок меньше, чем у сплавов первой группы. Значительно меньше и вязкая состав-

ТАБЛИЦА 2.1

Марка сплава	Толщина d , мм	Индукция насыщения B_s , тл	Коэффициент прямоугольности $\beta = B_p/B_s$	Коэрцитивная сила H_c , а/м	Удельное сопротивление ρ , $\mu\text{ом} \cdot \text{м}$	Плотность, г/см^3	Точка Кюри t_K , °C
50НП	0,02 0,05	1,5	0,85	20	0,45	8,2	500
50НП-У	0,02 0,05	1,5	0,90	16 14	—	—	—
65НП	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	1,3	0,90	6,4 3,2 2,8	0,25	8,35	600
34НКМП	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	1,5	0,9 0,87 0,85	16 12 8	0,50	8,5	600
50НХС	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	1,0	—	20 16 13	0,90	8,2	360
79НМ	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	0,72	—	4,0 3,2 2,4	0,55	8,6	450
79НМ-У	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	0,73	—	2,4 1,6 1,2	—	—	—
80НХС	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	0,65	—	4,0 3,2 2,4	0,62	8,5	330
76НХД	0,02—0,04 0,05—0,08 0,10—0,18	0,75	—	5,2 2,4 2,0	0,57	8,5	430

Примечание. B_s измеряется при поле 800 а/м.

ТАБЛИЦА 2.2

Марка сплава	Толщина d , мм	Остаточная индукция B_r , тл	Коэрцитивная сила H_c , а/м	Поле старта H_0 , а/м	Коэффициент переключения S_w , мкк/м
50НЦ	0,005	1,4	40	120	110
	0,01	1,4	28	100	160
34НКМП	0,005	1,5	24	145	80
	0,01	1,45	16	130	145
79НМ	0,003	0,7	12	24	32
	0,005	—	8	20	48

ляющая S_w коэффициента переключения. Удельное сопротивление составляет $\rho = 0,55 \div 0,65$ мком·м. Сплавы этой группы характеризуются менее резким изломом кривой намагничивания вблизи насыщения. Вследствие этого остаточная индукция у них заметно меньше индукции насыщения, и эти материалы не принято считать имеющими прямоугольную петлю гистерезиса. Однако с уменьшением толщины проката B_r повышается, и при $d \leq 0,005$ мм форма петли становится практически прямоугольной.

Важное достоинство железоникелевых сплавов состоит в том, что в результате прокатывания в тонкие листы и последующей обработки оси легчайшего намагничивания кристаллических зерен приобретают преимущественную ориентацию в направлении внешнего поля. Поэтому намагниченность материала даже в относительно небольших полях близка к намагниченности насыщения. Следствием этого является не только высокая остаточная индукция, но и малая магнитная проницаемость насыщения μ_s . При значениях H , превышающих в сотни и тысячи раз величину коэрцитивной силы, т. е. при наиболее типичных значениях напряженности поля для сердечников магнитных генераторов, величина μ_s приближается к единице.

Пермаллоевые сердечники изготавливаются из ленты толщиной от 0,1 мм до нескольких микрон. С уменьшением толщины проката стоимость сердечника резко возрастает. Кроме того, увеличивается доля объема, занятая неферромагнитной изоляционной средой, т. е. уменьшается коэф-

эффициент заполнения сердечника ферромагнитным материалом.

Необходимо учитывать, что магнитные свойства сердечников существенным образом зависят от толщины проката. В наибольшей степени от толщины зависит коэрцитивная сила. С уменьшением d она возрастает у всех материалов, причем степень возрастания увеличивается по мере уменьшения толщины.

Индукция насыщения практически не зависит от d . Зависимость же остаточной индукции различна у различных материалов. У материалов первой группы, имеющих кристаллографическую текстуру (50НП и др.), остаточная индукция и коэффициент прямоугольности несколько снижаются при уменьшении d . Сплавы, относящиеся к этой же группе, но проходящие термообработку в магнитном поле (такие, как 34НКМП), сохраняют прямоугольность петли практически неизменной. Для сплавов второй группы, получаемых путем холодной прокатки (79НМ, 80НХС и др.), характерна обратная зависимость: остаточная индукция увеличивается с уменьшением толщины.

При выборе толщины ленты сердечника необходимо руководствоваться тем, чтобы потери энергии на вихревые токи составляли небольшую часть общих потерь в сердечнике. Оценка потерь, обусловленных гистерезисом, магнитной вязкостью и вихревыми токами, может быть сделана по формулам следующего параграфа. Не следует допускать неоправданного занижения толщины проката, так как это может привести к ухудшению других показателей генератора. Так, например, применение ленты толщиной менее 0,005 мм нецелесообразно, поскольку потери на вихревые токи становятся ничтожно малыми по сравнению с потерями на вязкость. В то же время потери на гистерезис существенно растут с уменьшением d .

Другие материалы. Разработанные к настоящему времени и внедренные в производство магнитные генераторы построены почти исключительно на сердечниках из железоникелевых сплавов, что объясняется их высокими качествами. Однако сердечники из пермаллоя имеют довольно высокую стоимость. Поэтому при разработке генератора необходимо иметь в виду возможность применения других ферромагнитных материалов. Существуют материалы, которые во многих отношениях не уступают железоникелевым сплавам, а по некоторым свойствам превосходят их.

Среди них в первую очередь следует отметить *холоднокатаную железокремнистую сталь* марок Э340 и др. Эти стали по форме петли гистерезиса близки к сплавам типа 79НМ, но имеют значительно бóльшую величину индукции насыщения ($B_s \approx 2 \text{ тл}$). При прокатывании в тонкие ленты оси легчайшего намагничивания кристаллов получают преимущественную ориентацию в направлении проката, что способствует уменьшению проницаемости в насыщенном состоянии. Эти стали могут применяться в сердечниках первых звеньев магнитного генератора, где не требуется большой прямоугольности петли. Высокая точка Кюри ($T_C = 700 \div 750^\circ \text{C}$) позволяет использовать их при высоких температурах.

Возможно также применение *железобальтовых сплавов* (35КХ, 50КФА). Они отличаются наибольшей из всех магнитомягких материалов индукцией насыщения (до $2,4 \text{ тл}$), а также высокой точкой Кюри (до 980°C). Форма петли гистерезиса у них после отжига в магнитном поле близка к прямоугольной. Эти материалы выгодно применять в генераторах, работающих с низкой частотой следования, для обеспечения минимальных габаритов сердечников.

Возможность применения *ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса* в принципе не исключается. Они относятся к числу наиболее дешевых материалов, кроме того, их применение облегчает конструирование и изготовление дросселей и трансформаторов. Вследствие высокого удельного сопротивления влияние вихревых токов в них ничтожно мало. Однако по магнитным свойствам, наиболее важным для сердечников магнитных генераторов, ферриты значительно уступают металлическим ферромагнитным сплавам. Они имеют невысокую индукцию насыщения ($0,2 \div 0,45 \text{ тл}$), низкую точку Кюри ($120 \div 250^\circ \text{C}$) и характеризуются довольно большой величиной магнитной проницаемости в насыщенном состоянии. Так, у нетекстурованных ферритов, которые являются наиболее распространенными типами ферритов с прямоугольной петлей, величина μ_s в больших полях ($H = 100 \div 200 \text{ Нл}$) составляет 15—20, что на порядок выше, чем проницаемость насыщения железоникелевых сплавов. Последнее объясняется тем, что нетекстурованные ферриты в магнитном отношении изотропны, у них отсутствует преимущественная ориентация осей кристаллов в одном направлении. Вслед-

ствие малой величины B_s и больших значений μ_s магнитный генератор, построенный на ферритовых сердечниках, будет иметь чрезмерно большие габариты и низкий к. п. д. Кроме того, низкая точка Кюри является причиной сильной температурной зависимости магнитных параметров ферритов. Поэтому применение ферритов в магнитных генераторах импульсов в подавляющем большинстве случаев нецелесообразно.

Влияние температуры на магнитные свойства. Зависимость магнитных свойств материалов от температуры определяется значением *точки Кюри* T_C — температуры, выше которой данный материал перестает быть ферромагнетиком. Чем выше точка Кюри, тем стабильнее материал в температурном отношении.

ТАБЛИЦА 2.3

Марка сплава	При нагревании от + 25 до + 200° С			При охлаждении от + 25 до - 100° С			Точка Кюри T_C
	$\frac{\Delta H_c}{H_c}$	$\frac{\Delta B_r}{B_r}$	$\frac{\Delta B_s}{B_s}$	$\frac{\Delta H_c}{H_c}$	$\frac{\Delta B_r}{B_r}$	$\frac{\Delta B_s}{B_s}$	
50НП	-25	-15	-12	+33	+6	+5	500
34НКМП	-30	-11	-10	+28	+6	+5	600
79НМ	-37	-18	-14	+45	+12	+8	450

В табл. 2.3 приведены относительные изменения (в процентах) коэрцитивной силы, остаточной индукции и индукции насыщения при изменении температуры для некоторых сплавов по данным [48].

С ростом температуры остаточная индукция и индукция насыщения монотонно убывают, причем характер этой зависимости одинаков для всех материалов и имеет вид, показанный на рис. 2.14. По оси абсцисс отложено отношение абсолютной температуры к T_C , по оси ординат — отношение индукции насыщения к ее значению при 0° К.

Коэрцитивная сила также уменьшается с ростом температуры, но ее зависимость имеет несколько более сложный

характер. Величина μ_s остается практически постоянной.

Все эти изменения носят обратимый характер, если температура не превышает точки Кюри. При превышении точки Кюри происходят необратимые изменения магнитных свойств, связанных с изменением кристаллической

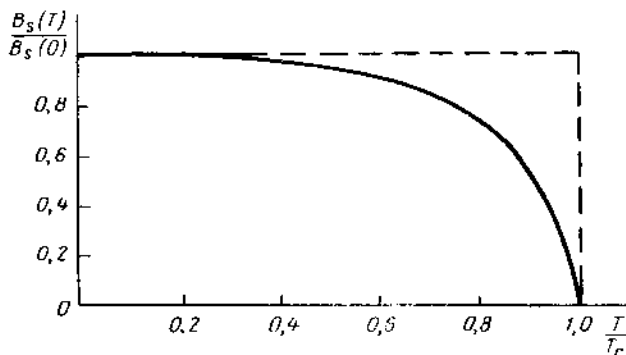


Рис. 2.14. Зависимость остаточной индукции от температуры.

структуры материала. У текстурованных материалов необратимые изменения могут наступать даже до достижения точки Кюри.

Влияние других внешних воздействий. Все магнитные материалы в той или иной степени чувствительны к *механическим воздействиям*. Изменения магнитных свойств, обусловленные явлением магнитострикции, имеют обратимый характер. Сильные механические воздействия могут вызвать и необратимые изменения.

Для защиты от механических воздействий сердечники, намотанные из металлической ленты, должны помещаться в специальные каркасы с применением амортизирующих смазок. Обычно применяют специально разработанные силиконовые смазки типа ЦИАТИМ-201, -221 и др.

В случае пропитки обмоток затвердевающими компаундами должна быть обеспечена герметичность каркаса. Попадание затвердевающего вещества внутрь каркаса приведет к тому, что во время работы в сердечнике будут возникать сильные механические напряжения. Они могут вызвать настолько значительные искажения характеристики намагничивания, что сердечник окажется совершенно непригодным для использования.

При соблюдении всех требований технологии обеспечивается очень высокая стойкость сердечников к механическим перегрузкам.

Не менее важным достоинством магнитных материалов является их высокая стойкость к *радиационному облучению*. Для материалов, применяемых в магнитных генераторах, допустимые дозы облучения значительно выше, чем для транзисторов. Даже наиболее чувствительные к нейтронному облучению железоникелевые сплавы типа 79НМ выдерживают воздействие потока нейтронов плотностью до 10^{17} нейтрон/см² [49]. Еще более стойки железокремнистые сплавы, а также некоторые типы ферритов с прямоугольной петлей.

Следует также отметить, что структура ферромагнетиков отличается высоким постоянством, поэтому явление «старения» практически отсутствует.

2.4. ПОТЕРИ ЭНЕРГИИ В СЕРДЕЧНИКЕ

Энергия, затраченная на перемагничивание сердечника. Для определения энергии потерь воспользуемся выражением

$$W_M = \int_0^{\tau} u i_M dt,$$

где τ — время перемагничивания; i_M — ток намагничивания; u — напряжение, приложенное к обмотке.

С учетом (2.12), (2.13) получим

$$W_M = V \int_0^{\tau} H(t) \frac{dB}{dt} dt = V \int_{B(0)}^{B(\tau)} H(B) dB. \quad (2.40)$$

Здесь $V = Al$ — объем сердечника.

При достаточно медленном перемагничивании, когда $\tau \gg \frac{S_w}{H_c}$, величина H определяется параметрами статической петли гистерезиса. Если форма петли близка к прямоугольной, то W_M есть энергия потерь на гистерезис:

$$W_M = W_{\text{гист}} = V H_c \Delta B, \quad (2.41)$$

где $\Delta B = B(\tau) - B(0)$ — рабочий перепад индукции.

Для случаев, когда перемагничивание нельзя считать медленным, формулу (2.40) удобно представить в виде

$$W_m = V H_0 \Delta B + V \int_0^{\tau} (H - H_0) \frac{dB}{dt} dt. \quad (2.42)$$

Величина

$$W_{m0} = V H_0 \Delta B \quad (2.43)$$

включает как потери на гистерезис, так и ту часть динамических потерь, которая обусловлена отличием H_0 от H_c . Второе слагаемое

$$W_{m\Delta} = V \int_0^{\tau} (H - H_0) \frac{dB}{dt} dt \quad (2.44)$$

представляет обычно основную часть потерь энергии на вихревые токи и магнитную вязкость.

Следует отметить, что разделение динамических потерь на два слагаемых: $V (H_0 - H_c) \Delta B$ и $W_{m\Delta}$ носит условный характер, поскольку оно связано с аппроксимацией зависимости $\tau^{-1}(H)$ (рис. 2.12). Такое разделение введено лишь для удобства расчетов, ибо при быстром перемагничивании первое слагаемое практически не зависит, а второе существенно зависит от формы перемагничивающего воздействия и скорости перемагничивания. Оба эти слагаемые могут быть найдены, если известно уравнение динамической характеристики.

Рассмотрим более подробно зависимость $W_{m\Delta}$ от способа перемагничивания на нескольких конкретных примерах. Уравнение динамики перемагничивания примем в форме (2.37).

1. Сердечник перемагничивается под действием постоянного напряжения на обмотке. В этом случае $\frac{dB}{dt} = 2B_s \frac{d\lambda}{dt} = \text{const}$ и может быть вынесено за знак интеграла. В результате получим

$$W_{m\Delta} = V \frac{\Delta B(\tau)}{\tau} \int_0^{\tau} (H - H_0) dt = V \frac{\Delta B(\tau) Q(\tau)}{\tau}. \quad (2.45)$$

Для полного перемагничивания $\Delta B(\tau) = 2B_s$, $Q(\tau) = S_w$, откуда

$$W_{m\Delta} = \frac{V 2B_s S_w}{\tau}, \quad (2.46)$$

причем этот результат не зависит от вида уравнения динамики. При неполном перемагничивании вид уравнения играет существенную роль. Подставив (2.37) в (2.45), получим

$$W_{\Delta} = \frac{V \cdot 2B_s}{\tau} (S_{\omega 0} \lambda^2 + S_{\omega e} \lambda^3), \quad (2.47)$$

где $\lambda = \Delta B(\tau)/2B_s$. При $\lambda = 1$ это выражение переходит в (2.46).

2. Перемагничивание прямоугольным импульсом тока. В этом случае $H = H_0 = \text{const}$ и этот множитель можно вынести за знак интеграла:

$$W_{\Delta} = V(H - H_0) \int_0^{\tau} \frac{dB}{dt} dt = V(H - H_0) \Delta B(\tau). \quad (2.48)$$

Но $(H - H_0)\tau = Q(\tau)$, откуда

$$W_{\Delta} = V \frac{\Delta B(\tau) Q(\tau)}{\tau}. \quad (2.49)$$

Это выражение совпадает с (2.45). При полном перемагничивании энергия потерь определяется формулой (2.46) и не зависит от конкретного вида уравнения динамики. При неполном перемагничивании получим выражение (2.47).

3. Перемагничивание импульсом напряжения вида

$$u(t) = \frac{U}{2} \left(1 - \cos \pi \frac{t}{\tau} \right), \quad 0 \leq t \leq \tau. \quad (2.50)$$

Этот случай для нас имеет особенное значение в связи с тем, что, как будет показано в следующей главе, большинство дросселей и трансформаторов магнитного генератора находится под воздействием напряжения, форма которого приближенно выражается уравнением (2.50). Подставляя (2.50) в выражение для W_{Δ} и учитывая (2.37), получаем после интегрирования

$$\begin{aligned} W_{\Delta} &= \frac{V \cdot 2B_s}{\tau} \left[\frac{3}{2} S_{\omega 0} \lambda^2 + \left(\frac{3}{2} + \frac{10}{3\pi^2} \right) S_{\omega e} \lambda^3 \right] = \\ &= \frac{V \cdot 2B_s}{\tau} (1,5 \cdot S_{\omega 0} \lambda^2 + 1,84 \cdot S_{\omega e} \lambda^3). \end{aligned} \quad (2.51)$$

Сравнение (2.51) с (2.47) показывает, что в данном случае энергия потерь более чем в 1,5 раза выше, чем в первых двух случаях, при тех же значениях длительности и перепада индукции.

Таким образом, как и следовало ожидать, основная часть энергии потерь на вихревые токи и вязкость существенно зависит не только от времени перемагничивания, но и от формы перемагничивающего напряжения или тока. Зависимость от формы выражается в различных значениях численных коэффициентов, получающихся после интегрирования.

Величина $W_{\Delta B}$ всегда пропорциональна объему сердечника и обратно пропорциональна времени его перемагничивания. Зависимость от перепада индукции ΔB носит более сложный характер и определяется соотношением между S_{w0} и S_{we} . Величина S_{w0} является характеристикой самого материала и не зависит от толщины проката. Величина же S_{we} пропорциональна квадрату толщины ленты (2.38). При малой толщине ленты $S_{we} \ll S_{w0}$ и величина $W_{\Delta B}$ в соответствии с принятой формой уравнения динамики пропорциональна квадрату ΔB . Если же преобладают потери на вихревые токи ($S_{we} \gg S_{w0}$), то энергия потерь пропорциональна кубу изменения индукции.

Тепловой режим сердечников. Потери энергии в сердечнике при перемагничивании вызывают нагревание сердечника и повышение его температуры. В установившемся тепловом режиме превышение температуры сердечника над температурой окружающей среды (воздуха или масла) пропорционально средней мощности P_m , рассеиваемой в сердечнике, и обратно пропорционально площади охлаждающей поверхности $S_{охл}$:

$$\Delta T = \frac{P_m}{S_{охл} \nu}. \quad (2.52)$$

Здесь ν — коэффициент теплоотдачи, зависящий от условий охлаждения сердечника. Мощность, рассеиваемая в сердечнике, равна $P_m = W_{\Sigma} f_c$, где W_{Σ} — суммарная энергия потерь в сердечнике за период, включающая потери энергии как при рабочем, так и при обратном перемагничивании; f_c — частота следования.

Отношение

$$q = \frac{P_m}{S_{охл}} \quad (2.53)$$

называют *тепловой нагрузкой* сердечника. Она зависит от магнитных параметров сердечника, режима его работы, а также и от геометрической формы сердечника, поскольку

величина P_m пропорциональна объему сердечника. Отношение $V/S_{\text{охл}}$ уменьшается с уменьшением отношений высоты и ширины сечения к среднему диаметру тороида.

Расчет тепловой нагрузки производится с целью определения рабочей температуры внутри сердечника. Максимально допустимая температура определяется термостойкостью изоляции и пропиточных материалов. Существующие изоляционные материалы позволяют работать при температуре 120—150° С, а в отдельных случаях до 200° С и выше.

Амплитуда выходных импульсов генератора, а также время их задержки в магнитных звеньях в общем случае зависят от параметров ферромагнитных сердечников (гл. 3). Зная температуру сердечника, можно оценить нестабильность амплитуды и времени задержки, обусловленную температурной зависимостью магнитных свойств сердечника.

Для уменьшения тепловой нагрузки сердечники изготавливают из тонкой ленты (0,02—0,005 мм), а также применяют магнитные материалы с малыми удельными потерями (79НМ, 79НМА, 80НХС и др.).

Уменьшить температуру сердечника можно не только за счет уменьшения рассеиваемой в нем мощности, но и путем улучшения отвода тепла от сердечника различными конструктивными способами. Эти способы сводятся к увеличению охлаждающей поверхности и к повышению коэффициента теплоотдачи.

Если сердечник работает при естественном воздушном охлаждении, то коэффициент теплоотдачи равен $\nu = 13 \div 30 \text{ вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{град}^{-1}$ в зависимости от конструкции дросселя. На величину ν в значительной степени влияет толщина и теплопроводность изоляционного слоя между сердечником и обмоткой, что необходимо учитывать.

Более точно коэффициент теплоотдачи можно определить экспериментально. Для этого обычно внутри каркаса испытуемого дросселя помещается термopapa, имеющая хороший тепловой контакт с сердечником. Термopapa должна быть предварительно проградуирована. Затем на сердечник наматываются все необходимые обмотки с изоляцией. Зная мощность, рассеиваемую в сердечнике, и измеряя его температуру в рабочем состоянии, можно определить коэффициент теплоотдачи.

Для повышения коэффициента теплоотдачи можно применить принудительное воздушное охлаждение.

Другим способом улучшения отвода тепла является масляное охлаждение. Для масляного охлаждения коэффициент теплоотдачи можно принимать равным $\nu = 80 \div 100 \text{ вт} \cdot \text{м}^{-2} \cdot \text{град}^{-1}$. Масло не только улучшает отвод тепла от сердечника, но и значительно повышает электрическую прочность изоляции, что дает возможность уменьшить толщину изоляционного слоя. Однако масляное

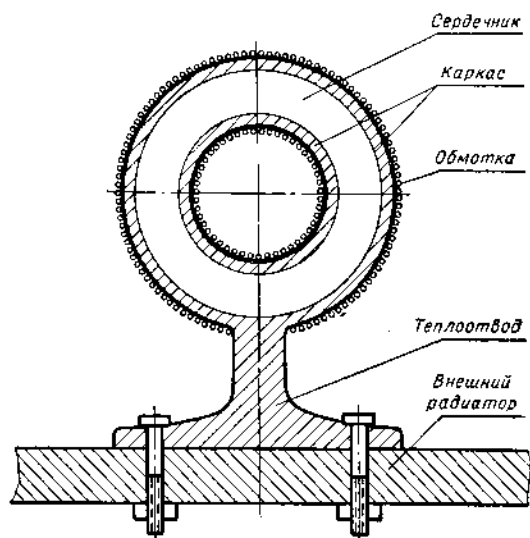


Рис. 2.15. Пример конструкции радиатора.

охлаждение имеет ряд недостатков: значительно возрастают габариты и вес генератора, необходим профилактический осмотр и уход при эксплуатации и др.

Уменьшения температуры сердечника можно также достигнуть с помощью специального радиатора, увеличивающего охлаждающую поверхность. Одна из конструкций показана на рис. 2.15. Сердечник помещается в каркас из немагнитного металла специальной формы, который крепится к дополнительному внешнему радиатору. Теплоотводящая часть между каркасом и внешним радиатором должна иметь возможно большее поперечное сечение для уменьшения градиента температуры. Возможны другие конструктивные варианты. Применением радиаторов можно снизить тепловую нагрузку сердечника в несколько раз.

2.5. ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Назначение импульсного трансформатора. Импульсный трансформатор в магнитном генераторе выполняет следующие функции: повышает напряжение до заданного уровня, осуществляя согласование магнитных звеньев с нагрузкой; обеспечивает путь току при обратном перемагничивании сердечников, если нагрузка имеет вентильный характер (магнетрон, триодный генератор СВЧ и т. п.); осуществляет разделение генератора и нагрузки по постоянному току.

В принципе магнитный генератор может и не содержать импульсного трансформатора, так как его функции могут выполняться другими элементами схемы. Действительно, магнитный генератор содержит, как правило, хотя бы одно звено с повышающим трансформатором (автотрансформатором), поэтому напряжение нужной величины может быть достигнуто непосредственно в самом генераторе. Для обеспечения пути обратному току достаточно включить обычный дроссель в виде катушки без сердечника. Можно также применить дроссель с сердечником, подмагниченный постоянным током с таким расчетом, чтобы сердечник во время формирования рабочего импульса был не насыщен. При наличии подобного шунтирующего дросселя нагрузка фактически изолирована по постоянному току от генератора.

Таким образом, применение импульсного трансформатора в большинстве случаев не является принципиально необходимым. Однако из конструктивных соображений применение импульсного трансформатора почти всегда целесообразно. Он позволяет выбрать наиболее удобную номинальную величину емкости и рабочего напряжения конденсаторов. Это упрощает конструкцию и уменьшает габариты генератора.

Для сердечников импульсных трансформаторов целесообразно использовать те же материалы, какие применяются и в переключающих дросселях. Это не только удобно с точки зрения унификации деталей и материалов. Использование железоникелевых сплавов и других высококачественных материалов значительно облегчает задачу построения импульсного трансформатора, отвечающего заданным требованиям. Так, высокая магнитная проницаемость этих материалов способствует получению импульсов с плоской вершиной. Прямоугольность петли гистерезиса сущест-

венно уменьшает обратный всплеск напряжения после импульса. (Ниже этот вопрос будет рассмотрен подробнее.) К. п. д. импульсного трансформатора получается весьма высоким вследствие малых удельных потерь в сердечнике.

Особенности режима перемагничивания импульсного трансформатора в магнитном генераторе. Для получения минимальных размеров трансформатора необходимо, чтобы изменение индукции ΔB при трансформации импульса было максимальным. Иными словами, желательно, чтобы перемагничивание сердечника происходило по близкой к предельной петле гистерезиса. Ниже будет показано,

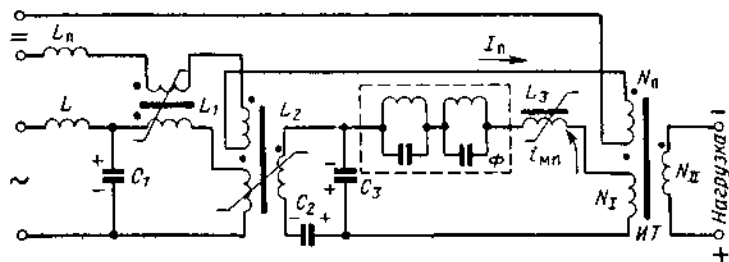


Рис. 2.16. Схема генератора с импульсным трансформатором, подмагниченным постоянным током («+» и «-» указывают полярность основного импульса).

что кроме уменьшения размеров использование максимального рабочего перепада индукции позволяет свести к минимуму индуктивность рассеяния и емкость генератора.

В большинстве схем магнитных генераторов сердечник импульсного трансформатора в процессе обратного перемагничивания сердечников магнитных звеньев насыщается в направлении, противоположном направлению рабочего перемагничивания, и остается в этом состоянии до появления очередного рабочего импульса. Поэтому в таких случаях перемагничивание сердечника по близкой к предельной петле гистерезиса может быть осуществлено без принятия специальных мер.

Необходимо лишь иметь в виду, что перемагничивание сердечника последнего дросселя при заряде емкости выходного звена сопровождается протеканием через обмотку этого дросселя тока намагничивания $i_{мн}$. Этот ток (см. рис. 2.16), протекая через первичную обмотку импульсного трансформатора, в некоторых случаях может при-

вести к тому, что сердечник трансформатора к моменту появления импульса в нагрузке окажется частично (или даже полностью) перемагниченным.

Очевидно, всегда можно так выбрать параметры трансформатора, чтобы поле, создаваемое в его сердечнике током $i_{мн}$, не превышало коэрцитивной силы, и тем самым предотвратить возможность предварительного намагничивания. Однако это может привести к увеличению габаритов трансформатора и ухудшению его электрических параметров.

В подобных случаях лучше применить подмагничивание трансформатора постоянным током (рис. 2.16). Направление его должно быть таким, чтобы создаваемое им поле компенсировало поле тока $i_{мн}$. Если величина $I_{п}$ тока подмагничивания выбрана так, что

$$N_I i_{мн} - N_{п} I_{п} \leq H_c l, \quad (2.54)$$

то ток $i_{мн}$ не сможет вызвать намагничивание сердечника трансформатора.

Подмагничивание импульсного трансформатора постоянным током обеспечивает также насыщение сердечника в направлении, обратном направлению рабочего перемагничивания, в тех случаях, когда импульсы обратного перемагничивания, вырабатываемые в магнитных звеньях, не в состоянии полностью перемагнитить сердечник импульсного трансформатора.

Наличие цепи подмагничивания трансформатора практически не усложняет схемы генератора. Обмотка подмагничивания может быть включена последовательно с обмоткой подмагничивания любого дросселя, причем элементы развязки могут быть общими для обеих обмоток подмагничивания. В качестве примера на рис. 2.16 показана трехзвенная схема генератора, в которой подмагничивание дросселя L_1 , трансформатора L_2 и импульсного трансформатора осуществляется от общего источника через общий дроссель развязки $L_{п}$.

Таким образом, практически во всех схемах магнитных генераторов может быть обеспечено перемагничивание сердечника импульсного трансформатора по близкой к предельной петле гистерезиса.

Подход к расчету. Вопросы расчета импульсного трансформатора с сердечником, имеющим прямоугольную петлю гистерезиса, требуют специального рассмотрения.

Так, например, требование равномерности вершины импульса здесь не является определяющим, поскольку ток намагничивания практически не содержит индуктивной составляющей, а обусловлен потерями энергии в сердечнике. Если потери энергии относительно малы, то мало и искажение вершины импульса, т. е. «завал» вершины практически отсутствует. Следовательно, в данном случае трансформатор характеризуется не индуктивностью намагничивания, как обычно [50, 51], а величиной потерь энергии при передаче импульса. Потери, в свою очередь, определяют к. п. д. трансформатора и тепловую нагрузку сердечника. Таким образом, при проектировании необходимо исходить не из допустимого «завала» вершины, а из допустимой тепловой нагрузки и коэффициента полезного действия.

В случае, когда потери энергии велики, будет наблюдаться и искажение вершины импульса. В частности, если преобладают потери на вихревые токи, то, как следует из (2.26), ток намагничивания линейно нарастает, хотя и не является индуктивным. Это может вызвать спад плоской части импульса. Однако в магнитном генераторе всегда имеется возможность регулировать наклон вершины путем изменения параметров формирующей цепи, так что и в этом случае допустимый «завал» вершины не будет являться определяющим фактором при проектировании импульсного трансформатора.

Отсутствие индуктивной составляющей тока намагничивания существенно изменяет и характер послепульсных процессов. В трансформаторах на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса значительную часть рабочего перепада индукции ΔB составляет упругое (обратимое) изменение. Поэтому сразу же после окончания импульса индукция начинает изменяться в обратном направлении, что сопровождается всплеском напряжения обратной полярности. При малом времени спада тока намагничивания амплитуда всплеска может даже превышать амплитуду основного импульса.

Если же сердечник имеет прямоугольную петлю гистерезиса, то упругое изменение потока мало по сравнению с ΔB . Значение индукции, достигнутое к моменту окончания импульса, может практически сохраняться сколь угодно долго. Поэтому величина обратного всплеска может быть сделана достаточно малой.

Искажение фронта и спада импульса обусловлено наличием индуктивности рассеяния трансформатора и его емкости. Емкость трансформатора является распределенной величиной, характеризующей энергию электрического поля в пространстве между обмотками, а также между сердечником и ближайшей к нему обмоткой. Наличие распределенной емкости приводит к неравномерному распределению тока вдоль обмоток, что, в свою очередь, влияет на величину энергии магнитного поля рассеяния. Таким образом, импульсный трансформатор, вообще говоря, представляет собой сложную систему с распределенными параметрами. Однако в тех случаях, когда динамическая взаимосвязь между распределением напряжения на обмотках и распределением токов вдоль обмоток относительно невелика, оказывается возможным построить эквивалентную схему трансформатора, в которой наличие электрического поля и магнитного потока рассеяния отображается сосредоточенными индуктивностью и емкостью (рис. 2.5). Если же указанной взаимосвязью нельзя пренебречь, то данная эквивалентная схема, строго говоря, теряет смысл, и ею можно пользоваться лишь для приближенной оценки искажений импульса.

Индуктивность рассеяния и эквивалентная емкость. Эти параметры могут быть рассчитаны для трансформатора любой конструкции. Для примера рассмотрим одну из простейших конструкций, когда трансформатор имеет две однослойные обмотки одинаковой длины l_0 , расположенные друг над другом. В общем случае $l_0 \leq l$, где $l = \pi D_{\text{ср}}$ — средняя длина сердечника.

Обозначим:

N — число витков вторичной обмотки;

N/k — число витков первичной обмотки;

$\Delta_{1,2}$ — толщина изоляционного слоя между обмотками;

Δ_{i0} — среднее расстояние между i -й обмоткой и сердечником;

d_i — диаметр провода i -й обмотки;

ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость изоляции;

p_i — длина витка i -й обмотки;

U — напряжение на вторичной обмотке.

При достаточно хорошей плотности намотки магнитный поток рассеяния сосредоточен в пространстве между первичной и вторичной обмотками. Напряженность магнит-

ного поля в этом пространстве можно считать равной напряженности поля между двумя равноотстоящими поверхностями, обтекаемыми током постоянной плотности. При этих предположениях индуктивность рассеяния, приведенная к вторичной обмотке, равна [50—54]

$$L_p = \frac{\mu_0 N^2 (p_1 + p_2)}{2l_0} \left(\Delta_{12} + \frac{d_1 + d_2}{3} \right). \quad (2.55)$$

При недостаточно плотной намотке и малом числе витков индуктивность рассеяния будет больше значения, даваемого формулой (2.55), по тем же причинам, о которых говорилось в первом параграфе.

Индуктивность рассеяния значительно возрастает, если обмотки имеют различную длину или размещены на разных участках сердечника. В этом случае магнитное поле рассеяния заключено не только в пространстве между обмотками, но и занимает внешнее пространство около трансформатора, в результате чего поток рассеяния увеличивается.

Возможны и другие конструктивные варианты расположения обмоток (например, первичная обмотка размещается между двумя одинаковыми секциями вторичной и др.). Для этих случаев индуктивность рассеяния вычисляется аналогичным образом. Можно пользоваться формулами, имеющимися во многих руководствах.

Индуктивность рассеяния легко может быть определена экспериментально. Для этого одна обмотка подключается к измерителю индуктивности, а другая замыкается накоротко.

Величину эквивалентной емкости трансформатора (или дросселя) можно найти, если известно распределение напряжения вдоль обмоток, из соотношения $W_э = \frac{C_T U^2}{2}$, где $W_э$ — энергия электрического поля. Для простейшей конструкции трансформатора общая эквивалентная емкость равна

$$C_T = C_{12} + C_{10}, \quad (2.56)$$

если вторичная обмотка расположена поверх первичной, или

$$C_T = C_{12} + C_{20}, \quad (2.57)$$

если первичная обмотка расположена над вторичной.

Здесь C_{12} — эквивалентная емкость между обмотками, C_{i0} — эквивалентная емкость между i -й обмоткой и сердеч-

ником. Собственная емкость обмотки (т. е. емкость между соседними витками данной обмотки) всегда относительно мала и может не приниматься в расчет.

Для определения C_{12} и C_{10} примем следующее распределение напряжения:

$$\begin{aligned} \text{на вторичной обмотке } u_2 &= U \frac{x}{l_0}, \\ \text{на первичной обмотке } u_1 &= \frac{U}{k} \frac{x}{l_0}, \\ \text{на сердечнике } u_0 &= \theta U, \end{aligned} \quad (2.58)$$

где $0 \leq x \leq l_0$, $\theta = \text{const}$, причем $\theta = 0$, если сердечник заземлен.

Рассматривается случай, когда $u_1(0) = u_2(0) = 0$, т. е. концы обмоток, имеющие нулевой потенциал, расположены друг над другом.

Емкость между обмотками, приходящаяся на единицу длины, равна

$$C_{12} = \frac{\epsilon_0 \epsilon (p_1 + p_2)}{2\Delta_{12}}, \quad (2.59)$$

где $\epsilon_0 = 8,8 \cdot 10^{-12} \text{ ф/м}$.

Емкость C_{12} , эквивалентная распределенной емкости между обмотками, находится интегрированием:

$$C_{12} = \frac{C_{12}}{U^2} \int_0^{l_0} (u_2 - u_1)^2 dx = \frac{\epsilon_0 \epsilon \frac{p_1 + p_2}{2} l_0}{3\Delta_{12}} \left(\frac{k-1}{k} \right)^2. \quad (2.60)$$

Аналогичным образом найдем

$$C_{20} = \frac{\epsilon_0 \epsilon \frac{p_2 + p_0}{2} l_0}{3\Delta_{20}} (1 - 3\theta + 3\theta^2), \quad (2.61)$$

$$C_{10} = \frac{\epsilon_0 \epsilon \frac{p_1 + p_0}{2} l_0}{3\Delta_{10} k^2} (1 - 3k\theta + 3k^2\theta^2), \quad (2.62)$$

где p_0 — периметр сечения сердечника.

Если сердечник заземлен, то выражения в скобках равны единице. Если же сердечник изолирован от нулевого потенциала и от обмоток, то его потенциал принимает такое значение, при котором энергия электрического поля минимальна, что соответствует минимуму величин C_{20} или C_{10} . Нетрудно убедиться, что в этом случае потенциал

сердечника будет равен среднему значению потенциала ближайшей к нему обмотки, а емкости C_{20} и C_{10} будут равны соответственно

$$C_{20} = \frac{\epsilon_0 \epsilon \frac{p_2 + p_0}{2} l_0}{12 \Delta_{20}}, \quad (2.63)$$

$$C_{10} = \frac{\epsilon_0 \epsilon \frac{p_1 + p_0}{2} l_0}{12 k^2 \Delta_{10}}. \quad (2.64)$$

Напомним, что все полученные значения эквивалентных емкостей приведены к уровню вторичной обмотки.

Легко видеть, что для уменьшения емкости желательно оставлять сердечник незаземленным (если это возможно) или соединять его со средним витком ближайшей обмотки. Если трансформатор повышающий, то выгоднее наматывать сначала первичную обмотку, а затем вторичную.

В рассмотренном случае, когда концы обеих обмоток, имеющие нулевой потенциал, расположены один над другим, а потенциалы других концов имеют одинаковые знаки, емкость C_{12} имеет минимальную величину. Любое другое взаимное расположение обмоток, приведет к увеличению эквивалентной емкости C_{12} . В этом можно убедиться, проделав аналогичные вычисления для различных конструктивных вариантов.

Полученные выражения показывают, что если k заметно отличается от единицы, то основную роль играет емкость C_{12} . Емкость C_{10} (или C_{20}) в большинстве случаев может быть сделана малой по сравнению с C_{12} путем выбора необходимой величины изоляционного промежутка Δ_{10} (или Δ_{20}). Что касается емкости C_{12} , то любой способ ее уменьшения всегда приводит к увеличению индуктивности рассеяния в такое же число раз. Действительно, как следует из (2.55) и (2.60), произведение

$$L_p C_{12} \approx \frac{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon}{3} \left(\frac{p_1 + p_2}{2} \frac{k-1}{k} N \right)^2 \quad (2.65)$$

практически не зависит от l_0 и Δ_{12} для выбранного сердечника при постоянном числе витков.

Характерно, что все иные варианты расположения обмоток, применяемые на практике (например, расположение первичной обмотки между двумя секциями вторичной и т. п.), позволяют в значительной степени изменять соотношение между L_p и C_{12} . Однако их произведение во всех

случаях остается практически одним и тем же. Таким образом, произведение $L_p C_{12}$ (т. е. фактически произведение $L_p C_T$) можно изменять только путем изменения геометрических размеров сердечника и числа витков.

При увеличении сечения и объема сердечника с одновременным уменьшением числа витков произведение $L_p C_T$ уменьшается, в результате чего уменьшается и удлинение фронта импульса. Однако при этом возрастает энергия потерь в сердечнике, что приводит к уменьшению к. п. д. трансформатора и к некоторому возрастанию тепловой нагрузки на сердечник.

В большинстве случаев оптимальный объем сердечника импульсного трансформатора с точки зрения к. п. д. и удлинения фронта оказывается величиной того же порядка, что и объем сердечника последнего переключающего дросселя. Поэтому весьма часто импульсный трансформатор и последний дроссель целесообразно изготавливать на одинаковых сердечниках. Числа витков обмоток обычно выбираются с таким расчетом, чтобы перепад индукции при формировании импульса был равен $\Delta B = (0,5 \div 0,8) 2B_s$.

Во многих случаях, как уже говорилось, импульсный трансформатор имеет обмотку подмагничивания, питаемую постоянным током. Ее наиболее целесообразно наматывать поверх остальных обмоток, причем совершенно обязательно располагать ее по всей длине l_0 . Обмотка подмагничивания может размещаться и на свободном участке сердечника, не занятом первичной и вторичной обмотками. При наличии обмотки подмагничивания емкость трансформатора будет иметь еще два дополнительных слагаемых: емкость $C_{п2}$ ($C_{п1}$), которая учитывает распределенную емкость между обмоткой подмагничивания и ближайшей к ней обмоткой, а также емкость дросселя развязки (пересчитанную в цепь вторичной обмотки). Путем рационального конструирования трансформатора емкость $C_{п2}$ ($C_{п1}$) всегда можно сделать достаточно малой по сравнению с C_{12} . Что касается емкости развязывающего дросселя, то для ее уменьшения применяют секционированные катушки, имеющие небольшую собственную емкость.

Все сказанное в этом параграфе относительно индуктивности рассеяния и емкости импульсного трансформатора в полной мере относится к любым другим трансформаторам, в частности и к переключающим трансформаторам.

МАГНИТНЫЕ ЗВЕНЬЯ

В этой главе дается анализ выходного и промежуточных магнитных звеньев генератора импульсов. Кроме того, рассматриваются и некоторые вопросы, касающиеся первого звена. Полученные в главе соотношения справедливы для генераторов всех типов и широко используются в последующих главах.

3.1. ПЕРЕДАЧА ЭНЕРГИИ В ЗВЕНЕ

Постановка задачи. В гл. 1 отмечалось, что схема магнитного генератора может быть построена путем последовательного соединения звеньев двух типов, условно

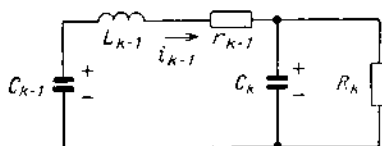


Рис. 3.1. Эквивалентная схема заряда k -го конденсатора.

называемых звеньями типа А и Б. Звено типа А содержит переключающий дроссель, а в звене типа Б может быть использован как переключающий дроссель, так и переключающий трансформатор или автотрансформатор. Процессы передачи энергии протекают в основном одинаково в звеньях обоих типов, поэтому все изложенное ниже относится как к звеньям типа А, так и к звеньям типа Б.

Рассмотрим случай, когда дроссели (трансформаторы) не содержат обмоток подмагничивания. При этом, используя результаты, полученные в гл. 2, представим эквивалентную схему заряда k -го конденсатора при разряде $(k-1)$ -го конденсатора в виде, показанном на рис. 3.1.

Здесь L_{k-1} — суммарная индуктивность $(k-1)$ -го звена при насыщенном сердечнике $(k-1)$ -го дросселя. Если k -е звено имеет схему типа А, эта индуктивность равна индуктивности $(k-1)$ -го дросселя $L_{H(k-1)}$ при насыщении. Если же следующее звено построено по схеме типа Б, то

$$L_{k-1} = L_{H(k-1)} + L_{p k} + L_{H(k+1)}. \quad (3.1)$$

Здесь $L_{p k}$ — индуктивность рассеяния трансформатора или автотрансформатора следующего звена, приведенная к уровню напряжения рассматриваемого звена. Если в k -м звене применен дроссель, то это слагаемое равно нулю. $L_{H(k+1)}$ — индуктивность насыщения $(k+1)$ -го дросселя.

Выражение (3.1) удобно записать в таком виде:

$$L_{k-1} = a_{k-1} L_{H(k-1)}. \quad (3.2)$$

Если k -е звено типа А, то $a_{k-1} = 1$, а если типа Б, то

$$a_{k-1} = 1 + \frac{L_{p k}}{L_{H(k-1)}} + \frac{L_{H(k+1)}}{L_{H(k-1)}}.$$

Коэффициент a_{k-1} может еще учитывать наличие индуктивности соединительных проводов и конденсаторов. В большинстве случаев этот коэффициент мало отличается от единицы.

Сопротивление R_k учитывает потери энергии в сердечнике k -го дросселя, который перемagnичивается при заряде k -го конденсатора. Сердечник $(k-2)$ -го дросселя также частично перемagnичивается, однако потери в нем ничтожно малы по сравнению с потерями в R_k , и мы их учитывать не будем.

Сопротивление r_{k-1} представляет собой сопротивление рабочей обмотки $(k-1)$ -го дросселя протекающему через нее току. В случае k -го звена типа Б в сопротивление r_{k-1} может входить также сопротивление нагрузки, приведенное к уровню напряжения $(k-1)$ -го звена, и сопротивление обмоток k -го трансформатора и $(k+1)$ -го дросселя.

Сопротивления r_{k-1} и R_k могут учитывать, кроме того, потери энергии в конденсаторах C_{k-1} и C_k .

Процесс заряда конденсатора C_k . Пусть в момент насыщения сердечника $(k-1)$ -го дросселя ($t=0$) напряжение на $(k-1)$ -м конденсаторе равно $u_{C(k-1)}(0) = U_{k-1}$, а напряжение на k -м конденсаторе и ток i_{k-1} равны нулю. При этих начальных условиях, применив преобразование

Лапласа, получим следующее уравнение:

$$\frac{U_{k-1}}{p} = \left(\frac{1}{pC_{k-1}} + pL_{k-1} + r_{k-1} + \frac{1}{pC_k + \frac{1}{R_k}} \right) \bar{i}_{k-1}(p), \quad (3.3)$$

где $\bar{i}_{k-1}(p)$ — преобразование Лапласа от функции $i_{k-1}(t)$.
Введем обозначения:

$$\lambda_k = \frac{C_{k-1}}{C_k}, \quad (3.4)$$

$$\omega_{0k}^2 = \frac{1 - \lambda_k}{L_{k-1}C_{k-1}}, \quad (3.5)$$

$$\varepsilon'_k = \frac{r_{k-1}}{L_{k-1}}, \quad (3.6)$$

$$\varepsilon''_k = \frac{1}{R_k C_k}. \quad (3.7)$$

Тогда выражение для преобразованного тока примет вид

$$\bar{i}_{k-1} = \frac{U_{k-1}}{L_{k-1}} \times \frac{p + \varepsilon''_k}{p^3 + (\varepsilon'_k + \varepsilon''_k) p^2 + (\omega_{0k}^2 + \varepsilon'_k \varepsilon''_k) p + \frac{\varepsilon''_k \omega_{0k}^2}{1 + \lambda_k}}. \quad (3.8)$$

Знаменатель (3.8) представляет собой полином 3-й степени p , который, как известно, имеет хотя бы один вещественный корень. Обозначим его $-\alpha'_k$. Если величина α'_k известна, то можно разложить полином 3-й степени на множители и записать $\bar{i}_{k-1}$ в виде

$$\bar{i}_{k-1} = \frac{U_{k-1}}{L_{k-1}} \left[\frac{A(p + \alpha_k) + B\omega_k}{(p + \alpha_k)^2 + \omega_k^2} + \frac{D}{p + \alpha'_k} \right].$$

Тогда, выполнив обратное преобразование, получим решение

$$i_{k-1}(t) = \frac{U_{k-1}}{L_{k-1}} [e^{-\alpha_k t} (A \cos \omega_k t + B \sin \omega_k t) + D e^{-\alpha'_k t}].$$

Для нахождения α'_k , α_k и ω_k необходимо решать кубическое уравнение, что приводит к весьма громоздким и неудобным выражениям. Однако, учитывая, что $\frac{\varepsilon'_k}{\omega_{0k}} \ll 1$ и $\frac{\varepsilon''_k}{\omega_{0k}} \ll 1$, можно пренебречь квадратами этих величин по сравнению с единицей и получить довольно простые аналитические

выражения:

$$\left. \begin{aligned} \omega_k^2 &= \omega_{0k}^2, \\ \alpha'_k &= \frac{\varepsilon_k}{1 + \lambda_k}, \\ 2\alpha_k &= \varepsilon_k + \varepsilon_k \frac{\lambda_k}{1 + \lambda_k}. \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

Определив коэффициенты A , B и D из (3.8), найдем ток разряда конденсатора C_{k-1} :

$$i_{k-1}(t) = \frac{U_{k-1}}{\omega_k t_{k-1}} \times \\ \times \left[e^{-\alpha_k t} \left(\sin \omega_k t - \lambda_k \frac{\alpha'_k}{\omega_k} \cos \omega_k t \right) + \lambda_k \frac{\alpha'_k}{\omega_k} e^{-\alpha'_k t} \right]. \quad (3.10)$$

Напряжения на конденсаторах C_k и C_{k-1} найдем из операционных выражений для них

$$\bar{u}_{C_k} = \frac{\bar{i}_{k-1}}{C_k (p + \varepsilon_k)}, \\ \bar{u}_{C_{k-1}} = \frac{U_{k-1}}{p} - \frac{\bar{i}_{k-1}}{p C_{k-1}}.$$

После несложных преобразований получим

$$u_{C_{k-1}} = U_{k-1} - \frac{U_{k-1}}{1 + \lambda_k} \left[\lambda_k (1 - e^{-\alpha'_k t}) + 1 - e^{-\alpha_k t} \times \right. \\ \left. \times \left(\cos \omega_k t + \frac{\alpha_k + \lambda_k \alpha'_k}{\omega_k} \sin \omega_k t \right) \right], \quad (3.11)$$

$$u_{C_k} = \frac{\lambda_k U_{k-1}}{1 + \lambda_k} \left[e^{-\alpha'_k t} - e^{-\alpha_k t} \left(\cos \omega_k t + \frac{\alpha_k - \alpha'_k}{\omega_k} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \sin \omega_k t \right) \right]. \quad (3.12)$$

Колебательный процесс, описываемый этими уравнениями, будет продолжаться в течение времени τ_k до тех пор, пока ток через индуктивность L_{k-1} не станет равным нулю. В этот момент сердечник $(k-1)$ -го дросселя выйдет из состояния насыщения и процесс разряда конденсатора C_{k-1} прекратится.

Для отыскания τ_k необходимо правую часть (3.10) приравнять нулю и решить получившееся трансцендентное уравнение. Ввиду малости отношения $\frac{\alpha'_k}{\omega_k}$ ток i_{k-1} имеет

форму, близкую к синусоидальной, поэтому в нулевом приближении

$$\tau_k \approx \frac{\pi}{\omega_k}. \quad (3.13)$$

Следующее приближение дает значение τ_k с точностью до величин порядка $\left(\frac{\alpha}{\omega}\right)^2$:

$$\tau_k = \frac{\pi}{\omega_k} + \lambda_k \frac{2\alpha'_k}{\omega_k^2}. \quad (3.14)$$

К этому моменту τ_k конденсатор C_k зарядится до напряжения

$$u_{C_k}(\tau_k) = \lambda_k \frac{\delta'_k + \delta_k}{1 + \lambda_k} U_{k-1}. \quad (3.15)$$

При этом на $(k-1)$ -м конденсаторе будет остаточное напряжение

$$u_{C_{k-1}}(\tau_k) = U'_{k-1} = \frac{\lambda_k \delta'_k - \delta_k}{1 + \lambda_k} U_{k-1}, \quad (3.16)$$

где

$$\delta_k = e^{-\alpha_k \tau_k}; \quad \delta'_k = e^{-\alpha'_k \tau_k}.$$

Разрядный ток i_{k-1} достигает максимального значения вблизи $\omega_k t = \pi/2$. Приблизленно амплитуда импульса тока разряда определяется выражением

$$I_{k-1} = i_{(k-1) \text{ макс}} = \frac{\sqrt{\delta_k + \lambda_k} \frac{\alpha'_k}{\omega_k} \sqrt{\delta'_k}}{\omega_k L_{k-1}} U_{k-1}. \quad (3.17)$$

Интервал задержки (ожидания). После выхода сердечника $(k-1)$ -го дросселя из насыщенного состояния конденсатор C_k разряжается через сопротивление R_k . Напряжение на нем будет равно

$$U_{C_k}(\tau_k + t) = u_{C_k}(\tau_k) e^{-\varepsilon_k'' t}. \quad (3.18)$$

Этот процесс длится в течение интервала задержки (ожидания) τ_k'' , пока не насытится сердечник k -го дросселя. К моменту его насыщения напряжение на конденсаторе C_k равно

$$U_k = u_{C_k}(\tau_k + \tau_k'') = \lambda_k \delta_k'' \frac{\delta'_k + \delta_k}{1 + \lambda_k} U_{k-1}, \quad (3.19)$$

где $\delta_k'' = e^{-\varepsilon_k'' \tau_k''}$.

Величина интервала задержки τ_k'' зависит от многих факторов, и в том числе от сечения сердечника и числа витков k -го дросселя, от напряжения u_{C_k} (τ_k) в момент окончания заряда C_k и от магнитного состояния сердечника в этот момент. Соотношения, связывающие величину τ_k'' с указанными параметрами, будут получены в следующем параграфе [формулы (3.29) и (3.30)].

В принципе можно так выбрать параметры, чтобы насыщение сердечника L_k наступало как раз в тот момент, когда сердечник предыдущего ($k - 1$)-го дросселя выходит из насыщенного состояния. Тогда интервал задержки будет отсутствовать. Но такой режим практически не может быть осуществлен в силу неизбежного технологического разброса параметров и их изменения под влиянием температуры, нестабильности питающего напряжения и т. п.

Реально насыщение сердечника будет происходить либо до момента τ_k , либо после, т. е. с некоторой задержкой τ_k'' .

Режим работы, когда сердечник k -го дросселя насыщается раньше, чем окончится разряд конденсатора C_{k-1} , практически нерационален, поскольку энергия, запасенная в C_{k-1} , неполностью передается в следующее звено. Кроме того, одновременное насыщение сердечников ($k - 1$)-го и k -го звеньев приводит к нарушению условий односторонней передачи энергии от звена к звену. Поэтому величина напряжения на C_k в момент насыщения k -го сердечника подвержена значительному влиянию изменений параметров.

Напротив, при наличии задержки насыщения напряжение U_k (и, следовательно, амплитуда выходных импульсов) очень слабо зависит от числа витков, сечения сердечника k -го дросселя и ряда других параметров. Действительно, в течение интервала задержки сердечники обоих дросселей (L_{k-1} и L_k) не насыщены, и напряжение на C_k изменяется незначительно. Поэтому всякое изменение интервала задержки практически не сказывается на величине U_k . Если потери энергии в элементах генератора относительно малы, то согласно (3.19) напряжение U_k определяется в основном величиной напряжения U_{k-1} и отношением емкостей λ_k .

Коэффициент передачи звена. Полезно ввести коэффициент передачи k -го звена $\beta_{k-1, k}$, который определим как отношение энергии, запасенной в k -м конденсаторе к моменту насыщения сердечника k -го дросселя, к энергии, запасенной

в $(k-1)$ -м конденсаторе в момент начала его разряда. В рассматриваемом случае при $\tau_k'' \gg 0$

$$\beta_{k-1, k} = \frac{C_k U_k^2}{C_{k-1} U_{k-1}^2} = \lambda_k \left(\delta_k'' \frac{\delta_k' + \delta_k}{1 + \lambda_k} \right)^2. \quad (3.20)$$

Коэффициент передачи $\beta_{k-1, k}$ зависит прежде всего от относительной величины потерь энергии в обмотке $(k-1)$ -го дросселя и в сердечнике k -го дросселя, а также от потерь в конденсаторах C_{k-1} и C_k .

Кроме этого, коэффициент передачи зависит и от отношения емкостей λ_k . Если, например, потери отсутствуют ($r_{k-1} = 0$ и $R_k = \infty$), то

$$\beta_{k-1, k} = \frac{4\lambda_k}{(1 + \lambda_k)^2}.$$

Эта величина равна единице только при $\lambda_k = 1$, т. е. при равенстве емкостей. При всех остальных значениях λ_k она меньше единицы. Последнее объясняется тем, что в случае неодинаковых емкостей часть энергии остается в конденсаторе C_{k-1} , который после выхода сердечника $(k-1)$ -го дросселя из насыщения заряжен до остаточного напряжения U_{k-1}' , определяемого формулой (3.16).

При наличии потерь, как видно из формулы (3.20), максимальное значение коэффициента передачи равно

$$\beta_{(k-1, k) \text{ макс}} = \left(\delta_k'' \frac{\delta_k' + \delta_k}{2} \right)^2.$$

Оно наступает при $\lambda_k = 1$ ¹. Напряжение U_k в этом случае определяется выражением

$$U_k = \delta_k'' \frac{\delta_k' + \delta_k}{2} U_{k-1} = U_{k-1} \sqrt{\beta_{(k-1, k) \text{ макс}}}. \quad (3.21)$$

Величина $\beta_{k-1, k}$ является удобным расчетным параметром. Действительно, величины U_{k-1} и U_k могут быть легко измерены. Если емкости C_{k-1} и C_k приблизительно одинаковы (что и имеет место в большинстве случаев), то с помощью $\beta_{k-1, k}$ можно оценить потери в звене, так

¹ Здесь мы пренебрегаем зависимостью δ_k и δ_k' от λ_k . Учет этого обстоятельства дает поправку к значению $\lambda_{k \text{ опт}} = 1$, имеющую порядок α/ω . Однако эта поправка незначительна, поскольку $\beta_{k-1, k}$ в диапазоне $0,8 \leq \lambda_k \leq 1,2$ изменяется не более чем на 1%.

как в этом случае

$$\beta_{k-1, k} = \frac{W_k}{W_k + W_{п k}}, \quad (3.22)$$

где $W_k = \frac{1}{2} C_k U_k^2$; $W_{п k}$ — энергия потерь при заряде k -го конденсатора.

Может быть решена и обратная задача: если известны потери энергии в каждом из элементов генератора, то формулы (3.21) и (3.22) позволяют найти напряжения на конденсаторах.

Целесообразно ввести также понятие коэффициента передачи последнего звена

$$\beta_{n, n+1} = \frac{P_{и} \tau_{и}}{\frac{1}{2} C_n U_n^2} \quad (3.23)$$

и коэффициента передачи зарядного контура

$$\beta_{0, 1} = \frac{\frac{1}{2} C_1 U_1^2}{P_{вх ср} T}. \quad (3.24)$$

Здесь $P_{и} \tau_{и}$ — энергия импульса в нагрузке; $P_{вх ср}$ — средняя мощность, потребляемая генератором от источника; T — период повторения импульсов; n — число звеньев генератора. Тогда к. п. д. генератора будет равен произведению всех коэффициентов передачи:

$$\eta = \frac{P_{и} \tau_{и}}{P_{вх ср} T} = \prod_{k=0}^n \beta_{k, k+1}. \quad (3.25)$$

Необходимо отметить, что представление к. п. д. генератора в виде произведения коэффициентов передачи отдельных звеньев отнюдь не означает, что коэффициент передачи k -го звена $\beta_{k-1, k}$ можно рассматривать как к. п. д. этого звена. Во-первых, как уже указывалось, коэффициент передачи учитывает не только необратимые потери энергии при заряде конденсатора C_k , но и неполную передачу энергии в тех случаях, когда емкости C_{k-1} и C_k неодинаковы. Необходимо подчеркнуть, что рассогласование емкостей нередко вводится намеренно, особенно в первом звене генератора. Об этом будет идти речь в последующих гла-

вах. Причем в одних случаях энергия остаточного напряжения $W'_{k-1} = \frac{C_{k-1} U_{k-1}^2}{2}$ в интервалах между основными импульсами полностью рассеивается в элементах генератора, вызывая их дополнительное нагревание, при других условиях может быть сохранена к моменту формирования очередного рабочего импульса. Ясно, что в этих двух случаях к. п. д. генератора будет различен.

Во-вторых, необходимо учитывать то обстоятельство, что в момент насыщения сердечника $(k-1)$ -го дросселя напряжение на конденсаторе C_k может отличаться от нуля, т. е. в нем уже может быть запасена некоторая энергия. В частности, это может иметь место, когда энергия остаточного напряжения на конденсаторе C_k сохраняется до следующего основного импульса. В подобных случаях коэффициент передачи, определяемый нами как отношение энергий W_k/W_{k-1} , может быть больше единицы.

Наконец, если дроссель L_{k-1} подмагничен постоянным током, то имеет место обмен энергией между $(k-1)$ -м звеном и цепью подмагничивания. Подробнее об этом будет сказано в гл. 5.

Остаточное напряжение. Остаточным напряжением U'_{k-1} будем называть напряжение на $(k-1)$ -м конденсаторе в момент перехода сердечника $(k-1)$ -го дросселя в ненасыщенное состояние после передачи энергии основного импульса в k -е звено.

Величина остаточного напряжения оказывает существенное влияние на режим работы генератора. Так, например, остаточное напряжение может использоваться для обратного перемагничивания сердечников. В ряде случаев, как будет показано в следующих главах, нормальная работа генератора вообще невозможна без остаточного напряжения.

Остаточное напряжение удобно характеризовать относительной величиной, которую обозначим

$$g_{k-1} = \frac{U'_{k-1}}{U_{k-1}}. \quad (3.26)$$

Для рассмотренного выше случая согласно (3.16) имеем

$$g_{k-1} = \frac{\lambda_k \delta_k^* - \delta_k}{1 + \lambda_k}. \quad (3.27)$$

Как видно из (3.27), величина g_{k-1} зависит главным образом от отношения емкостей λ_k . При $\lambda_k = \delta_k/\delta'_k$ остаточное

напряжение равно нулю. В случае достаточно малых потерь это соответствует равенству емкостей C_{k-1} и C_k .

Если $\lambda_k < \delta_k/\delta'_k$, то относительное остаточное напряжение g_{k-1} отрицательно; при $\lambda_k > \delta_k/\delta'_k$ оно положительно. При постоянном отношении емкостей остаточное напряжение зависит от соотношения потерь в обмотке ($k-1$)-го дросселя и в сердечнике k -го дросселя.

В частности, режим, когда остаточное напряжение равно нулю, может быть осуществлен при равных емкостях ($\lambda_k = 1$), если $\delta_k = \delta'_k$, т. е. при

$$r_{k-1}R_k = \frac{L_{k-1}}{2C_k}.$$

Увеличение потерь в сердечнике k -го дросселя и уменьшение потерь в обмотке ($k-1$)-го приводит к появлению остаточного напряжения отрицательной полярности. Если, наоборот, преобладают потери в обмотке, то остаточное напряжение будет иметь положительную полярность.

Заметим, что если $g_{k-1} > 0$, то после разряда k -го конденсатора остаточное напряжение U_{k-1} будет перематничивать сердечник ($k-1$)-го дросселя в направлении рабочего намагничивания, в результате чего может наступить повторное насыщение сердечника и повторный разряд C_{k-1} на C_k . Это может привести к появлению побочного импульса в нагрузке вслед за основным, поэтому такой режим обычно нежелателен.

Наоборот, при $g_{k-1} < 0$ может произойти насыщение ($k-2$)-го сердечника и передача энергии остаточного напряжения в ($k-2$)-е звено. Такой режим используется, например, в генераторах импульсов тока (гл. 12).

3.2. ОБЪЕМ СЕРДЕЧНИКА И КОЭФФИЦИЕНТ СЖАТИЯ

Рабочий перепад индукции. Изменение индукции в сердечнике k -го дросселя от начала заряда конденсатора C_k до момента насыщения этого сердечника определяется выражением

$$\Delta B_k = \frac{1}{N_k A_k} \int_0^{\tau_k^*} u_{L_k} dt. \quad (3.28)$$

Здесь $\tau_k^* = \tau_k + \tau_k''$ — время перематничивания сердечника; N_k — число витков рабочей обмотки; A_k — площадь сечения сердечника; u_{L_k} — напряжение на обмотке дросселя.

В интересующем нас интервале времени $u_{L_k} = u_{C_k}$, поэтому, подставляя (3.12) и (3.18) в (3.28) и интегрируя, получаем

$$\Delta B_k = \frac{U_k}{N_k A_k \delta_k''} \left[\frac{1 - \delta_k'}{\alpha_k' (\delta_k' + \delta_k)} - \frac{2\alpha_k - \alpha_k'}{\omega_k^2} \frac{1 + \delta_k}{\delta_k' + \delta_k} + \right. \\ \left. + \lambda_k \frac{\alpha_k'}{\omega_k^2} + \frac{1 - \delta_k''}{\varepsilon_k''} \right].$$

Здесь использованы обозначения, принятые в предыдущем параграфе. Приведем полученное выражение к более удобному виду. Для этого разложим величины δ_k , δ_k' и δ_k'' в степенные ряды и в окончательном результате отбросим все члены, содержащие квадраты и более высокие степени ε_k'/ω_k и ε_k''/ω_k . Тогда получим

$$\Delta B_k = \frac{U_k \gamma_k}{N_k A_k \omega_k}. \quad (3.29)$$

В этой формуле коэффициент γ_k равен

$$\gamma_k = \pi \left[\frac{1}{2} + \frac{\tau_k''}{\tau_k} + 0,08 \frac{\varepsilon_k'}{\omega_k} + \right. \\ \left. + \left(0,66 + 2,57 \frac{\tau_k''}{\tau_k} \right) \frac{\varepsilon_k''}{\omega_k} \right]. \quad (3.30)$$

Величина γ_k зависит от относительной величины интервала задержки τ_k''/τ_k и от потерь. Из (3.30) видно, что потери в обмотке практически не влияют на величину γ_k . Потери в сердечнике k -го дросселя оказывают несколько более заметное влияние на γ_k , особенно при больших интервалах задержки.

Если $\tau_k'' < \tau_k$ и потери в сердечнике малы ($\varepsilon_k''/\omega_k \ll 1$), то

$$\gamma_k \approx \pi \left(\frac{1}{2} + \frac{\tau_k''}{\tau_k} \right). \quad (3.31)$$

Выражения (3.29) и (3.30) связывают длительность τ_k'' задержки насыщения с величинами U_k и ΔB_k и с параметрами $(k-1)$ -го и k -го звеньев.

Объем сердечника k -го дросселя. Индуктивность k -го дросселя, когда его сердечник насыщен, согласно (2.6) равна

$$L_{n k} = \frac{\mu_0 \mu_{n k} A_k N_k^2}{l_k} = \frac{\mu_0 \mu_{n k} (A_k N_k)^2}{V_k}, \quad (3.32)$$

где $V_k = A_k l_k$ — объем сердечника.

Произведение $A_k N_k$ может быть определено из (3.29). Тогда из (3.32) будем иметь

$$V_k = \frac{\mu_0 \mu_{Hk} \gamma_k^2 U_k^2}{(\Delta B_k)^2 \omega_k^2 L_{Hk}}. \quad (3.33)$$

В этом выражении безразмерный коэффициент γ_k [зависит от формы напряжения, приложенного к обмотке дросселя. В предыдущем параграфе рассмотрен наиболее типичный режим работы промежуточного звена. Для этого случая γ_k определяется соотношением (3.30) или (3.31), а частота находится из (3.9) и (3.5).

Для первого дросселя, как будет показано, справедливо аналогичное (3.29) соотношение

$$\Delta B_1 = \frac{U_1 \gamma_1}{N_1 A_1 \omega_1}, \quad (3.34)$$

где ω_1 — частота колебательного заряда конденсатора C_1 (при питании генератора от источника переменного напряжения ω_1 равна частоте источника); U_1 — напряжение на конденсаторе C_1 в момент насыщения сердечника L_1 ; γ_1 — коэффициент, зависящий от формы напряжения на обмотке первого дросселя.

Форма напряжения u_{L_1} зависит, в свою очередь, от схемы входной части генератора и режима ее работы. Таким образом, для объема сердечника первого дросселя получается такая же формула (3.33), но с той лишь разницей, что величины γ_1 и ω_1 определяются другими соотношениями, которые будут получены позже при рассмотрении процессов во входной части генератора каждого из видов в соответствующих главах (гл. 5, 7 и др.).

Преобразуем выражение (3.33). Учитывая, что в соответствии с (3.2), (3.5) и (3.9)

$$L_{Hk} = \frac{1 + \lambda_{k+1}}{a_k C_k \omega_{k+1}^2}, \quad (3.35)$$

формулу (3.33) можно записать в таком виде:

$$V_k = \frac{\mu_0 \mu_{Hk} a_k \gamma_k^2 C_k U_k^2}{(\Delta B_k)^2 (1 + \lambda_{k+1})} \left(\frac{\omega_{k+1}}{\omega_k} \right)^2. \quad (3.36)$$

Величина $\frac{1}{2} C_k U_k^2$ представляет собой энергию импульса в k -м звене. Поэтому можно написать

$$\beta_k \frac{C_k U_k^2}{2} = P_{\text{н}} \tau_{\text{н}}, \quad (3.37)$$

где β_k — коэффициент передачи от k -го звена до нагрузки, равный

$$\beta_k = \prod_{j=k}^n \beta_{j, j+1},$$

P_n — импульсная мощность в нагрузке; τ_n — длительность импульса.

Обозначим через x_k отношение собственных частот соседних звеньев

$$x_k = \frac{\omega_{k+1}}{\omega_k}. \quad (3.38)$$

Тогда окончательное выражение для объема k -го сердечника будет иметь вид

$$V_k = \frac{2\mu_0\mu_n k a_k \gamma_k^2 x_k^2 P_n \tau_n}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}. \quad (3.39)$$

Как видно из (3.39), объем и, следовательно, вес сердечника прямо пропорциональны энергии импульса $P_n \tau_n$ и квадрату коэффициента x_k . Объем пропорционален также коэффициенту μ_{nk} , квадрату коэффициента γ_k и обратно пропорционален квадрату рабочего перепада индукции ΔB_k , который в большинстве случаев близок к величине $2B_s$.

Из выражения (3.39) вытекает весьма важное следствие: если сохранить все электрические параметры схемы (емкости, индуктивности и сопротивления), но, уменьшив напряжения, снизить энергию импульса, то можно, сохранив форму и длительность всех происходящих в генераторе процессов, уменьшить его объем. Это обстоятельство открывает возможность осуществления удобных для эксперимента моделей высоковольтных мощных генераторов.

Коэффициент сжатия звена. Большинство величин, входящих в формулу (3.39), может изменяться в весьма узких пределах либо задано техническими условиями. Исключение составляет величина x_k , которую разработчик может изменять по своему усмотрению, изменяя тем самым объем сердечника V_k . Таким образом, x_k является важнейшим конструктивным параметром схемы.

Коэффициент x_k характеризует отношение длительностей процессов, происходящих в соседних звеньях:

$$x_k = \frac{\tau_k}{\tau_{k+1}}. \quad (3.40)$$

Поэтому его можно назвать *коэффициентом сжатия k -го звена*. Чем больше сжатие одного звена, тем меньше звеньев необходимо для получения импульса заданной длительности и формы.

На первый взгляд может оказаться, что увеличение коэффициента x_k всегда желательно, так как это приводит к сокращению числа звеньев. Однако такая точка зрения ошибочна. Во-первых, как будет показано, уменьшение числа звеньев за счет увеличения x_k приводит не к уменьшению, а к увеличению габаритов и веса генератора и с этой точки зрения не может быть оправдано. Во-вторых, пределы возможного увеличения (а также и уменьшения) коэффициентов x_k физически ограничены свойствами магнитных материалов, условиями нормального функционирования схемы и реализуемостью конструкции. Рассмотрим этот вопрос более подробно.

О г р а н и ч е н и я x_k с в е р х у. Эти ограничения обусловлены нелинейностью характеристики намагничивания в области малых полей (гл. 2) и конечной шириной петли гистерезиса. Чтобы показать это, найдем величину максимальной напряженности магнитного поля в сердечнике k -го дросселя:

$$H_{k \text{ макс}} = \frac{N_k A_k}{V_k} I_k. \quad (3.41)$$

Выражая $N_k A_k$, V_k и I_k с помощью формул (3.29), (3.39) и (3.17), получаем

$$H_{k \text{ макс}} \approx \frac{\Delta B_k}{\mu_0 \mu_n k a_k \gamma_k x_k}. \quad (3.42)$$

Отсюда видно, что $H_{k \text{ макс}}$ в основном зависит от x_k , так как остальные величины, входящие в (3.42), могут изменяться в весьма узких пределах. Из (3.42) следует, что чем меньше x_k , тем глубже насыщается сердечник. Ранее уже говорилось, что при $H > 10H_c$ характеристика намагничивания практически является прямой линией с угловым коэффициентом, равным μ_s . Поэтому для эффективной работы дросселя можно считать достаточной такую глубину насыщения, при которой

$$0,1 H_{k \text{ макс}} > 10 H_{ck}, \quad (3.43)$$

где H_{ck} — коэрцитивная сила k -го сердечника.

Тогда в течение почти всего интервала насыщенного состояния работа будет происходить на линейном участке характеристики. Из (3.43) и (3.42) следует

$$x_k < \frac{0,01 \Delta B_k}{\mu_0 \mu_n k a_k \gamma_k H_{ck}}. \quad (3.44)$$

Условие (3.44) ограничивает x_k сверху. Рассмотрим пример. Пусть $\mu_{nk} = 4$, $a_k \gamma_k = 2$, тогда

$$x_k < \frac{\Delta B_k}{H_{ck}} 10^3. \quad (3.45)$$

Для сердечников из сплава 50НП $\Delta B = 2,9 \text{ тл}$, $H_c = 30 \div 35 \text{ а/м}$. Подставив эти значения в (3.45), получим $x_k < 100$.

Попытки дальнейшего увеличения параметра x_k путем увеличения объема сердечника могут оказаться безрезультатными вследствие того, что с уменьшением H_k макс будет увеличиваться μ_{nk} .

Если генератор вырабатывает на выходе импульсы прямоугольной формы, то, как нетрудно показать, напряженность поля в сердечнике последнего, n -го дросселя при насыщении несколько отличается от (3.42) и равна

$$H_{n \text{ макс}} = \frac{\Delta B_n}{\mu_0 \mu_{nk} a_n \gamma_n x_n} \sqrt{\frac{\tau_\phi}{\tau_n}}, \quad (3.46)$$

где τ_ϕ / τ_n — отношение длительности фронта к длительности импульса.

Соответственно, условие (3.45) в этом случае будет иметь вид

$$x_n < \frac{\Delta B_n}{H_{cn}} \sqrt{\frac{\tau_\phi}{\tau_n}} \cdot 10^3. \quad (3.47)$$

При $\tau_\phi / \tau_n = 0,1$ для приведенного выше примера будем иметь

$$x_n < 30.$$

С увеличением x_k возрастают также потери энергии в k -м сердечнике. В результате к. п. д. генератора снижается.

Если длительность процесса перемagnetизации велика (что имеет место обычно в первых звеньях генератора), то потери в сердечнике обусловлены в основном гистерезисом. Отношение энергии потерь в k -м сердечнике к энергии, запасаемой k -м конденсатором, будет в этом случае равно

$$\frac{W_{mk}}{W_k} = \frac{V_k \Delta B_k H_{ck}}{\frac{1}{2} C_k U_k^2} = \frac{2 \mu_0 \mu_{nk} a_k \gamma_k^2 x_k^2 H_{ck}}{(1 + \lambda_{k+1}) \Delta B_k}. \quad (3.48)$$

Эта величина возрастает с увеличением x_k^2 и отношения $\mu_{nk} H_{ck} / \Delta B_k$. Для рассмотренного выше примера, полагая $\lambda_{k+1} = 1$, $\gamma_k^2 = 3$, $a_k \mu_{nk} = 4$, получим

$$\frac{W_{mk}}{W_k} \approx 0,16 \cdot 10^{-3} x_k^2.$$

При $x_k < 10$ энергия потерь составляет менее 2% от W_k , но уже при $x_k = 25$ потери достигают 10%. Таким образом, если задаться допустимым значением относительной величины потерь, то величина x_k ограничивается сверху условием

$$x_k^2 < \frac{\Delta B_k}{\mu_0 \mu_{nk} a_k \gamma_k^2 H_{ck}} \left(\frac{W_{mk}}{W_k} \right)_{\text{доп}}. \quad (3.49)$$

В сердечниках последних звеньев потери энергии значительно больше, так как ширина динамической петли увеличивается с уменьшением времени перемагничивания. В этом случае, используя (2.51), получим

$$\frac{W_{mk}}{W_k} \approx \frac{2\mu_0\mu_n k a_k \gamma_k^2 x_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) 2B_{sk}} \left[H_{0k} + S_{wk} \frac{1,5 \div 1,8}{\tau_k} \right], \quad (3.50)$$

где H_{0k} — поле старта; S_{wk} — коэффициент переключения сердечника.

Из (3.50) следует, что верхний предел величины x_k определяется условием

$$x_k^2 < \frac{2B_{sk}}{\mu_0\mu_n k a_k \gamma_k^2 \left(H_{0k} + S_{wk} \frac{1,5 \div 1,8}{\tau_k} \right)} \left(\frac{W_{mk}}{W_k} \right)_{\text{доп}}. \quad (3.51)$$

Если время перемагничивания дросселя, изготовленного из ленты толщиной 20 мкм сплава 50НП, равно $\tau_k = 3$ мксек, то для получения коэффициента передачи данного звена не менее 90% коэффициент x_k должен быть не более 9,5.

Оценка верхнего предела x_k по приведенным формулам показывает, что в большинстве случаев параметр x_k ограничен сверху возрастанием потерь.

О г р а н и ч е н и я x_k с н и з у. Одно из ограничений состоит в том, что время разряда конденсатора C_{k+1} не может быть больше длительности заряда конденсатора C_k , иначе сердечник k -го дросселя насытится в обратном направлении раньше, чем $(k+1)$ -й конденсатор успеет разрядиться. Для промежуточных звеньев это условие имеет вид

$$\frac{\tau_k}{\tau_{k+2}} - x_k x_{k+1} > 1. \quad (3.52)$$

Неравенство (3.52) обычно всегда выполняется и в этом смысле является тривиальным. Однако если звено предназначено не для сжатия, а для задержки импульса, например, в генераторах с многоканальным выходом (гл. 1), то неравенство (3.52) приходится учитывать. Кроме того, это условие необходимо учитывать при построении генераторов импульсов с большим отношением длительности импульса к длительности фронта. В этом случае необходимо, чтобы $\tau_n < \tau_{n-1}$. Используя соотношение (3.77), которое будет получено в следующем параграфе, можно показать, что это требование сводится к выполнению неравенства

$$x_{n-1} x_n > \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{\tau_n}{\tau_f}}. \quad (3.53)$$

Поскольку сжатие последнего звена x_n имеет невысокий верхний предел и в большинстве случаев является заданной величиной, то формула (3.53) определяет нижний предел величины x_{n-1} .

Величина x_n может иметь дополнительные ограничения снизу в зависимости от типа применяемой схемы последнего звена. Этот вопрос будет рассмотрен в следующем параграфе.

Минимальная величина сжатия первого звена x_1 определяется типом схемы входной части генератора и режимом ее работы. Эти вопросы рассматриваются в соответствующих главах.

Наряду с перечисленными могут быть и другие ограничения для x_k . Например, с уменьшением x_k уменьшается объем и, следовательно, размеры сердечника и увеличивается число витков. При этом может оказаться, что обмотка не помещается в окне сердечника, т. е. дроссель конструктивно неосуществим. Это обстоятельство может ограничивать возможности уменьшения x_k .

3.3. ВЫХОДНОЕ ЗВЕНО

Процессы в последнем, выходном звене генератора существенно отличаются от процессов в промежуточных звеньях, поскольку последнее звено содержит нагрузку и схему формирования импульса. Кроме того, в выходном звене, как правило, имеется еще ряд элементов: импульсный трансформатор, вспомогательные элементы, относящиеся к нагрузке, элементы, служащие для поглощения энергии импульсов обратного перемагничивания, и др.

Схема формирования. Схема формирования служит для получения импульса определенной заданной формы, чаще

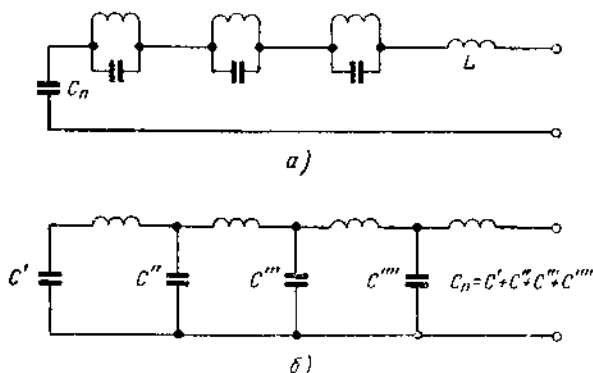


Рис. 3.2. Схемы формирующих двухполюсников:
а — с противорезонансными контурами; б — лестничного типа.

всего прямоугольной. Обычно эта схема представляет собой искусственную формирующую линию, состоящую из цепочки контуров (звеньев). Наиболее часто применяется схема линии, изображенная на рис. 3.2, а, несколько реже — схема рис. 3.2, б. В принципе возможно применение формирующих двухполюсников любых других типов.

Когда сердечник дросселя выходного звена насыщается, формирующая линия подключается к нагрузке и проис-

ходит формирование выходного импульса. При этом индуктивность насыщенного дросселя L_n всегда включена последовательно с нагрузкой и оказывает существенное влияние на процесс формирования импульса.

Рассмотрим, как происходит формирование фронта, вершины и спада для случая, когда требуется получить близкую к прямоугольной форму выходного импульса. Ограничимся рассмотрением случая, когда нагрузка представляет собой линейное сопротивление.

Искусственная формирующая линия рассчитывается таким образом, чтобы ее переходная характеристика приближалась к переходной характеристике идеальной длинной

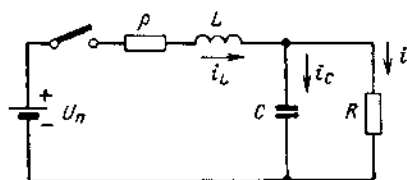


Рис. 3.3. Эквивалентная схема выходного звена.

линии [52, 55]. Чем больше число контуров линии, тем лучшее можно получить приближение. Однако и при сравнительно небольшом числе контуров поведение искусственной линии во многом аналогично поведению идеальной линии. Ее можно характеризовать волновым (характеристическим) сопротивлением ρ и длительностью формируемого импульса $\tau_{\text{и}}$, равной удвоенному времени задержки. Если напряжение на зажимах искусственной линии изменилось скачком, то этот перепад напряжения через время $\tau_{\text{и}}$ вновь появляется на зажимах двухполюсника. Однако в отличие от идеальной линии «отраженный» перепад напряжения имеет конечную длительность фронта, тем большую, чем меньше число контуров двухполюсника. Другое отличие состоит в том, что отношение входного напряжения к входному току в режиме бегущей волны не остается постоянным, а немного пульсирует. Поэтому о волновом сопротивлении можно говорить только как о некоторой усредненной эквивалентной величине. Характер пульсаций (период и амплитуда) зависит от числа контуров искусственной линии и от способа приближения ее переходной характеристики к идеальной.

Из всего сказанного следует, что от типа схемы формирующей линии, числа ее контуров и способа приближения переходной характеристики к идеальной зависит форма вершины формируемого импульса и длительность спада. Длительность фронта в первом приближении не зависит от типа линии и числа ее контуров. Она определяется в основном величиной индуктивности L , включенной последовательно с нагрузкой (рис. 3.3), и величиной емкости, шунтирующей нагрузку.

Длительность фронта импульса. Процесс формирования фронта импульса можно отразить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 3.3. Здесь: U_n — напряжение на формирующей линии в момент насыщения сердечника последнего дросселя; ρ — волновое сопротивление линии;

$$\left. \begin{aligned} L &= L_{\text{нл}} + L_p + C_{\text{сх}}, \\ C &= C_T + C_H + C_{\text{сх}}, \\ R &= \frac{R_H R_T}{R_H + R_T}, \end{aligned} \right\} \quad (3.54)$$

$L_{\text{нл}}$ — индуктивность последнего дросселя при насыщении; L_p — индуктивность рассеяния импульсного трансформатора; $L_{\text{сх}}$ — паразитная индуктивность, состоящая из индуктивности соединительных проводов и индуктивности всех вспомогательных устройств, включенных последовательно с нагрузкой; C_T — эквивалентная емкость импульсного трансформатора; C_H — емкость нагрузки; $C_{\text{сх}}$ — паразитная емкость (включенная параллельно нагрузке); R_H — сопротивление нагрузки; R_T — эквивалентное сопротивление потерь в сердечнике импульсного трансформатора.

Насыщение сердечника дросселя L_n соответствует замыканию ключа. Обозначим этот момент $t = 0$. Тогда, обозначая u_R напряжение на выходе, можно написать

$$\left. \begin{aligned} u_R(0) &= 0, \\ i(0) = i_L(0) = i_C(0) &= 0, \\ \frac{di(0)}{dt} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.55)$$

Последнее равенство следует из того, что при $t = 0$

$$i_L = i + RC \frac{di}{dt} = 0.$$

В момент окончания формирования фронта, т. е. при $t = \tau_{\Phi}$, будем иметь

$$\left. \begin{aligned} u_R(\tau_{\Phi}) &= U_n = U_n \frac{R}{\rho + R}, \\ i(\tau_{\Phi}) &= i_L(\tau_{\Phi}) = I_n = \frac{U_n}{\rho + R}, \\ i_C(\tau_{\Phi}) &\approx 0, \quad \frac{di(\tau_{\Phi})}{dt} \approx 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.56)$$

Здесь U_n и I_n соответственно обозначают средние значения выходного напряжения и тока i на вершине импульса.

Составим уравнение для эквивалентной схемы

$$iR + \left(i + RC \frac{di}{dt} \right) \rho + L \frac{di_L}{dt} = U_n. \quad (3.57)$$

Если i_L выразить через i , то получим дифференциальное уравнение второго порядка, решая которое, можно найти выражение, описывающее изменение выходного напряжения при формировании фронта импульса, и вычислить длительность фронта. Точное решение этой задачи имеется в литературе [50, 51, 53—55], однако получить аналитическое выражение для длительности фронта из точного решения дифференциального уравнения невозможно, так как τ_{Φ} является корнем трансцендентного уравнения.

Можно пользоваться графиками, вычисленными для различных конкретных значений параметров. Вместе с тем для решения практических задач и проведения сравнительной количественной оценки влияния различных факторов было бы полезно иметь хотя и приближенную, но простую и наглядную формулу, дающую зависимость τ_{Φ} от параметров эквивалентной схемы.

Для этого проинтегрируем уравнение (3.57) в интервале $0 \leq t \leq \tau_{\Phi}$

$$\begin{aligned} & (\rho + R) \int_0^{\tau_{\Phi}} i dt + \rho RC [i(\tau_{\Phi}) - i(0)] + \\ & + L [i_L(\tau_{\Phi}) - i_L(0)] = U_n \tau_{\Phi}. \end{aligned} \quad (3.58)$$

Подставляя (3.55) и (3.56) в (3.58), получим

$$\tau_{\Phi} = \frac{L + \rho RC}{\rho + R} \frac{I_n}{U_n - i^*}, \quad (3.59)$$

где

$$i^* = \frac{1}{\tau_{\phi}} \int_0^{\tau_{\phi}} i \, dt$$

есть среднее значение тока i в интервале $0 \leq t \leq \tau_{\phi}$. Учитывая, что $i(t)$ изменяется монотонно в этом интервале, величину i^* примем равной $i^* = I_n/2$. Тогда выражение для длительности фронта примет вид

$$\tau_{\phi} = 2 \frac{L + \rho RC}{\rho + R}. \quad (3.60)$$

Сравнение с результатами точных вычислений [53, 54] показывает, что формула (3.60) обеспечивает вполне достаточную точность для практических расчетов. Исключение представляет случай, когда $R \gg \rho$ и на фронте появляется выброс. Однако для нас этот случай не представляет интереса, так как в практически используемых режимах $R = \rho$ (или $R < \rho$ в генераторах импульсов тока, описанных в гл. 12). При этом выброс в начальной части импульса практически всегда отсутствует.

В случае согласованной нагрузки, когда $R = \rho$, длительность фронта равна

$$\tau_{\phi} = \frac{L + R^2 C}{R}. \quad (3.61)$$

Если в (3.60) или (3.61) подставить выражения для L и C из (3.54), то длительность фронта будет равна сумме нескольких самостоятельных слагаемых

$$\tau_{\phi} = t_d + t_{\tau} + t_0, \quad (3.62)$$

из которых величина t_d обусловлена индуктивностью последнего дросселя L_{nn} , величина t_{τ} определяется только параметрами импульсного трансформатора, а t_0 — паразитными параметрами схемы и нагрузки.

В случае согласованной нагрузки эти составляющие равны соответственно

$$t_d = \frac{L_{nn}}{R}, \quad (3.63)$$

$$t_{\tau} = \frac{L_p + R^2 C_{\tau}}{R}, \quad (3.64)$$

$$t_0 = \frac{L_{cx} + R^2 (C_{cx} + C_n)}{R}. \quad (3.65)$$

Все эти слагаемые практически не зависят друг от друга. Например, при изменении параметров импульсного трансформатора будет изменяться только t_T , остальные же слагаемые останутся постоянными. Таким образом, количественная оценка влияния параметров последнего дросселя, импульсного трансформатора и других элементов схемы на длительность фронта может производиться отдельно для каждого из элементов.

В большинстве случаев при рациональной конструкции элементов величины t_T и t_0 удастся сделать достаточно малыми и длительность фронта практически равна t_d . Однако при генерировании коротких импульсов ($\tau_n < 0,3$ мксек) значения t_T и t_0 становятся соизмеримыми с t_d (гл. 11).

Формирование вершины импульса. Процесс формирования вершины также можно приближенно отразить эквивалентной схемой, приведенной на рис. 3.3, так как та часть линии, которая подключена к нагрузке, находится как бы в режиме бегущей волны. Из этой схемы можно получить выражения для средних значений тока и напряжения в импульсе

$$I_n = \frac{U_n}{\rho + R}, \quad U_n = U_n \frac{R}{\rho + R}. \quad (3.66)$$

При согласованной нагрузке

$$I_n = \frac{U_n}{2R}, \quad U_n = \frac{U_n}{2}. \quad (3.67)$$

Емкость последнего звена C_n равна суммарной емкости формирующей линии (для постоянного напряжения). Остаточное напряжение U'_n на этой емкости после перехода сердечника последнего звена в ненасыщенное состояние может быть в общем случае определено из соотношений

$$\left. \begin{aligned} U_n I_n \tau_n &= \frac{1}{2} C_n U_n^2 - \frac{1}{2} C_n U_n'^2, \\ I_n \tau_n &= C_n (U_n - U_n'). \end{aligned} \right\} \quad (3.68)$$

При согласованной нагрузке, как нетрудно убедиться, $U'_n = 0$, т. е. линия разряжается полностью. Отсюда, учитывая (3.67), получим

$$C_n = \frac{\tau_n}{2\rho}, \quad (3.69)$$

где τ_n измеряется на среднем уровне импульса (соответствующем $0,5 I_n$ или $0,5 U_n$).

Соотношение (3.69) справедливо для любой схемы формирующей линии и выражает связь между основными ее параметрами.

Никакая реальная искусственная линия не обеспечивает совершенно прямолинейной вершины импульса. Размах и число пульсаций на вершине зависят, как уже указывалось, от типа схемы двухполюсника, числа его контуров и способа приближения переходной характеристики. Например, двухполюсник, построенный на основе равномерного приближения, дает значительно меньшую величину пульсаций, чем двухполюсник, построенный на основе квадратичного приближения переходной характеристики [55]. Число пульсаций на вершине обычно равно числу контуров линии, а их амплитуда при равномерном приближении убывает с увеличением числа контуров.

Индуктивность L и емкость C эквивалентной схемы несколько уменьшают амплитуду пульсаций, являясь своего рода фильтром нижних частот. Степень этого уменьшения легко может быть подсчитана.

Наклон вершины импульса также зависит в основном от схемы формирующей линии. Кроме того, наклон вершины зависит от импульсного трансформатора (от характера изменения тока намагничивания). Для более точного определения формы вершины сопротивление потерь трансформатора R_T надо заменить генераторами токов I_b и i_m (рис. 2.5).

Если процесс намагничивания определяется в основном вихревыми токами, то, как отмечалось в предыдущей главе, ток намагничивания линейно возрастает, что может привести к завалу вершины. Однако этот завал может быть скорректирован путем соответствующего изменения параметров формирующего двухполюсника. Так, например, в случае двухполюсника, построенного по схеме рис. 3.2, а, увеличение зарядной емкости при неизменных параметрах контуров приводит к подъему плоской части импульса, уменьшение же этой емкости вызывает спад вершины.

Таким образом, форма вершины импульса (наклон и пульсации) главным образом определяется параметрами контуров формирующей линии, а также в определенной степени зависит и от параметров эквивалентной схемы (L , C и тока намагничивания импульсного трансформатора).

Длительность спада импульса. Длительность спада τ_c имеет конечную величину даже при отсутствии L и C , так как искусственная формирующая линия, состоящая из конечного и притом весьма небольшого числа контуров, заметно искажает фронт бегущей волны. Наличие индуктивности L и емкости C приводит к дополнительному увеличению длительности спада. Это увеличение имеет тот же порядок, что и величина τ_ϕ .

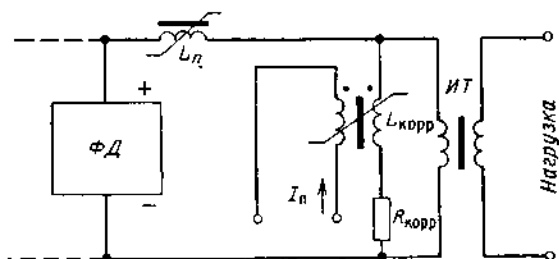


Рис. 3.4. Выходное звено с корректирующей цепью, уменьшающей длительность спада.

Увеличивая число контуров линии, можно приблизить величину τ_c к τ_ϕ . Однако это не всегда возможно вследствие того, что индуктивности контуров оказываются слишком малыми и их нельзя практически реализовать. В некоторых случаях можно достигнуть значительного уменьшения τ_c путем применения схемных решений, одно из которых показано на рис. 3.4. Здесь выходное звено имеет *корректирующую цепочку*, состоящую из подмагниченного постоянного тока дросселя $L_{\text{кorr}}$ и сопротивления $R_{\text{кorr}}$. Число витков корректирующего дросселя выбрано с таким расчетом, что его сердечник насыщается в момент начала спада импульса и индуктивность $L_{\text{н кorr}}$ шунтирует нагрузку, ускоряя тем самым процесс спада. Для уменьшения обратного всплеска на нагрузке служит сопротивление $R_{\text{кorr}}$, которое поглощает неизрасходованную во время импульса часть энергии линии.

Влияние нелинейности нагрузки. Все полученные выше соотношения, как уже отмечалось, относятся к случаю линейного сопротивления нагрузки. Если нагрузка представляет собой нелинейное сопротивление, то процесс формирования импульса может существенно отличаться от рассмотренного нами случая.

Типичным примером нелинейной нагрузки является магнетрон, вольтамперная характеристика которого аналогична характеристике диода с постоянным смещением. До тех пор, пока напряжение не превысит некоторого значения, ток через магнетрон равен нулю. Поэтому формирование фронта происходит в режиме, близком к режиму холостого хода. Другая отличительная особенность тока на вершине импульса в несколько раз больше относительной амплитуды пульсаций напряжения.

Очевидно, что если вольтамперная характеристика нагрузки известна, то, рассматривая процесс формирования импульса аналогично случаю линейного сопротивления, можно в принципе получить все необходимые соотношения.

Объем сердечника последнего дросселя. По аналогии с промежуточными звеньями введем частоту последнего звена

$$\omega_{n+1}^2 = \frac{2}{L_{нн} C_n}, \quad (3.70)$$

где $L_{нн}$ — индуктивность насыщенного n -го дросселя; C_n — емкость последнего звена, определяемая формулой (3.69).

Следует иметь в виду, что величина ω_{n+1} не является частотой какого-либо процесса в генераторе, однако ее использование удобно с точки зрения единства обозначений. Аналогично предыдущему обозначим

$$\left. \begin{aligned} x_n &= \frac{\omega_{n+1}}{\omega_n}, \\ \lambda_{n+1} &= 1, \\ a_n &= 1. \end{aligned} \right\} \quad (3.71)$$

Очевидно, что величина ω_{n+1} связана с параметрами выходного импульса, так как наличие индуктивности дросселя $L_{нн}$ приводит к удлинению фронта t_d , определяемому выражением (3.63). Это удлинение составляет определенную часть длительности импульса, которую обозначим

$$\alpha = \frac{t_d}{\tau_n} = \frac{2L_{нн}}{(\rho + R)\tau_n}. \quad (3.72)$$

В режиме согласованной нагрузки

$$\alpha = \frac{L_{нн}}{\rho\tau_n}, \quad (3.73)$$

откуда с учетом (3.69) следует, что

$$\omega_{n+1}^2 = \frac{4}{\alpha\tau_n^2}. \quad (3.74)$$

Нетрудно показать, что при таком определении величин ω_{n+1} и x_n объем сердечника последнего дросселя будет выражаться формулой (3.39), где $k = n$:

$$V_n = \frac{\mu_0 \mu_n n \gamma_n^2 x_n^2 P_n \tau_n}{(\Delta B_n)^2 \beta_n}. \quad (3.75)$$

Здесь β_n — коэффициент передачи энергии заряженной формирующей линии в нагрузку. В большинстве случаев эту величину можно считать равной коэффициенту полезного действия импульсного трансформатора.

Сжатие последнего звена. По аналогии с промежуточным звеном отношение

$$x_n = \frac{\omega_{n+1}}{\omega_n}$$

будем называть *коэффициентом сжатия последнего звена*. Однако в данном случае величина x_n не совпадает с отношением длительности заряда емкости последнего звена к длительности ее разряда. Действительно согласно (3.74)

$$x_n = \frac{2}{\pi} \frac{\tau_n}{\sqrt{\alpha}} \frac{\tau_n}{\tau_n}. \quad (3.76)$$

Это объясняется тем, что импульс тока разряда имеет не полусинусоидальную форму, а прямоугольную, причем значения параметров L_{nn} и C_n влияют не только на величину τ_n , но и на длительность фронта импульса. Поэтому и сжатие последнего звена зависит от длительности фронта.

В частности, если входящие в (3.62) величины t_T и t_0 малы по сравнению с t_d , то $\alpha = \tau_\phi / \tau_n$, откуда

$$x_n = \frac{2}{\pi} \frac{\tau_n}{\sqrt{\tau_\phi \tau_n}}. \quad (3.77)$$

Величина x_n имеет те же физические ограничения, которые были рассмотрены в предыдущем параграфе. Кроме них могут быть еще дополнительные ограничения. Одно из них связано с тем, что при малых значениях x_n время заряда формирующего двухполюсника соизмеримо с длительностью импульса, вследствие чего двухполюсник во время заряда уже нельзя рассматривать как чистую емкость. Это приводит к тому, что напряжения на конденсаторах формирующего двухполюсника и токи катушек не успевают принять необходимые значения, что вызывает, в конечном счете, искажение формы импульса. Экспериментально установлено, что значительные искажения формы импульса

возникают, когда отношение времени заряда формирующей линии к времени ее разряда становится меньше двух.

Искажения формы импульса можно ослабить, применяя специальные схемы заряда линии (например, заряд через среднюю точку для линии лестничного типа, изображенной на рис. 3.2, б).

Это ограничение совершенно устраняется, если применить формирующий двухполюсник с противорезонансными

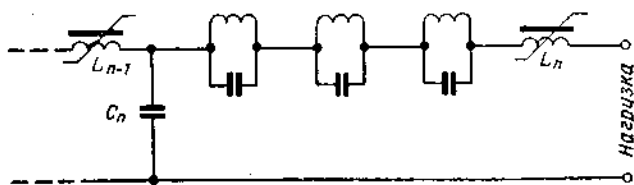


Рис. 3.5. Схема включения формирующей линии построенной схемы, изображенной на рис. 3.2, а

контурами (рис. 3.2, а), включенный так, чтобы ток заряда его емкости не проходил через контуры (рис. 3.5).

Если последнее звено построено по схеме типа Б, то при отсутствии импульсного трансформатора заряд емкости последнего звена происходит через сопротивление нагрузки и вызывает потери энергии. Можно показать, что относительная величина этих потерь обратно пропорциональна величине x_n и при $x_n < 5$ может превышать 50%. Таким образом величина x_n оказывается ограниченной снизу. Однако это ограничение полностью отсутствует, если имеется импульсный трансформатор, так как тогда ток заряда конденсатора C_n протекает через первичную обмотку трансформатора, сердечник которого в этот интервал времени находится в насыщенном состоянии.

3.4. ОБЩИЙ ОБЪЕМ СЕРДЕЧНИКОВ

Общий объем всех сердечников генератора равен

$$V_{\Sigma} = \sum_{k=1}^n V_k.$$

Подставив V_k из (3.39), получим

$$V_{\Sigma} = 2\mu_0 P_{и\tau} \sum_{k=1}^n \frac{\mu_n k a_k \gamma_k^2 x_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}. \quad (3.78)$$

Отсюда видно, что для уменьшения объема сердечников следует применять магнитный материал с настолько большой индукцией насыщения, насколько это позволяют другие требования. При конструировании дросселей и трансформаторов необходимо стремиться к снижению величин $\mu_{нк}$. Объем сердечников будет также уменьшаться с уменьшением потерь в звеньях, особенно в последних.

Кроме того, объем сердечников существенно зависит от числа магнитных звеньев и от распределения сжатия по звеньям, т. е. от величин x_k . Причем как число звеньев, так и отношения объемов сердечников отдельных звеньев можно варьировать в довольно широких пределах, тогда как возможности изменения остальных величин, входящих в (3.78), более ограничены.

Рассмотрим, при каких условиях общий объем сердечников минимален.

Условие минимума общего объема. Вначале предположим, что число звеньев задано, и найдем наивыгоднейшие значения отношений объемов сердечников отдельных звеньев с точки зрения получения минимального общего объема. Составим прежде всего произведение величин объемов всех сердечников. Предварительно заметим, что произведение всех величин x_k^2 равно

$$\prod_{k=1}^n x_k^2 = \frac{\omega_1^{2n+1}}{\omega_1^2},$$

где ω_1 в случае питания генератора от источника переменного тока равна частоте источника $\omega_1 = \omega = 2\pi/T$.

Обозначим через ξ коэффициент заполнения

$$\xi = \frac{\tau_n}{T} = \frac{\omega \tau_n}{2\pi}. \quad (3.79)$$

Тогда, учитывая (3.74), можно записать

$$\prod_{k=1}^n x_k^2 = \frac{4}{\alpha (\omega \tau_n)^2} = \frac{4}{\alpha (2\pi)^2 \xi^2} \approx \frac{1}{10\alpha \xi^2}. \quad (3.80)$$

С учетом (3.80) и (3.39) произведение величин объемов всех сердечников запишется в виде

$$\prod_{k=1}^n V_k = \frac{(2\mu_0 P_n \tau_n)^n}{10\alpha \xi^2} \prod_{k=1}^n \frac{\mu_n k a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}. \quad (3.81)$$

С изменением величин x_k , вообще говоря, будут изменяться коэффициенты передачи звеньев, а также величины μ_{nk} и a_k . Однако диапазон изменений этих параметров сравнительно невелик и мы будем считать их не зависящими от x_k .

При таком предположении из (3.81) следует, что произведение объемов сердечников не зависит от величин x_k и при заданных ΔB_k , ξ и энергии импульса является постоянной величиной.

Задача определения минимума общего объема сердечников теперь сводится к нахождению минимума суммы (3.78) при заданном произведении ее слагаемых (3.81). Очевидно, что искомый минимум будет при равенстве объемов всех сердечников

$$V_1 = V_2 = \dots = V_n. \quad (3.82)$$

Таким образом, минимальный общий объем сердечников генератора I вида, состоящего из n звеньев, определяется выражением

$$V_{\Sigma \text{ мин}} = n \frac{2\mu_0 P_n \tau_n}{\sqrt{10\alpha\xi^2}} \sqrt[n]{\prod_{k=1}^n \frac{\mu_{nk} a_k \gamma_k^2}{(1+\lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}}. \quad (3.83)$$

Для генератора II вида (содержащего немагнитные звенья) частота ω_1 равна π/τ , где τ — длительность заряда конденсатора первого магнитного звена. Поэтому выражение для $V_{\Sigma \text{ мин}}$ будет содержать $2,5 \alpha \frac{\tau_n}{\tau}$ вместо $10\alpha\xi^2$.

Заметим, что полученное условие минимального объема не всегда оказывается целесообразным или даже выполнимым. Этому условию могут противоречить ограничения, рассмотренные в предыдущих параграфах, а также ограничения величины x_1 , которые будут рассмотрены в последующих главах. Кроме того, как будет показано, условие получения максимального к. п. д. генератора не совпадает с условием (3.82). Поэтому необходимо выяснить, как влияют отклонения от полученного условия на величину общего объема.

Рассмотрим этот вопрос на примере трехзвенной схемы генератора. Пусть объемы сердечников связаны между собой соотношениями

$$\left. \begin{aligned} V_2 &= \xi_2 V_1, \\ V_3 &= \xi_3 V_1. \end{aligned} \right\} \quad (3.84)$$

Здесь ξ_2 и ξ_3 — коэффициенты, отличие которых от единицы определяет степень отклонения от условия минимального объема, который согласно полученному выше результату равен

$$V_{\Sigma \text{ мин}} = 3 \sqrt[3]{V_1 V_2 V_3} = 3 V_1 \sqrt[3]{\xi_2 \xi_3}.$$

Отсюда отношение общего объема всех трех сердечников при данных значениях ξ_2 и ξ_3 к минимальному общему объему будет равно

$$\frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3 V_1 \sqrt[3]{\xi_2 \xi_3}} = \frac{1 + \xi_2 + \xi_3}{3 \sqrt[3]{\xi_2 \xi_3}}. \quad (3.85)$$

На рис. 3.6 представлены графики, вычисленные по формуле (3.85) для значений ξ_3 , равных 1, 2 и 5. Как видно из рисунка, даже значительные изменения коэффициентов

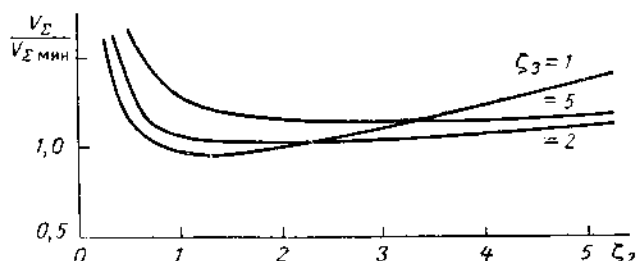


Рис. 3.6. Зависимость общего объема сердечников от соотношения между объемами.

ξ_2 и ξ_3 не приводят к большому увеличению объема. Другими словами, полученное условие минимума общего объема (3.82) не является критичным. Это позволяет при необходимости варьировать в известных пределах величины относительных объемов отдельных сердечников, сохраняя общий объем близким к минимальному.

Оптимальное число звеньев генератора. Рассмотрим теперь зависимость общего объема от числа звеньев, полагая объемы всех сердечников равными. Отметим, что входящий в выражение (3.83) корень

$$\sqrt[n]{\prod_{k=1}^n \frac{\mu_H k a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}}$$

представляет собой среднее геометрическое значение следующей дроби, взятое по всем звеньям:

$$\frac{\mu_{n k} \alpha_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}.$$

Выше уже отмечалось, что входящие в эту дробь величины могут изменяться лишь в ограниченных пределах. Тем более можно полагать не зависящим от числа звеньев среднее значение этой дроби.

При этом предположении зависимость общего объема от числа звеньев определяется первым множителем в формуле (3.83), который для краткости запишем в виде

$$f(n) = \frac{n}{\sqrt[n]{Z}}, \quad (3.86)$$

где

$$Z = 10\alpha\xi^2 \quad (3.87)$$

представляет величину, не зависящую от числа звеньев n .

Найдем минимум функции $f(n)$. Чтобы упростить отыскание экстремума, предварительно прологарифмируем (3.86)

$$F(n) = \ln f(n) = \ln n - \frac{1}{n} \ln Z. \quad (3.88)$$

Приравняв производную $F(n)$ нулю, получим

$$\frac{dF}{dn} = \frac{1}{n} + \frac{\ln Z}{n^2} = 0. \quad (3.89)$$

Легко показать, что данный экстремум является минимумом. Таким образом, оптимальное число звеньев, при котором общий объем сердечников минимален, как следует из (3.89), равно

$$n_{\text{опт}} = \ln \frac{1}{Z} = \ln \frac{1}{10\alpha\xi^2}. \quad (3.90)$$

Чтобы оценить порядок величины $n_{\text{опт}}$, учтем, что 10α является величиной порядка единицы. Полагая ее равной единице, найдем, что при коэффициенте заполнения, равном $\xi = 10^{-5}$, число звеньев, при котором вес сердечников минимален, должно быть равно 23, при $\xi = 10^{-4}$ равно 19 и при $\xi = 10^{-3}$ равно 14.

Интересно отметить, что коэффициенты сжатия χ_k при оптимальном числе звеньев имеют одну и ту же величину независимо от

значений α и ξ . Это нетрудно показать. При равных объемах сердечников величины x_k в соответствии с (3.39) также приблизительно равны между собой, поэтому можно положить

$$\prod_{k=1}^n x_k^2 = (\bar{x}_k^2)^n, \quad (3.91)$$

где $\bar{x}_k$ — среднее значение x_k по всем звеньям.

Отсюда, учитывая (3.90) и (3.80), найдем

$$\bar{x}_{k \text{ опт}}^2 = e \quad \text{или} \quad \bar{x}_{k \text{ опт}} = \sqrt{e} = 1,6487. \quad (3.92)$$

Естественно, что при таких значениях x_k общее число звеньев получается весьма большим.

Совершенно очевидно, что осуществить генератор с подобным числом звеньев в обычных условиях оказывается нецелесообразным или даже невозможным. Нецелесообразность такого большого числа звеньев следует хотя бы из того, что при этом вес обмоток и конденсаторов оказывается значительно больше веса самих сердечников и, следовательно, такой вариант с точки зрения уменьшения габаритов всего генератора и повышения к. п. д. является невыгодным.

Обычно при проектировании приходится сравнивать между собой трех-, четырех-, а иногда и пятизвенные варианты, выбирая из них тот, который обладает наименьшим весом с учетом веса конденсаторов и обмоток.

Таким образом, в реальных генераторах число звеньев почти всегда далеко от значения $n_{\text{опт}}$, а общий объем сердечников заметно больше минимального. Так, например, при $10\alpha\xi^2 = 10^{-3}$ генератор, построенный из шести звеньев, имеет вес сердечников в 1,6 раза больше минимального, из четырех звеньев — в 3,3 раза, и из трех звеньев — почти в 8 раз.

Из этого примера видно, что особенно значительное изменение объема сердечников с изменением числа звеньев имеет место при небольшом числе звеньев.

ТЕОРИЯ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА КОЛЕБАНИЙ

Как уже отмечалось в гл. 1, параметры входной части магнитного генератора, включающей зарядный контур и первое звено, существенно определяют режим работы генератора. Процессы, протекающие в остальных звеньях и носящие импульсный характер, подробно рассмотрены в предыдущих главах. Настоящая глава посвящена рассмотрению колебательного процесса во входной части магнитного генератора с общих позиций теории колебаний. Задачей анализа является получение уравнений, описывающих колебательный процесс, отыскание рещений, соответствующих выбранному стационарному режиму, исследование устойчивости и определение области существования этого режима.

Все изложенное в данной главе непосредственно относится к схемам магнитных генераторов I вида (содержащих только дроссели, трансформаторы и конденсаторы и питаемых от источников переменной э. д. с.).

4.1. ВЫВОД ОСНОВНЫХ УРАВНЕНИЙ

Исходные положения. Следуя принципу, изложенному в гл. 2, будем считать, что ток намагничивания дросселя (трансформатора), когда его сердечник не насыщен, не оказывает существенного влияния на процессы в схеме. Иначе говоря, в первом приближении ток намагничивания можно принять равным нулю. Приняв это основное допущение, можно аппроксимировать характеристику намагничивания ломаной линией, показанной на рис. 4.1. Это позволит применить метод припасовывания, используя линейные дифференциальные уравнения для описания каждого из возможных состояний системы.

Для анализа возьмем схему магнитного генератора, входная часть которого содержит зарядный дроссель,

обладающий линейной индуктивностью L , и первое звено типа А, состоящее из конденсатора C_1 и дросселя L_1 , подмагниченного постоянным током $I_{п1}$. Остальные звенья могут быть как типа А, так и типа Б. Генератор питается

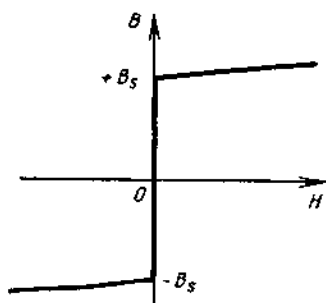


Рис. 4.1. Идеализированная кривая намагничивания.

от источника переменной э. д. с. $e = E_m \sin \omega t$. Параметры второго и последующих звеньев выбраны так, что исключается преждевременное насыщение сердечника второго дросселя и обратная передача энергии из второго звена в первое. Условия, позволяющие обеспечить данные требования, были рассмотрены в предыдущих главах.

Ненасыщенное состояние сердечника.

В соответствии с принятыми допущениями процессы во входной части генератора в течение промежутка времени, когда сердечник дросселя первого звена не насыщен, отражаются эквивалентной схемой, изображенной на рис. 4.2. Здесь r — сопротивление, учитывающее потери в зарядном контуре,

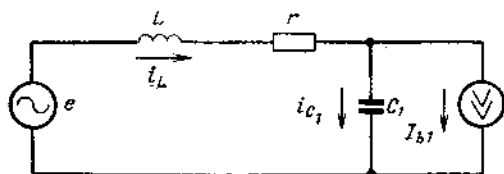


Рис. 4.2. Эквивалентная схема при ненасыщенном сердечнике первого дросселя.

включая и внутреннее сопротивление источника. Согласно изложенному в § 2.1 дроссель первого звена представляется в виде генератора постоянного тока смещения I_{b1} , равного приведенной величине тока подмагничивания первого дросселя

$$I_{b1} = -I_{п1} \frac{N_{п1}}{N_1}. \quad (4.1)$$

Пренебрегая шунтирующим действием дросселя развязки в цепи подмагничивания, будем считать внутреннее сопротивление генератора тока I_{b1} бесконечно большим.

При выбранных на рис. 4.2 направлениях токов и напряжений можно записать следующее дифференциальное уравнение:

$$u_{C_1} + r \left(I_{b_1} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} \right) + LC_1 \frac{d^2 u_{C_1}}{dt^2} = E_m \sin(\omega t + \psi). \quad (4.2)$$

Здесь время отсчитывается от момента, когда сердечник переходит в ненасыщенное состояние, и ψ обозначает фазу питающего напряжения в этот момент. Условимся везде в дальнейшем считать, что $-\pi \leq \psi < \pi$. Для удобства введем безразмерные переменные $t' = \omega t$, $u_1 = u_{C_1}/E_m$. Тогда уравнение (4.2) примет вид

$$\frac{1}{b^2} \frac{d^2 u_1}{dt'^2} + \frac{d}{b} \frac{du_1}{dt'} + u_1 = \sin(t' + \psi) - \frac{d}{2b} M, \quad (4.3)$$

где $b = \frac{1}{\omega \sqrt{LC_1}} = \frac{\omega_1}{\omega}$ — параметр настройки зарядного контура;

$$d = r \sqrt{\frac{C_1}{L}} = r\omega_1 C_1 \text{ — затухание контура;}$$

$$M = \frac{2I_{b_1}}{E_m \omega C_1} \text{ — относительная величина тока смещения.}$$

Уравнение (4.3) имеет решение вида

$$u_1 = \beta \sin(t' + \psi + \varphi) + ye^{-\frac{bd}{2}t'} \times \\ \times \sin(b_1 t' + z) - \frac{d}{2b} M, \quad (4.4)$$

где $b_1 = b \sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}$. Подставляя (4.4) в (4.3), найдем

$$\operatorname{tg} \varphi = -\frac{bd}{b^2 - 1}, \quad (4.5)$$

$$\beta = \frac{b^2}{\sqrt{(b^2 - 1)^2 + (bd)^2}} = \frac{b^2}{b^2 - 1} \cos \varphi. \quad (4.6)$$

Заметим, что если принять $\beta > 0$, то $-\pi \leq \varphi \leq 0$. Остальные параметры (y , z и ψ) пока не известны. Для их определения необходимо знать состояние схемы в момент выхода сердечника дросселя L_1 из насыщенного состояния (при $t = 0$).

Насыщенное состояние сердечника. При насыщении сердечника дросселя L_1 происходит разряд конденсатора C_1 . Отметим, что длительность τ_2 этого процесса мала по сравнению с периодом T колебаний питающей э. д. с. Поэтому эквивалентную схему первого звена можно представить, как показано на рис. 4.3. Здесь индуктивность $L_{н1}$, сопротивление r_1 и генератор тока I_{b1} образует схему замещения первого дросселя. Поскольку $L \gg L_{н1}$, то очевидно, что ток через L за время τ_2 не может существенно

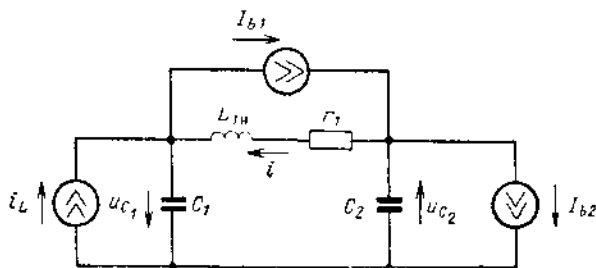


Рис. 4.3. Эквивалентная схема первого звена при насыщенном сердечнике.

измениться. Поэтому влияние зарядного контура отразим на эквивалентной схеме с помощью генератора тока i_L , величина которого за время τ_2 изменяется незначительно.

Переключающий дроссель (трансформатор) второго звена, сердечник которого в рассматриваемом интервале времени не насыщен, представлен генератором тока смещения I_{b2} , равного приведенной величине тока подмагничивания дросселя L_2 . В принципе к току I_{b2} может быть добавлен и ток намагничивания этого дросселя, который в течение времени τ_2 не изменяет направления.

Время t_1 будем отсчитывать с момента перехода сердечника первого дросселя в насыщенное состояние. В этот момент ток i через индуктивность $L_{н1}$ равен нулю. Напряжение u_{C2} на емкости C_2 в этот момент будем также считать равным нулю. Это справедливо, если второе звено работает в режиме обратного перемагничивания с насыщением сердечника (см. § 5.2).

Составим уравнение для схемы на рис. 4.3

$$u_{C1} + u_{C2} + r_1 i + L_{н1} \frac{di}{dt_1} = 0. \quad (4.7)$$

Ток через емкость C_1 равен

$$i_{C_1} = i + i_L - I_{b1},$$

откуда получим

$$u_{C_1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} i(t_1) dt_1 + \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} (i_L - I_{b1}) dt_1 + u_{C_1}(0). \quad (4.8)$$

Аналогично

$$u_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int_0^{t_1} i(t_1) dt_1 - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} t_1. \quad (4.9)$$

Подставив (4.8), (4.9) в (4.7), получим

$$\frac{d^2 q}{dt_1^2} + \frac{r_1}{L_{H1}} \frac{dq}{dt_1} + \frac{C_1^{-1} + C_2^{-1}}{L_{H1}} q = -\frac{\tilde{u}}{L_{H1}}, \quad (4.10)$$

где

$$q(t_1) = \int_0^{t_1} i(t_1) dt_1;$$

$$\tilde{u} = u_{C_1}(0) + \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} (i_L - I_{b1}) dt_1 - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} t_1.$$

Решение уравнения (4.10) имеет вид

$$q = F(t_1) + e^{-\alpha_2 t_1} (A \cos \omega_2 t_1 + B \sin \omega_2 t_1), \quad (4.11)$$

где $F(t_1)$ — функция такого же вида, как и $\tilde{u}$, являющаяся частным решением уравнения (4.10); A и B — константы.

Здесь введены следующие обозначения:

$$\alpha_2 = \frac{r_1}{2L_{H1}}, \quad \omega_2^2 = \omega_{02}^2 - \alpha_2^2,$$

$$\omega_{02}^2 = \frac{1 + \lambda_2}{L_{H1} C_1}, \quad \lambda_2 = \frac{C_1}{C_2}.$$

Ток $i(t_1)$ находится из (4.11) дифференцированием. Заметим, что величина $F(t_1)$ изменяется значительно медленнее, чем второй член в (4.11), имеющий частоту ω_2 . Учитывая, что за время, приблизительно равное полупериоду частоты ω_2 , изменение $F(t_1)$ незначительно, будем при дифференцировании (4.11) величину F формально

считать постоянной. Тогда с учетом начальных условий получим

$$\left. \begin{aligned} i &= -\frac{\tilde{u}}{\omega_2 L_{H1}} e^{-\alpha_2 t_1} \sin \omega_2 t_1, \\ q &= -\frac{C_1 \tilde{u}}{1+\lambda_2} \left(1 - e^{-\alpha_2 t_1} \cos \omega_2 t_1 - \frac{\alpha_2}{\omega_2} \times \right. \\ &\quad \left. \times e^{-\alpha_2 t_1} \sin \omega_2 t_1 \right). \end{aligned} \right\} \quad (4.12)$$

Разряд конденсатора C_1 заканчивается через время $\tau_2 = \pi/\omega_2$, когда i становится равным нулю и сердечник L_1 выходит из насыщенного состояния. Количество электричества, которое протечет за это время через индуктивность L_{H1} , равно

$$q(\tau_2) = -C_1 \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2} \tilde{u}(\tau_2), \quad (4.13)$$

где $\delta_2 = e^{-\alpha_2 \tau_2}$. Здесь $\tilde{u}(\tau_2)$ определяется выражением

$$\tilde{u}(\tau_2) = u_{C1}(0) + \frac{1}{C_1} \int_0^{\tau_2} (i_L - I_{b1}) dt_1 - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} \tau_2.$$

Как было отмечено выше, процесс разряда C_1 в силу его кратковременности весьма мало влияет на величину тока i_L . Еще меньше будет его влияние на величину интеграла от этого тока. Поэтому можно записать

$$\tilde{u}(\tau_2) = \hat{u}_{C1} - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} \tau_2,$$

где $\hat{u}_{C1}$ — напряжение, которое было бы на C_1 в момент $t_1 = \tau_2$, если бы ток i через L_{H1} отсутствовал. Величина этого напряжения определяется выражением (4.4).

Подставив $\tilde{u}(\tau_2)$ в (4.13), (4.8) и (4.9), найдем напряжения на C_1 и C_2 в момент перехода сердечника первого дросселя в ненасыщенное состояние

$$\left. \begin{aligned} u_{C1}(\tau_2) &= \left(1 - \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2} \right) \hat{u}_{C1} + \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2} \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} \tau_2, \\ u_{C2}(\tau_2) &= -\lambda_2 \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2} \hat{u}_{C1} - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} \frac{1-\lambda_2 \delta_2}{1+\lambda_2} \tau_2. \end{aligned} \right\} \quad (4.14)$$

Получение общих уравнений методом припасовывания. Нам осталось определить параметры y , z и ψ в (4.4). Для этого необходимо «сшить» решения дифференциальных

уравнений (4.2) и (4.11) на границах интервалов, т. е. в моменты перехода сердечника из одного состояния в другое.

Время пребывания сердечника в насыщенном состоянии при наших предположениях всегда одно и то же и равно τ_2 . Введем в рассмотрение интервал времени $T'\{k\}$ между $(k-1)$ -м и k -м переходами дросселя L_1 в ненасыщенное состояние. В общем случае эта величина зависит от номера интервала k . Решение (4.4) в интервале $0 \leq t' \leq T'\{k\}$ обозначим

$$u_{1(k)}(t') = \beta \sin(t' + \psi\{k\} + \varphi) + \\ + y\{k\} e^{-\frac{bd}{2}t'} \sin(bt' + z\{k\}) - \frac{d}{2b} M. \quad (4.15)$$

Здесь $\psi\{k\}$, $y\{k\}$, $z\{k\}$ также в общем случае являются функциями целочисленного аргумента k . Тогда согласно (4.14) можно записать

$$u_{1(k+1)}(0) = u_{1(k)}(T'\{k\})(1-p) + p\lambda_2 \pi M \frac{1-l}{2x_1}, \quad (4.16)$$

где $p = \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2}$; $l = \frac{I_{b2}}{I_{b1}}$; $x_1 = \frac{\omega_2}{\omega}$.

В момент выхода дросселя L_1 из насыщения ток i равен нулю. Отсюда, учитывая, что $i_{C1} = C_1 \frac{du_{C1}}{dt}$, получим следующее равенство:

$$\frac{d}{dt'} u_{1(k+1)}(0) = \frac{d}{dt'} u_{1(k)}(T'\{k\}). \quad (4.17)$$

Фаза питающей э. д. с. после k -го насыщения будет равна

$$\psi\{k+1\} = \psi\{k\} + T'\{k\} - 2\pi k', \quad (4.18)$$

где k' — целое число, выбираемое таким образом, чтобы величина $\psi\{k+1\}$ оставалась в пределах $-\pi \leq \psi\{k+1\} < \pi$, о чем мы условились ранее.

Для определения $T'\{k\}$ воспользуемся выражением для индукции в сердечнике L_1 :

$$B_1(t) = \frac{1}{A_1 N_1} \int_0^t (u_{C1} + u_{C2}) dt + B_1(0),$$

в котором A_1 обозначает площадь поперечного сечения сердечника. Здесь возможны два случая. В первом слу-

чае индукция за время T' не достигает противоположного порога насыщения и возвращается к исходному значению. Во втором случае индукция изменяется на величину полного перепада $2B_s$. При этом направление k -го насыщения сердечника обратно направлению $(k-1)$ -го насыщения.

Если пренебречь величиной τ_2 по сравнению с $T' \{k\}$ то последняя будет определяться одним из следующих уравнений:

$$\int_0^{T' \{k\}} u_{1(k)}(t') dt' = 0, \quad (4.19)$$

$$\left| \int_0^{T' \{k\}} u_{1(k)}(t') dt' \right| = \frac{2B_s A_1 N_1 \omega}{E_m}. \quad (4.20)$$

Величина $T' \{k\}$ определяется как наименьшая положительная величина среди корней уравнений (4.19) и (4.20).

Необходимо заметить, что полученные выше уравнения справедливы только в том случае, когда знаки напряжений на дросселе L_1 до и после насыщения взаимно противоположны. Если время τ_2'' задержки насыщения второго дросселя невелико, то это условие согласно (4.14) имеет вид

$$1 - p \leq 0 \text{ или } \lambda_2 \leq \delta_2. \quad (4.21)$$

В противном случае сердечник дросселя L_1 после момента $t_1 = \tau_2 + \tau_2''$ вновь окажется насыщенным, что приведет к дополнительному изменению напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 . Этот случай, как уже указывалось в начале данного параграфа, мы рассматривать не будем.

Мы получили, таким образом, систему рекуррентных уравнений в конечных разностях (4.16) и (4.18) для определения параметров $y \{k\}$, $z \{k\}$ и $\psi \{k\}$. Входящая в эти уравнения величина $T' \{k\}$ находится из трансцендентных уравнений (4.19) и (4.20), поэтому решение данной системы в общем виде не представляется возможным. Однако многие частные решения системы могут быть найдены.

4.2. РЕШЕНИЕ ДЛЯ СТАЦИОНАРНОГО РЕЖИМА

В стационарном режиме все токи и напряжения в большинстве случаев являются периодическими функциями времени, причем период колебаний равен периоду питающего напряжения или превосходит его в целое число раз.

При этом $y\{k\}$, $z\{k\}$, $\psi\{k\}$ и $T'\{k\}$ представляют собой периодические функции переменной k . Очевидно, что период этих функций (по k) будет равен числу насыщений сердечника за период колебаний.

Большой практический интерес представляет режим, при котором сердечник дросселя L_1 насыщается один раз за период колебаний, равный периоду колебаний источника. В этом случае период искомых функций по переменной k равен единице, а величина $T'\{k\}$ равна 2π :

$$\left. \begin{aligned} y\{k\} &= y\{k+1\} = \dots = \text{const}, \\ z\{k\} &= z\{k+1\} = \dots = \text{const}, \\ \psi\{k\} &= \psi\{k+1\} = \dots = \text{const}, \\ T'\{k\} &= T'\{k+1\} = 2\pi. \end{aligned} \right\} \quad (4.22)$$

Параметры стационарного асимметричного режима с одним насыщением. Как видно из (4.22), параметры рассматриваемого режима не зависят от k , поэтому в выражениях, относящихся к стационарному режиму, символ k будем в дальнейшем опускать.

Из (4.19) и из определения режима следует, что

$$\int_0^{2\pi} u_1(t') dt' = 0. \quad (4.23)$$

Подставим (4.15) в (4.23) и в (4.17):

$$y \left\{ \frac{d}{2} [\sin z - \delta \sin(\theta + z)] + \right. \\ \left. + \frac{b_1}{b} [\cos z - \delta(\theta + z)] \right\} = \pi M d, \quad (4.24)$$

$$y \left\{ -\frac{d}{2} [\sin z - \delta \sin(\theta + z)] + \right. \\ \left. + \frac{b_1}{b} [\cos z - \delta \cos(\theta + z)] \right\} = 0. \quad (4.25)$$

Здесь $\theta = 2\pi b_1$, $\delta = e^{-\pi b d}$. Складывая и вычитая (4.24) и (4.25), получим

$$\left. \begin{aligned} y [\cos z - \delta \cos(\theta + z)] &= \frac{bd}{2b_1} \pi M, \\ y [\sin z - \delta \sin(\theta + z)] &= \pi M. \end{aligned} \right\} \quad (4.26)$$

Отсюда

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{ctg} z &= -\frac{\delta \sin \theta - \frac{bd}{2b_1}(1 - \delta \cos \theta)}{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}, \\ y &= \frac{b}{b_1} \frac{\pi M}{\sqrt{1 + \delta^2 - 2\delta \cos \theta}}, \\ y \sin z &= \pi M \frac{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}{1 + \delta^2 - 2\delta \cos \theta} = \pi M s. \end{aligned} \right\} (4.27)$$

Дробь, входящая в выражение для $y \sin z$ и зависящая от параметров b и d , будет в дальнейшем встречаться довольно часто, поэтому для краткости она обозначена буквой s .

Не нарушая общности, можно всегда так выбрать направления отсчета токов и напряжений, что будет $M > 0$. Отсюда следует, что $y \sin z > 0$, поскольку всегда $s > 0$. Поэтому, если считать $y > 0$, то величина z , определяемая формулой (4.27), будет заключена в промежутке $0 \leq z \leq \pi$.

Наконец, подставляя (4.4) в (4.16) и принимая во внимание (4.27), находим

$$\sin(\psi + \varphi) = -\frac{\pi M}{\beta} \left[\frac{1}{p} + s - 1 - \frac{d}{2pb} - \lambda_2 \frac{1-l}{2x_1} \right]. \quad (4.28)$$

Таким образом, выражения (4.27) и (4.28) дают возможность определить параметры стационарного решения y , z и ψ , если известны все параметры схемы.

Некоторые свойства найденного решения. 1. Рассматриваемый колебательный режим определяется в основном заданием четырех независимых безразмерных параметров: M , b , d и p . Поскольку обычно $x_1 = 5 \div 15$, влияние остальных параметров невелико.

2. Величина $\operatorname{ctg} z$ в зависимости от b может принимать как положительные, так и отрицательные значения. В случае, когда потери малы ($d \ll 1$), $\operatorname{ctg} z$ мало отличается от $-\operatorname{ctg} \theta/2 = -\operatorname{ctg} \pi b$, а значение параметра s с точностью до малых величин порядка d равно $1/2$. Таким путем можно довольно просто оценить порядок величин z , y , s . Однако все это справедливо лишь при условии, что $\cos \theta$ отличается от единицы. Если же $\cos \theta \rightarrow 1$ (это означает, что b стремится к целочисленному значению), то

$\operatorname{ctg} z \rightarrow 0$, а величины s и y возрастают тем сильнее, чем меньше d .

3. Обратимся к формуле (4.28). Величина

$$\frac{1}{p} - 1 = \frac{\lambda_2 - \delta_2}{1 + \delta_2} \quad (4.29)$$

ни при каких значениях λ_2 и δ_2 не может быть меньше $-1/2$. В то же время всегда

$$s - \frac{d}{2\pi b} \geq \frac{1}{2}.$$

Поэтому

$$\sin(\psi + \varphi) < 0. \quad (4.30)$$

Необходимо отметить, что фаза ψ определяется из (4.28) неоднозначно. Действительно, все исходные уравнения удовлетворяются при двух значениях ψ , причем

$$\left. \begin{aligned} \cos(\psi^{(1)} + \varphi) &> 0, \\ \cos(\psi^{(2)} + \varphi) &< 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.31)$$

Следовательно, система (4.16) — (4.19) имеет два различных решения, соответствующих режиму с одним насыщением. Эти решения характеризуются разными формами напряжений и токов. Например, ток через C_1 после выхода L_1 из насыщения равен

$$\begin{aligned} i_{C_1}(0) &= E_m \omega C_1 \frac{du_1(0)}{dt} = \\ &= E_m \omega C_1 \left[\beta \cos(\psi + \varphi) + y b_1 \cos z - y \frac{bd}{2} \sin z \right]. \end{aligned} \quad (4.32)$$

Нетрудно видеть, что эта величина для обоих решений имеет различное значение. Более того, с увеличением M начальный ток через C_1 в случае первого решения уменьшается, а для второго — увеличивается. Таким образом, данные два решения ведут себя совершенно различно при изменении параметров.

4. В момент перехода сердечника первого дросселя в ненасыщенное состояние остаточное напряжение на C_1 равно

$$U'_1 = E_m u_1(0) = -\pi M E_m \left(\frac{1}{p} - 1 - \lambda_2 \frac{1-l}{2x_1} \right). \quad (4.33)$$

Напряжение на C_1 до насыщения сердечника можно найти из выражения

$$U_1 = E_m u_1 \left(2\pi - \frac{\pi}{x_1} \right).$$

Учитывая малую величину отношения π/x_1 , можно записать

$$U_i = E_m u_i(2\pi) - E_m \frac{du_i(2\pi)}{dt'} \cdot \frac{\pi}{x_1}. \quad (4.34)$$

В этой формуле первое слагаемое представляет собой введенную нами ранее величину $\hat{u}_{C_1}$ (см. стр. 124), которая в рассматриваемом режиме равна

$$\hat{u}_{C_1} = -\pi M E_m \left(\frac{1}{p} - \lambda_2 \frac{1-l}{2x_1} \right). \quad (4.35)$$

Второе слагаемое в (4.34) равно

$$-E_m \frac{du_i(2\pi)}{dt'} \cdot \frac{\pi}{x_1} = -E_m \frac{du_i(0)}{dt'} \cdot \frac{\pi}{x_1} = -i_{C_1}(0) \frac{\tau_2}{C_1},$$

где $i_{C_1}(0)$ — начальный ток через C_1 , определяемый выражением (4.32).

Полученные выражения показывают, что напряжения U_1 и U'_1 , вообще говоря, зависят от многих параметров. Однако заряд, протекающий через индуктивность $L_{н1}$ при насыщении сердечника, не зависит от большинства этих параметров. Действительно, подставляя (4.35) в (4.13), получаем

$$\begin{aligned} q(\tau_2) &= -C_1 p \left[-\frac{2\pi I_{b1}}{\omega C_1} \left(\frac{1}{p} - \lambda_2 \frac{1-l}{2x_1} \right) - I_{b1} \frac{1-l}{C_2} \tau_2 \right] = \\ &= -\frac{2\pi I_{b1}}{\omega} = -I_{b1} T. \end{aligned} \quad (4.36)$$

Поэтому напряжение импульса на конденсаторе C_2 определяется только величинами тока смещения I_{b1} , периода T и емкости C_2 и практически не зависит от остальных параметров генератора. В этом проявляется *стабилизирующее свойство* данного режима, которое будет более подробно рассмотрено в следующей главе.

Относительная величина остаточного напряжения

$$g_1 = U'_1/U_1$$

с учетом величин, имеющих порядок $1/x_1$, зависит от многих параметров. В частности, g_1 зависит от тока смещения второго дросселя (через отношение $l = I_{b2}/I_{b1}$), а также от параметров зарядного контура. Последнее связано с тем что от параметров b , M и d зависит величина $i_{C_1}(0)$, входящая в формулу (4.34)

Для приближенной оценки напряжений U_1 и U'_1 можно пренебречь величинами порядка $1/x_1$. Тогда получим

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= -\frac{2\pi/b_1}{\omega C_1} \cdot \frac{1}{\rho}, \\ U'_1 &= -\frac{2\pi/b_1}{\omega C_1} \left(\frac{1}{\rho} - 1 \right), \\ g_1 &= 1 - \rho = \frac{\lambda_2 - \delta_2}{1 + \lambda_2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

В этом случае выражение для g_1 соответствует формуле (3.27).

5. Положение импульсов во времени (*фаза импульсов*), определяется величиной ψ . Последняя, как видно из (4.28), существенно зависит от многих параметров и в первую очередь от b и M .

4.3. УСТОЙЧИВОСТЬ РЕШЕНИЙ И ОБЛАСТЬ СУЩЕСТВОВАНИЯ РЕЖИМА

Анализ устойчивости. Выше мы определили параметры частного решения, соответствующего стационарному режиму колебаний с одним насыщением. При этом предполагалось, что данный режим колебаний существует.

Теперь необходимо исследовать устойчивость найденных решений. Для этого рассмотрим поведение генератора вблизи стационарного режима, когда параметры близки к стационарным значениям. Пусть

$$\begin{aligned} y\{k\} &= y + \Delta y\{k\}, \\ z\{k\} &= z + \Delta z\{k\}, \\ \psi\{k\} &= \psi + \Delta\psi\{k\}, \end{aligned} \quad (4.38)$$

где y , z , ψ — параметры стационарного решения, определяемые соотношениями (4.27) и (4.28); а $\Delta y\{k\}$, $\Delta z\{k\}$, $\Delta\psi\{k\}$ — возмущения.

Подставим возмущенное решение в исходные уравнения (4.16) — (4.19), принимая во внимание (4.27) и (4.28). Для упрощения результатов будем пренебрегать величинами порядка $1/x_1$, d^2 , d^3 и т. д. ввиду их малости.

Кроме того, ради простоты приведем решение только для случая, когда остаточное напряжение на конденсаторе C_1 равно нулю ($g_1 = 0$). При $g_1 \neq 0$ задача решается аналогично.

После тождественных преобразований получим систему уравнений для возмущений. Выпишем линейное приближение этой системы, т. е. оставим члены, содержащие только первые степени Δy , Δz и $\Delta \psi$:

$$\left. \begin{aligned} b(\Delta \psi \{k+1\} - \Delta \psi \{k\}) - \frac{d}{\pi M s} \times \\ \times \sin z \Delta y \{k\} + \Delta z \{k\} = 0, \\ b(1 - s^{-1} + d \operatorname{ctg} z)(\Delta \psi \{k+1\} - \Delta \psi \{k\}) + \\ + \frac{\cos z - \frac{d}{2} \sin z}{\pi M s} (\Delta y \{k+1\} - \\ - \Delta y \{k\}) - \left(1 + \frac{d}{2} \operatorname{ctg} z\right) (\Delta z \{k+1\} - \Delta z \{k\}) - \\ - s^{-1} \Delta z \{k\} = 0, \\ \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s} \Delta \psi \{k\} + \frac{\sin z}{\pi M s} \Delta y \{k\} + \\ + \operatorname{ctg} z \cdot \Delta z \{k\} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (4.39)$$

Решение системы однородных линейных разностных уравнений (4.39) имеет вид [71]:

$$\Delta \psi \{k\} = \Delta \psi \{0\} r^k,$$

$$\Delta y \{k\} = \Delta y \{0\} r^k,$$

$$\Delta z \{k\} = \Delta z \{0\} r^k,$$

где r определяется из характеристического уравнения

$$\begin{vmatrix} b(r-1) & -d & 1 \\ b(1-s^{-1}+d \operatorname{ctg} z)(r-1) \left(\operatorname{ctg} z - \frac{d}{2}\right)(r-1) - \left(1 + \frac{d}{2} \operatorname{ctg} z\right)(r-1) - s^{-1} & & \\ \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s} & 1 & \operatorname{ctg} z \end{vmatrix} = 0. \quad (4.40)$$

Согласно теоремам Ляпунова, распространенным на случай разностных уравнений [57], исследуемое невозмущенное решение асимптотически устойчиво, если модули всех корней характеристического уравнения (4.40) меньше единицы, и неустойчиво, если модуль хотя бы одного из корней больше единицы.

Для получения условий устойчивости в виде неравенств сделаем в уравнении (4.40) замену переменной

$$\xi = \frac{r-1}{r+1},$$

в результате которой круг единичного радиуса на плоскости комплексной переменной r преобразуется в левую полуплоскость. После такой подстановки характеристическое уравнение примет вид

$$a_0 \xi^2 + a_1 \xi + a_2 = 0, \quad (4.41)$$

где

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= b + 2b \operatorname{ctg}^2 z - bd \left(2 - \frac{1}{s} \right) \operatorname{ctg} z - \\ &\quad - \left(\frac{3}{2} d - \frac{d}{2s} - \operatorname{ctg} z \right) \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s}, \\ a_1 &= b + bd \left(2 - \frac{1}{s} \right) \operatorname{ctg} z + \\ &\quad + \left(\frac{3}{2} d - \frac{d}{s} - \operatorname{ctg} z \right) \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s}, \\ a_2 &= \frac{d}{2s} \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s}. \end{aligned} \right\} \quad (4.42)$$

Теперь для устойчивости необходимо, чтобы все корни преобразованного уравнения (4.41) имели отрицательные вещественные части. Последнее согласно критерию Гурвица будет иметь место, если

$$a_1 a_0 > 0, \quad a_1 a_2 > 0.$$

Для выполнения этих неравенств необходимо и достаточно, чтобы все три величины a_0 , a_1 и a_2 были одного знака. Заметим, что

$$a_0 + a_1 + a_2 = 2b(1 + \operatorname{ctg}^2 z) > 0,$$

поэтому коэффициенты a_0 , a_1 и a_2 не могут быть отрицательными одновременно. Следовательно, условия устойчивости окончательно имеют вид

$$a_0 > 0, \quad (4.43)$$

$$a_1 > 0, \quad (4.44)$$

$$a_2 > 0. \quad (4.45)$$

Заметим сразу же, что поскольку величины β , s и M положительны, то из (4.45) следует

$$\cos(\psi + \varphi) > 0. \quad (4.46)$$

Таким образом, из двух найденных нами решений [см. (4.31)] второе всегда неустойчиво и, следовательно, не может

существовать ни при каких значениях параметров. Дальнейшее изложение будет относиться только к решению, удовлетворяющему условию (4.46).

Область существования режима. Поведение генератора, как уже отмечалось, определяется значениями четырех безразмерных параметров b , d , M и ρ .

Рассмотрим область изменения этих параметров, в которой существует интересующий нас асимметричный режим с одним насыщением. Для удобства представим (4.28) в виде

$$\sin(\psi + \varphi) = -\frac{M}{M_m}, \quad (4.47)$$

где

$$M_m = \frac{\beta}{\pi \left(s - \frac{d}{2\pi b} + \frac{1}{p} - 1 - \lambda_2 \frac{1-l}{2x_1} \right)}. \quad (4.48)$$

При отсутствии остаточного напряжения можно считать величину M_m приближенно равной

$$M_m = \frac{\beta}{\pi s}. \quad (4.49)$$

Нетрудно заметить, что от параметра M в условиях устойчивости (4.43) — (4.45) зависит лишь множитель

$$\rho = \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi M s}, \quad (4.50)$$

остальные же величины зависят только от b и d .! Поэтому границы области существования, определяемые неравенствами (4.43) — (4.45), можно легко рассчитать следующим образом. Сначала определяются максимальное и минимальное значения ρ из этих неравенств (для заданных значений b и d), а затем нетрудно вычислить соответственно минимальное и максимальное значения M по формуле

$$M = \frac{M_m}{\sqrt{1 + \rho^2}}, \quad (4.51)$$

которая вытекает из (4.47), (4.49) и (4.50).

Минимальная величина ρ определяется условием (4.45)

$$\rho_{\min} = 0,$$

откуда

$$M_{\max} = M_m. \quad (4.52)$$

Максимальное значение ρ и, соответственно, величина $M_{\min}$ определяются одним из неравенств (4.43) или (4.44).

Однако одних лишь условий (4.43) — (4.45) еще недостаточно для полного определения области существования режима. Дело в том, что при отыскании частного решения периода 2π мы исходили из того [равенство (4.23)], что значение $T' \{k\}$, равное 2π , удовлетворяет уравнению (4.19). Но из (4.23) и из дальнейшего решения еще не следует, что величина 2π является *наименьшим* корнем среди всех без исключения положительных корней (4.19) и (4.20).

Поэтому найденные из (4.27) и (4.28) величины y , z , ψ действительно будут представлять собой параметры стационарного решения только в том случае, если условие

$$0 < \int_0^{\tau} u_1(t') dt' < 2B_s \frac{A_1 N_1 \omega}{E_m} \quad (4.53)$$

выполняется во всем интервале $0 < \tau < 2\pi$, т. е. что в этом интервале уравнения (4.19) и (4.20) не имеют корней.

Правому неравенству (4.53) можно всегда удовлетворить, выбрав параметры дросселя L_1 так, чтобы величина $\frac{2B_s A_1 N_1 \omega}{E_m}$ заведомо превышала наибольшее значение интеграла в любой заданной области изменения всех параметров. Этот вопрос дополнительно рассматривается в гл. 5. Здесь же будем считать правое неравенство (4.53) всегда выполненным.

Левое неравенство

$$\int_0^{\tau} u_1(t') dt' > 0, \quad (4.54)$$

где

$$0 < \tau < 2\pi,$$

выполняется не при любых значениях параметров, и его следует рассматривать как дополнение к условиям (4.43) — (4.45).

В тех случаях, когда остаточное напряжение на конденсаторе C_1 пренебрежимо мало ($g_1 \approx 0$), интеграл от u_{C_1} в начальном участке периода (при малых τ) имеет величину того же порядка, что и интеграл от u_{C_2} , в силу чего послед-

ним пренебрегать нельзя. Поэтому более точно (4.54) имеет вид

$$\int_0^{\tau} [u_1(t') + u_2(t')] dt' > 0, \quad (4.55)$$

$$0 < \tau < 2\pi,$$

где $u_2 = u_{C_2}/E_m$. В следующей главе (§ 5.2) показано, что напряжение на C_2 после насыщения сердечника дросселя L_2 равно

$$u_{C_2} = g_2 \frac{2\pi I_{b1}}{\omega C_2} - I_{b1} \frac{1-l}{C_2} t,$$

$$0 \leq t \leq \tau_{2 \text{ обр}},$$

где $\tau_{2 \text{ обр}}$ — время обратного перемагничивания сердечника второго дросселя.

Отсюда, если интервал τ_2'' задержки насыщения L_2 отсутствует, получим

$$\int_0^{\tau} \left[u_1(t') + \lambda_2 M \left(\pi g_2 - \frac{1-l}{2} t' \right) \right] dt' > 0,$$

$$0 < \tau < 2\pi \frac{\tau_{2 \text{ обр}}}{T}. \quad (4.56)$$

Вообще аналитическое выражение условия (4.55) в немалой степени зависит от значений таких параметров первого звена, как x_1 , λ_2 , $l = I_{b2}/I_{b1}$, а также от величины остаточного напряжения на C_2 и от интервала задержки насыщения сердечника дросселя L_2 . При построении точных границ области существования режима все эти факторы необходимо учитывать.

Одним из наиболее распространенных является случай, когда остаточные напряжения на C_1 и C_2 приблизительно одинаковы, т. е. $g_1 \approx g_2$, а интервал задержки насыщения сердечника дросселя L_2 мал. Тогда, как следует из (4.56), для удовлетворения неравенства (4.55) необходимо выполнение следующего условия:

$$\frac{du_1(0)}{dt'} \geq \lambda_2 M \frac{1-l}{2}. \quad (4.57)$$

Величина

$$\frac{du_1(0)}{dt'} = \frac{i_{C_1}(0)}{E_m \omega C_1}$$

представляет собой относительную величину тока через C_1 после выхода дросселя L_1 из насыщения и определяется

формулой (4.32). Правая часть (4.57) представляет собой относительную величину тока через конденсатор C_2 после его разряда.

На рис. 4.4 сплошными линиями показаны границы области существования режима с одним насыщением,

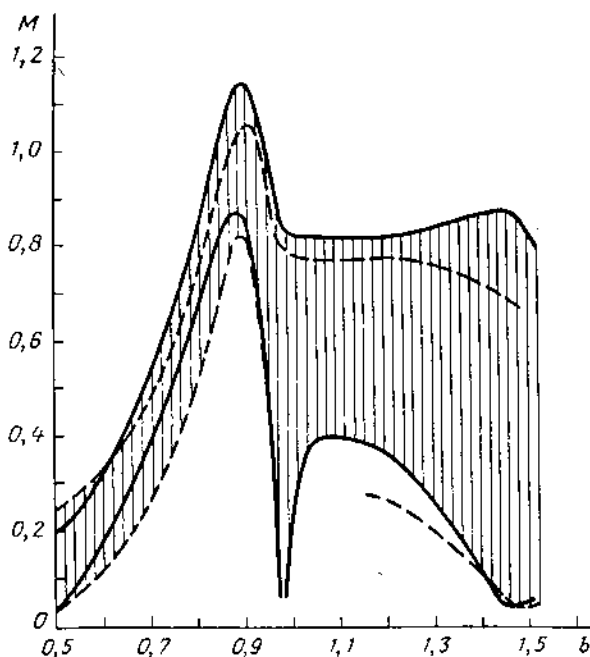


Рис. 4.4. Границы области существования режима с одним насыщением при $d = 0,1$; $g_1 = 0$; $l = 0$.

рассчитанные по (4.43) — (4.45) и (4.57) при $d = 0,10$; $l = 0$; $g_1 = 0$. Для сравнения пунктиром показаны эти границы, полученные экспериментально.

4.4. РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА

Изложенная выше теория позволяет объяснить всю совокупность фактов, установленных при экспериментальном наблюдении асимметричного режима с одним насыщением сердечника первого дросселя.

Наблюдаемая форма кривой напряжения на первом конденсаторе с высокой степенью точности описывается выражением (4.4); в котором ψ , y и z суть параметры *первого* стационарного решения, т. е. удовлетворяющие условию (4.46). Последнее подтверждается и непосредственным измерением фазы ψ , а также характером поведения режима при изменении параметров.

Интересно в связи с этим упомянуть об экспериментальном исследовании генератора с обратной связью по постоянному току подмагничивания. В этом генераторе для подмагничивания первого дросселя наряду с независимым источником тока использовался постоянный ток, получаемый от выпрямителя, на вход которого подавалось напряжение с обмотки дросселя L_1 ¹. При этом можно было наблюдать колебательный режим, соответствующий второму решению, т. е. удовлетворяющий второму неравенству (4.31). Таким образом, второе решение также имеет определенный физический смысл: его существование оказывается возможным в другой схеме генератора обладающей совершенно иным характером поведения вблизи стационарного режима.

Результаты теоретического определения области существования режима с одним насыщением хорошо согласуются с данными эксперимента (пунктирные линии на рис. 4.4). Сравнение показывает, что результаты теоретического анализа дают не только правильную качественную картину, но и достаточно точное количественное описание наблюдаемых явлений. Все это свидетельствует о справедливости допущений, положенных в основу анализа.

Как видно из рисунка, режим с одним насыщением существует в довольно широкой области изменения параметров. Для практического использования наиболее пригодны значения параметра настройки, лежащие в диапазоне $1 < b < 1,5$. При этом параметр M (ток подмагничивания) может изменяться в широких пределах.

Опыт показывает также, что в этом диапазоне стационарный режим с одним насыщением устанавливается при любом порядке включения генератора. Например, можно сначала включить ток подмагничивания, а затем источник переменной э. д. с. Можно производить включение и в обратном порядке. При первом способе включения время установления стационарных колебаний составляет обычно

¹ Такого рода обратная связь не получила практического применения в связи с тем, что ток подмагничивания становится зависимым от многих факторов. В результате этого генератор перестает обладать стабилизирующим свойством (см. § 5.1).

4—7 периодов колебаний питающего напряжения. При втором способе время установления практически определяется постоянной времени цепи подмагничивания.

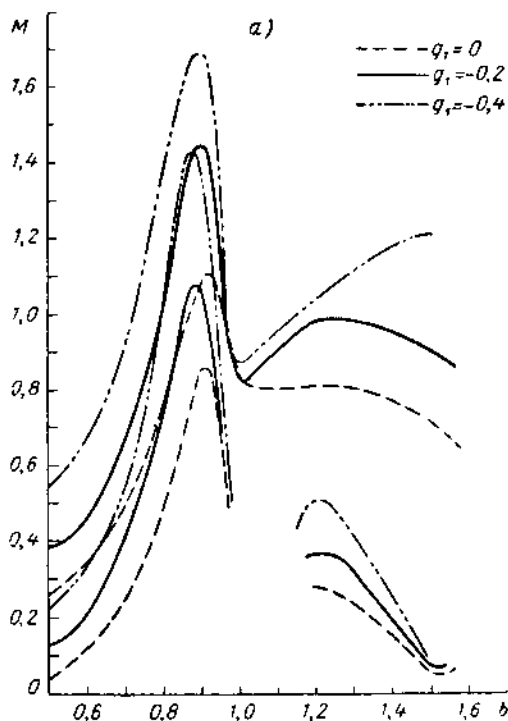


Рис. 4.5. Границы области существования режима с одним насыщением, полученные экспериментально:
 α — при $g_1 = 0; -0.2; -0.4$;

Таким образом, в диапазоне $1 < b < 1.5$ данный режим легко осуществим практически.

С переходом в область $b < 1$ картина резко меняется. Достаточно сравнительно небольшого изменения настройки или тока подмагничивания, чтобы генератор вышел из режима с одним насыщением. Кроме того, установление режима с одним насыщением происходит не при любом порядке включения. Это объясняется тем, что область существования данного режима пересекается с областью

существования режима с несколькими насыщениями. В результате наблюдается гистерезисное явление: если увеличивать M , то режим с одним насыщением наступает

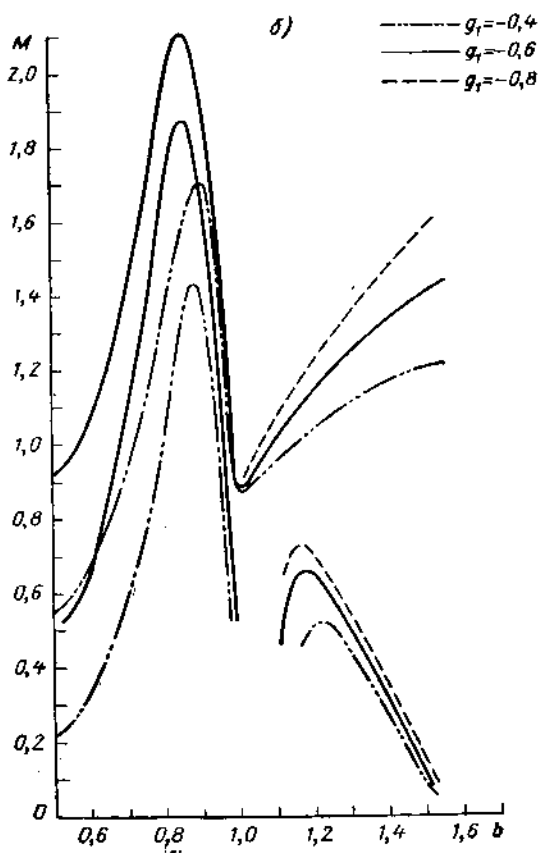


Рис. 4.5.
б — при $g_1 = -0,4; -0,6; -0,8$.

при достижении нижней границы $M_{\min}$ и существует до тех пор, пока не превышена верхняя граница $M_{\max}$. Если уменьшать M , режим с одним насыщением устанавливается не при $M = M_{\max}$, а при значительно меньшей величине M . В отдельных случаях «затягивание» может

продолжаться до $M = M_{\min}$, т. е. режим вообще не устанавливается.

При наличии отрицательного остаточного напряжения на конденсаторе C_1 значения $M_{\max}$ повышаются. Это связано с увеличением M_m (4.48) и уменьшением влияния u_{C_2} в (4.55). На рис. 4.5 показаны границы области существования при различных значениях относительной величины остаточного напряжения g_1 , полученные экспериментально.

В следующей главе будет показано, что с увеличением M повышается коэффициент мощности и снижается рабочий перепад индукции в сердечнике первого дросселя. Поэтому в большинстве случаев желательно иметь небольшое отрицательное остаточное напряжение на C_1 , позволяющее немного сместить рабочий диапазон параметра M вверх и тем самым обеспечить оптимальный режим работы генератора.

Увеличение затухания зарядного контура приводит к монотонному снижению как $M_{\max}$, так и $M_{\min}$. При этом отношение $M_{\max}/M_{\min}$ не уменьшается.

Результаты этой главы применимы и к схемам с многоканальным входом, которые описаны в гл. 1 и более подробно рассмотрены в гл. 9. Очевидно, что область изменения параметра M , в пределах которой режим с одним насыщением существует в каждом из каналов, определяется пересечением областей существования всех каналов. Понятно, что чем больше каналы отличаются друг от друга по параметрам, тем меньше область существования режима для всего генератора в целом.

ГЕНЕРАТОРЫ I ВИДА

Как было отмечено в предыдущих главах, колебательный режим всего генератора во многом определяется характером процессов во входной части. В настоящей главе рассматриваются вопросы, относящиеся к входной части магнитного генератора I вида при его работе в асимметричном режиме колебаний с одним насыщением первого дросселя за период. Теория этого режима колебаний, включающая исследование его устойчивости и определение области существования, изложена в предыдущей главе. Целью данной главы является рассмотрение таких вопросов, как обратное перемагничивание сердечников, коэффициент мощности генератора, стабилизирующее свойство и др.

5.1. АМПЛИТУДА ГЕНЕРИРУЕМЫХ ИМПУЛЬСОВ

Заряд конденсатора второго звена. В § 3.1 было показано, что величина напряжения на k -м конденсаторе в момент перехода k -го дросселя в насыщенное состояние однозначно связана с напряжением на $(k - 1)$ -м конденсаторе в момент насыщения сердечника $(k - 1)$ -го дросселя. Отсюда следует, что амплитуда выходного импульса однозначно определяется величиной U_2 напряжения на конденсаторе C_2 в момент, когда сердечник дросселя (трансформатора) L_2 переходит в насыщенное состояние. Найдем величину U_2 в асимметричном режиме колебаний с одним насыщением первого дросселя для генератора, первое звено которого построено по схеме типа А.

Когда сердечник первого дросселя не насыщен, ток i_1 , протекающий через рабочую обмотку, равен сумме тока намагничивания i_{m1} и тока смещения I_{b1} (см. гл. 2 и 4), обусловленного подмагничиванием дросселя:

$$i_1 = i_{m1} + I_{b1}. \quad (5.1)$$

При насыщении сердечника через обмотку первого дросселя проходит импульс тока, форма которого близка к полупериоду синусоиды (рис. 5.1). Длительность τ_2 импульса тока зависит от параметров первого звена и, как показано в предыдущей главе, равна $\tau_2 = \pi/\omega_2$, где ω_2 — собственная частота первого звена.

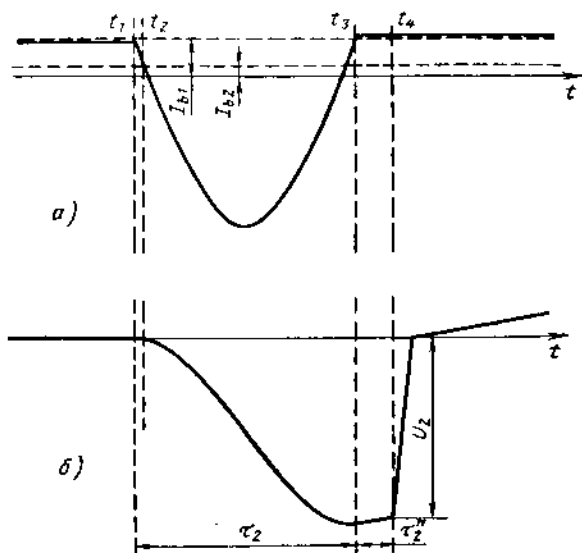


Рис. 5.1. К определению амплитуды импульсов:

а — ток, протекающий через обмотку первого дросселя; б — напряжение на конденсаторе второго звена.

С момента времени t_3 сердечник первого дросселя находится в ненасыщенном состоянии, а сердечник второго дросселя продолжает перемангничиваться до тех пор, пока не произойдет его насыщение (t_4).

Предположим, что сердечник второго дросселя (трансформатора) до момента t_1 находился в состоянии насыщения, противоположного насыщению в момент t_4 . Это состояние поддерживалось током i_1 , протекающим через обмотку второго дросселя. После насыщения сердечника первого дросселя ток i_1 продолжает полностью замыкаться через обмотку второго дросселя, так как сердечник последнего все еще остается в насыщенном состоянии.

В момент t_2 ток i_1 достигает такой величины, что поле в сердечнике L_2 становится достаточным для его перемагничивания. С этого момента начинается заряд конденсатора C_2 током, равным

$$i_{C_2} = i_1 - i_2, \quad (5.2)$$

где i_2 — ток через обмотку второго дросселя. К моменту t_4 изменение напряжения на конденсаторе составит

$$\Delta u_{C_2} = \frac{1}{C_2} \int_{t_2}^{t_4} (i_1 - i_2) dt. \quad (5.3)$$

Для определения этого интеграла учтем, что схема генератора I вида не содержит постоянных э.д. с. и нелинейных элементов, обладающих вентильными свойствами. Исключение представляют лишь цепь подмагничивания и вторичная цепь выходного трансформатора (при нелинейной нагрузке), но они не имеют непосредственной гальванической связи с остальной частью схемы. Поэтому в стационарном режиме среднее значение тока i_1 за период колебаний T равно нулю:

$$\int_{t_1}^{t_1+T} i_1 dt = 0. \quad (5.4)$$

Отсюда

$$\int_{t_2}^{t_4} i_1 dt = - \int_{t_1}^{t_2} i_1 dt - \int_{t_4}^{t_1+T} i_1 dt. \quad (5.5)$$

Последний член в (5.5) представляет собой интеграл по всему интервалу, в течение которого сердечник первого дросселя не насыщен. Учитывая (5.1), запишем его в виде

$$\int_{t_4}^{t_1+T} i_1 dt = I_{b1}(T - \tau_2^*) + \int_{t_4}^{t_1+T} i_{m1} dt. \quad (5.6)$$

Здесь $\tau_2^* = \tau_2 + \tau_2''$ есть длительность интервала $t_1 - t_4$.

Обычно ток намагничивания i_{m1} пренебрежимо мал по сравнению с током смещения I_{b1} первого дросселя. С еще большим основанием можно пренебречь величиной интеграла этого тока за время, в течение которого сердечник перемагничивается сначала в одном направлении,

а затем в обратном по сравнению с интегралом от постоянного тока. Поэтому, подставив (5.6) в (5.5), получим

$$\int_{t_2}^{t_4} i_1 dt = -I_{b1}(T - \tau_2^*) - \int_{t_1}^{t_2} i_1 dt. \quad (5.7)$$

Теперь остается вычислить интеграл

$$\int_{t_2}^{t_4} i_2 dt.$$

Ток i_2 также представляется суммой тока смещения I_{b2} , если второй дроссель подмагничен, и тока намагничивания i_{m2} . Поскольку напряжение, приложенное к обмотке дросселя, известно, то ток i_2 может быть определен без особого труда. Ради простоты будем считать его равным I_{b2} , т. е. пренебрежем величиной i_{m2} . Полученный при этом результат может быть затем уточнен путем введения поправки на ток намагничивания.

Таким образом, из (5.3) получим

$$\begin{aligned} \Delta u_{C_2} = & -I_{b1} \frac{T - \tau_2^*}{C_2} - \frac{1}{C_2} \int_{t_1}^{t_2} i_1 dt - \\ & - \frac{1}{C_2} I_{b2} (t_4 - t_2). \end{aligned} \quad (5.8)$$

Отсюда следует, что искомое напряжение на конденсаторе C_2 равно

$$\begin{aligned} U_2 = U_{20} - \\ - \frac{I_{b1}T}{C_2} \left[1 - \frac{\tau_2^*}{T} \left(1 - \frac{I_{b2}}{I_{b1}} \right) \right] - \frac{1}{C_2} \int_{t_1}^{t_2} (i_1 - I_{b2}) dt, \end{aligned} \quad (5.9)$$

где U_{20} — напряжение на C_2 в момент t_1 .

Если колебательный процесс обратного перемагничивания сердечников (см. следующий параграф) полностью затухает к моменту t_1 , то

$$U_{20} = 0. \quad (5.10)$$

В противном случае U_{20} может отличаться от нуля, причем его величина в известной степени случайна, так как зависит от очень многих факторов. Исключая этот случай

из рассмотрения, получим

$$U_2 = -I_{b1} \frac{T}{C_2} \left[1 - \frac{\tau_2^*}{T} \left(1 - \frac{I_{b2}}{I_{b1}} \right) \right] - \frac{1}{C_2} q'. \quad (5.11)$$

Здесь для краткости введено обозначение

$$q' = \int_{t_1}^{t_2} (i_1 - I_{b2}) dt. \quad (5.12)$$

Знак «—» в (5.11) указывает полярность напряжения по отношению к направлению тока I_{b1} .

Рассмотрим сначала два наиболее характерных случая, а затем сформулируем результат в общем виде.

1. Ток I_{b2} равен току I_{b1} . В этом случае, как видно из рис. 5.1, момент t_2 практически совпадает с t_1 и, следовательно, $q' = 0$. Напряжение U_2 будет равно

$$U_2 = -I_{b2} \frac{T}{C_2}. \quad (5.13)$$

Отсюда следует, что амплитуда выходных импульсов не зависит от амплитуды питающего напряжения, от индуктивности зарядного дросселя и дросселя первого звена, от емкости конденсатора C_1 , а также от сопротивлений потерь в зарядном контуре и в первом звене.

2. Ток I_{b2} отсутствует. Здесь уже $q' \neq 0$, причем момент t_2 наступает тогда, когда ток i_1 проходит через нуль.

Оценим величину q' . Характер изменения тока i_1 на интервале $t_1 \div t_2$ определяется разрядом конденсатора C_1 через цепь, состоящую из индуктивности $L_{н1}$ первого дросселя и индуктивности $L_{н2}$ второго дросселя (трансформатора). После момента t_2 сердечник второго дросселя выходит из насыщения и конденсатор C_1 разряжается на C_2 . Поэтому законы изменения тока i_1 на интервалах $t_1 \div t_2$ и $t_2 \div t_3$, вообще говоря, различны.

Однако положение упрощается, если учесть, что длительность τ_2 мала по сравнению с периодом T . Отношение частоты ω_2 собственных колебаний контура $C_1 - L_{н1} - C_2$ к частоте $\omega = 2\pi/T$ источника питания обычно равно

$$x_1 = \frac{\omega_2}{\omega} = 5 \div 15, \quad (5.14)$$

поэтому длительность τ_2 в 10—30 раз меньше T . Примерно во столько же раз амплитуда импульса тока i_1 больше, чем I_{b1} . Следовательно, длительность интервала $t_1 \div t_2$ мала по сравнению с τ_2 , и ход кривой тока i_1 в интервале $t_1 \div t_2$ определяется лишь начальной крутизной. Эта крутизна в силу того, что $L_{н1} \gg L_{н2}$, одинакова

как при насыщенном, так и при ненасыщенном сердечнике дросселя L_2 .

Таким образом, можно считать, что во всем интервале $t_1 - t_3$ ток i_1 изменяется по закону

$$i_1 = I_{b1} - I_1 \sin \omega_2 t. \quad (5.15)$$

Учитывая это, получим следующие оценки интересующих нас величин:

$$\frac{t_2 - t_1}{T} = \frac{1}{2 (\pi x_1)^2}, \quad (5.16)$$

$$q' = \frac{I_{b1} T}{(2 \pi x_1)^2}. \quad (5.17)$$

Мы видим что q' в этом случае является величиной порядка 0,001 от $I_{b1} T$ и, следовательно, ею можно пренебречь. Тогда

$$U_2 = -I_{b1} \frac{T}{C_2} \left(1 - \frac{\tau_2^*}{T} \right). \quad (5.18)$$

Как и в первом случае, амплитуда импульсов не зависит от амплитуды питающего напряжения, индуктивности и сопротивления зарядного контура. Что касается емкости C_1 , индуктивности $L_{н1}$ и сопротивления обмотки первого дросселя, то от них зависит лишь величина τ_2^* . Но так как

$$\frac{\tau_2^*}{T} \ll 1, \quad (5.19)$$

то изменение всех этих параметров в довольно широких пределах вызывают лишь незначительные изменения амплитуды импульсов. Покажем это, выполнив для примера приближенную оценку влияния емкости первого конденсатора.

Влияние емкости C_1 на величину U_2 для случая отсутствия подмагничивания второго дросселя. Величина $\tau_2^* = \tau_2 + \tau_2''$ определяется из интеграла

$$\int_{t_1}^{t_1 + \tau_2^*} u_{C_2} dt = 2B_s N_2 A_2, \quad (5.20)$$

где A_2 — площадь сечения сердечника; N_2 — число витков обмотки дросселя L_2 .

Очевидно, что значение этого интеграла не зависит от C_1 . Поэтому задача сводится к определению изменения τ_2^* , вызываемого изменением C_1 при условии, что величина

интеграла (5.20) остается неизменной. Для этого воспользуемся формулами (4.9) и (4.12), позволяющими получить следующие выражения для напряжения на втором конденсаторе:

$$u_{C_2}(t) = \frac{I_{b1}T}{C_2} \cdot \frac{1}{1+\delta_2} \left(1 - e^{-\alpha_2 t} \cos \omega_2 t - \frac{\alpha_2}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t \right) - \frac{I_{b1}}{C_2} t, \quad 0 \leq t \leq \tau_2, \quad (5.21)$$

$$u_{C_2}(t) = \frac{I_{b1}T}{C_2} - \frac{I_{b1}}{C_2} t, \quad \tau_2 \leq t \leq \tau_2^*. \quad (5.22)$$

В результате интегрирования получим

$$\frac{\tau_2}{1+\delta_2} - \tau_2 + \tau_2^* - \frac{2\alpha_2}{\omega_2^2} - \frac{1}{2T} \tau_2^{*2} = \text{const.} \quad (5.23)$$

Последними двумя членами ввиду их малости можно пренебречь, тогда

$$\Delta \tau_2^* = \frac{\delta_2}{1+\delta_2} \Delta \tau_2 < \frac{\Delta \tau_2}{2}. \quad (5.24)$$

Относительное изменение U_2 , как следует из (5.18), равно

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| = \frac{\Delta \tau_2^*}{T} < \frac{\Delta \tau_2}{2T} = \frac{\omega}{4} \Delta \left(\frac{1}{\omega_2} \right). \quad (5.25)$$

Поскольку

$$\frac{1}{\omega_2} \approx \sqrt{\frac{L_{H1}C_1}{1+\lambda_2}}, \quad (5.26)$$

где $\lambda_2 = C_1/C_2$, то

$$\Delta \left(\frac{1}{\omega_2} \right) = \frac{1}{2\omega_2(1+\lambda_2)} \cdot \frac{\Delta C_1}{C_1}. \quad (5.27)$$

Подставляя это в (5.25), найдем окончательно

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| < \frac{1}{8x_1(1+\lambda_2)} \frac{\Delta C_1}{C_1} \approx \frac{1}{16x_1} \frac{\Delta C_1}{C_1}. \quad (5.28)$$

Аналогичным путем можно получить

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| < \frac{1}{8x_1} \cdot \frac{\Delta L_{H1}}{L_{H1}}. \quad (5.29)$$

Таким образом, изменения C_1 и L_{H1} вызывают лишь незначительные изменения амплитуды импульсов. В част-

ности, при $x_1 = 10$

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| < \frac{1}{80} \frac{\Delta L_{H1}}{L_{H1}},$$

$$\left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| < \frac{1}{160} \frac{\Delta C_1}{C_1}.$$

Общий случай. В общем случае ток I_{b2} имеет произвольную величину. Обычно — $I_{b1} \leq I_{b2} \leq +I_{b1}$, поэтому величиной q^* в (5.11) практически всегда можно пренебречь. Тогда напряжение на втором конденсаторе будет равно

$$U_2 = -I_{b1} \frac{T}{C_2} \left[1 - \left(1 - \frac{I_{b2} + i_{M2 \text{ ср}}}{I_{b1}} \right) \frac{1 + \tau_2''/\tau_2}{2x_1} \right] \approx$$

$$\approx -I_{b1} \frac{T}{C_2}, \quad (5.30)$$

где $i_{M2 \text{ ср}}$ — среднее (за время τ_2^*) значение тока намагничивания второго дросселя (трансформатора).

Напомним, что формула (5.30) справедлива только в том случае, если колебательный процесс обратного перемагничивания сердечников успевает полностью затухнуть к моменту насыщения сердечника первого дросселя и величину U_{20} в (5.9) можно полагать равной нулю.

Как было отмечено в § 1.2, возможен и такой режим, когда при обратном перемагничивании индукция в сердечнике трансформатора L_2 вообще не достигает противоположного порога насыщения, т. е. сердечник насыщается в течение периода T только один раз. Этот режим наряду с режимом полного обратного перемагничивания также представляет практический интерес, особенно в схемах с многоканальным входом (гл. 9). Рассматривая аналогичным образом процесс заряда конденсатора C_3 , можно показать, что напряжение U_3 в момент перехода L_3 в насыщенное состояние с точностью до величин, имеющих порядок $1/2x_1x_2$, равно

$$U_3 = -\frac{I_{b2}T}{C_3}. \quad (5.31)$$

Следовательно, и в этом случае амплитуда импульсов не зависит от большинства параметров генератора, в том числе от емкости C_2 , остаточного напряжения на конденсаторе C_2 и от тока подмагничивания первого дросселя.

Формула (5.31) остается справедливой и при более чем одном насыщении сердечника дросселя L_1 , если сердечник второго дросселя (трансформатора) насыщается только один раз за период.

Таким образом, режим с одним насыщением обладает *стабилизирующим свойством*: амплитуда выходных импульсов определяется лишь величиной тока подмагничивания и значениями емкостей конденсаторов промежуточных звеньев и практически не зависит от остальных параметров генератора. Многочисленные опытные данные показывают, что при изменении зарядной индуктивности, емкости C_1 , питающего напряжения и многих других параметров на 50—60% изменение амплитуды импульсов не превышает десятых долей процента.

Это свойство весьма важно с практической точки зрения, так как позволяет обеспечивать достаточно высокую стабильность амплитуды импульсов крайне простыми средствами. В то же время оно дает возможность легко изменять амплитуду импульсов путем изменения тока подмагничивания, т. е. избавляет от необходимости применения мощных регуляторов питающего напряжения.

Следует отметить, что стабилизирующим свойством может обладать любая другая схема магнитного генератора импульсов при условии, что она содержит хотя бы одно звено, сердечник которого насыщается один раз за период колебаний при равном нулю среднем токе через обмотку дросселя. Последнее будет иметь место, если это звено не имеет гальванической связи с источниками постоянной э. д. с. и нелинейными выпрямительными элементами.

5.2. ОБРАТНОЕ ПЕРЕМАГНИЧИВАНИЕ СЕРДЕЧНИКОВ

Формирование основного импульса сопровождается намагничиванием сердечников всех звеньев в определенном направлении (назовем его *рабочим направлением*). При работе генератора в асимметричном режиме все сердечники в интервале между основными импульсами должны перемагнититься в *обратном направлении*. Процесс обратного перемагничивания сердечников должен быть полностью завершен к очередному насыщению сердечника первого дросселя. В противном случае, как уже отмечалось в предыдущем параграфе, нарушится стабильность амплитуды импульсов. Поэтому задачей анализа процесса

обратного перемагничивания является прежде всего определение его длительности.

Не менее важным является получение выражений, позволяющих оценить потери энергии, связанные с процессом обратного перемагничивания.

Возможны два различных режима обратного перемагничивания сердечников. Ниже рассматриваются эти режимы применительно к схеме магнитного генератора I вида, работающего в режиме основной частоты колебаний. В генераторах других типов эти явления имеют аналогичный характер, поэтому результаты данного параграфа в значительной степени относятся ко всем схемам магнитных генераторов.

Перемагничивание с насыщением сердечников. Этот режим характеризуется тем, что обратное перемагничивание сердечника завершается его насыщением в направлении, противоположном направлению насыщения при формировании рабочего импульса. К моменту формирования очередного рабочего импульса индукция сердечника остается вблизи этого порога насыщения. Таким образом, при данном режиме обратного перемагничивания значение индукции в момент начала заряда конденсатора всегда оказывается практически строго фиксированным независимо от скорости процесса обратного перемагничивания, от закона изменения индукции и других факторов.

Поэтому данный режим существует в очень широкой области изменения параметров генератора. Кроме того, он весьма легко осуществим практически и обеспечивает работу сердечников по предельному циклу гистерезисной петли.

В силу указанных причин режим перемагничивания с насыщением получил наибольшее применение.

Обратное перемагничивание сердечника k -го дросселя происходит под действием напряжения на k -м конденсаторе, полярность которого противоположна полярности рабочего импульса. После насыщения сердечника в обратном направлении энергия, запасенная в конденсаторе C_k к этому моменту, передается в виде импульса в следующее звено. По существу процесс обратного перемагничивания сердечников в данном случае аналогичен процессу их намагничивания при передаче энергии рабочего импульса. Импульс обратного перемагничивания, образовавшийся в каком-либо звене генератора (чаще всего во втором

звене), проходит дальше через все остальные звенья, как и рабочий импульс.

Амплитуда импульса напряжения обратной полярности должна иметь величину, достаточную для полного перемагничивания сердечников за время интервала между рабочими импульсами. При такой величине напряжения запасаемая конденсатором энергия, как правило, превышает во много раз расход энергии непосредственно на перемагничивание сердечников. Избыток энергии перемагничивающего импульса рассеивается либо в нагрузке, либо в специальных поглощающих элементах, либо, наконец, в элементах самого генератора в виде затухающих колебаний. Ясно, что бесполезное рассеивание части энергии уменьшает к. п. д. генератора. С этой точки зрения амплитуда импульса обратного перемагничивания должна иметь возможно меньшую величину.

Таким образом, необходимо обеспечить полное перемагничивание сердечников за заданный интервал времени при минимальной затрате энергии.

Рассмотрим механизм образования перемагничивающих импульсов в схеме магнитного генератора с первым звеном типа А.

Образование первого импульса обратного перемагничивания. После разряда C_2 на C_3 дроссель L_2 выходит из насыщенного состояния, а на конденсаторе C_2 остается напряжение U'_2 , пропорциональное величине U_2 :

$$U'_2 = g_2 U_2, \quad (5.32)$$

причем коэффициент g_2 в соответствии с (3.16) равен

$$g_2 = \frac{\lambda_3 \delta'_2 - \delta_3}{1 + \lambda_3},$$

т. е. определяется в основном отношением емкостей $\lambda_3 = C_2/C_3$.

Мы будем рассматривать случай, когда $g_2 \leq 0$, т. е. остаточное напряжение на C_2 равно нулю или имеет обратную по отношению U_2 полярность (рис. 5.2). В случае, когда $g_2 > 0$, дроссель L_2 после разряда C_3 вновь возвращается в насыщенное состояние и происходит вторичный разряд C_2 на C_3 и на последующие звенья. В конечном итоге и в этом случае напряжение на C_2 изменит знак или станет равным нулю.

С момента перехода L_2 в ненасыщенное состояние через конденсатор C_2 протекает ток, равный $I_{b1} - I_{b2}$, под действием которого напряжение на C_2 изменяется по закону

$$u_{C_2} = U_2 + \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} t. \quad (5.33)$$

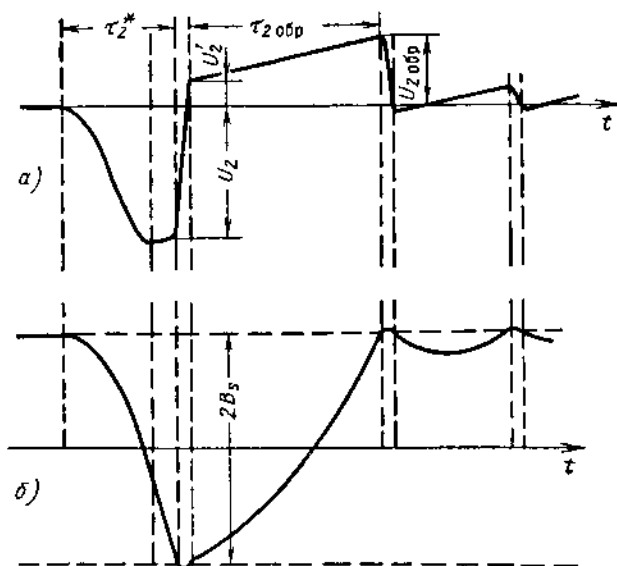


Рис. 5.2. К анализу процесса обратного перемagnetизования: а — напряжения на конденсаторе второго звена; б — индукция в сердечнике второго дросселя.

Согласно (5.30), пренебрегая величинами порядка $1/x_1$ по сравнению с единицей, можно записать

$$\frac{I_{b1}}{C_2} = -\frac{U_2}{T}. \quad (5.34)$$

Подставив (5.34) и (5.32) в (5.33), получим

$$u_{C_2}(t) = U_2 \left(g_2 - \frac{1-l}{T} t \right), \quad (5.35)$$

где $l = I_{b1}/I_{b2}$.

Индукция сердечника дросселя L_2 изменяется по параболическому закону

$$B_2(t) = -B_s + \frac{U_2}{A_2 N_2} \left(g_2 l - \frac{1-l}{2T} t^2 \right) \quad (5.36)$$

и к моменту времени $t = \tau_{2 \text{обр}}$ достигает противоположного порога насыщения $+B_s$ (рис. 5.2, б):

$$2B_s = \frac{U_2}{A_2 N_2} \left(g_2 \tau_{2 \text{обр}} - \frac{1-l}{2T} \tau_{2 \text{обр}}^2 \right). \quad (5.37)$$

Изменение индукции в L_2 при передаче рабочего импульса также равно $2B_s$. Интегрируя (5.21) и (5.22) с учетом (5.34), получаем

$$2B_s = -\frac{U_2}{A_2 N_2} \left(\frac{\tau_2}{1+\delta_2} + \tau_2^* - \tau_2 \right). \quad (5.38)$$

Сравнив (5.38) и (5.37), найдем длительность импульса обратного перемагничивания

$$\tau_{2 \text{обр}} = \frac{T}{1-l} \left[g_2 + \sqrt{g_2^2 + \frac{1-l}{x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2^*}{\tau_2} \right)} \right]. \quad (5.39)$$

Подставив (5.39) в (5.35), получим выражение для напряжения импульса обратного перемагничивания в момент обратного насыщения сердечника дросселя L_2 :

$$U_{2 \text{обр}} = -U_2 \sqrt{g_2^2 + \frac{1-l}{x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2^*}{\tau_2} \right)}. \quad (5.40)$$

Отсюда следует, что отношение энергии импульса обратного перемагничивания к энергии рабочего импульса равно

$$\frac{W_{2 \text{обр}}}{W_2} = g_2^2 + \frac{1-l}{x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2^*}{\tau_2} \right). \quad (5.41)$$

Отметим, что формулы (5.39) — (5.41) верны лишь с точностью до величин порядка $1/x_1^2$.

Д а л ь н е й ш и й х о д п р о ц е с с а. После образования первого импульса обратного перемагничивания конденсатор C_2 разряжается на C_3 . Поскольку напряжение этого импульса в несколько раз меньше амплитуды рабочего импульса, то насыщение L_3 наступает не сразу после заряда C_3 , а значительно позднее. За время задержки насыщения напряжение на C_3 немного намагничивает сердечник второго дросселя в рабочем направлении. Это приводит к тому, что ток $I_{b1} - I_{b2}$ начинает опять протекать через C_2 , образуя на нем второй импульс обратного перемагничивания (рис. 5.2). Вслед за вторым образуются последующие импульсы еще меньшей амплитуды и длительности. Таким образом, весь процесс обратного перемагничивания носит характер затухающих колебаний.

Важно отметить, что изменение индукции в L_2 при образовании каждого следующего импульса будет приблизительно в x_2 раз меньше и, следовательно, энергия этого импульса будет величиной порядка x_2^{-2} по сравнению с энергией предыдущего импульса обратного перемагничивания. Таким образом, основная часть энергии импульсов обратного перемагничивания приходится на первый импульс.

Вследствие быстрого затухания перемагничивающих импульсов, их энергия скоро становится недостаточной для изменения индукции сердечников. Напряженность магнитного поля в сердечниках становится меньше коэрцитивной силы и перемагничивание сердечников прекращается, хотя колебания токов и напряжений еще продолжают. Поэтому к моменту формирования следующего импульса состояния всех сердечников (начиная с третьего), вообще говоря, несколько отличаются от состояний остаточной намагниченности. Обычно эти отклонения достаточно малы и практически не сказываются на работе генератора.

Если схема генератора содержит звено типа Б, то сердечники всех следующих за ним звеньев перед началом рабочего перемагничивания всегда находятся в состоянии остаточной намагниченности. Дело в том, что ток заряда конденсатора звена типа Б протекает через обмотки дросселей следующих звеньев и домагничивает их сердечники, если они к этому моменту не были полностью перемагничены. Этот процесс происходит следующим образом.

Пусть, например, второе звено построено по схеме типа Б (именно такой случай наиболее распространен на практике) и дроссель L_3 в момент насыщения L_1 находится в ненасыщенном состоянии. Тогда ток разряда C_1 протекает вначале через цепь $C_2 - C_3$, образуя на C_3 импульс напряжения, который и перемагничивает L_3 . После насыщения L_3 конденсатор C_3 разряжается на следующее звено, а ток заряда C_2 замыкается через обмотку дросселя L_3 . Затем происходит домагничивание сердечника следующего дросселя и т. д. Этот процесс может также носить характер затухающих колебаний. Поскольку длительность процесса домагничивания L_3 весьма мала, можно считать, что ток заряда C_2 в этом интервале времени линейно нарастает, поэтому напряжение перемагничивающего импульса на C_3 будет иметь параболическую форму. Это дает возможность

легко подсчитать энергию импульса, если известно изменение индукции в L_3 . В большинстве случаев, однако, величина энергии дополнительного импульса обратного перемагничивания настолько мала, что ею можно пренебречь по сравнению с энергией основного импульса обратного перемагничивания.

Потери энергии на образование импульсов обратного перемагничивания. Обратимся к формуле (5.41), представив ее в следующем виде:

$$\frac{W_{2\text{обр}}}{W_2} = g_2^2 + \frac{1-l}{(1+\delta_2)x_1} + \frac{1-l}{x_1} \frac{\tau_2''}{\tau_2}. \quad (5.42)$$

Очевидно, что первое слагаемое представляет собой относительную часть энергии, которая остается в конденсаторе C_2 после его разряда. Следовательно, эта часть энергии обусловлена неполной передачей энергии с C_2 на C_3 , т. е. уменьшением коэффициента передачи второго звена, равного

$$\beta_{2,3} = \frac{C_3 U_3^2}{C_2 U_2^2}. \quad (5.43)$$

Второе слагаемое в (5.42) связано с неполной передачей энергии с первого конденсатора на второй. Это можно показать, используя выражения (4.33) — (4.35), которые содержат члены вида $\frac{1-l}{2x_1}$.

Наконец, третье слагаемое

$$\frac{1-l}{x_1} \frac{\tau_2''}{\tau_2}$$

выражает относительную величину энергии, временно запасаемой в цепи подмагничивания в течение интервала τ_2'' задержки насыщения сердечника второго дросселя. Второе и третье слагаемые в (5.42) вызывают уменьшение коэффициента передачи первого звена, который согласно (3.20) определяется как

$$\beta_{1,2} = \frac{C_2 U_2^2}{C_1 U_1^2}. \quad (5.44)$$

Таким образом, для повышения к. п. д. генератора необходимо уменьшать амплитуду импульса обратного перемагничивания. Рассмотрим возможности уменьшения энергии импульса обратного перемагничивания на примере нескольких частных случаев.

1. $g_2 = 0$ (емкости C_2 и C_3 согласованы), $I_{b2} = 0$. Тогда согласно (5.41)

$$\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} = \frac{1}{x_1} \left(\frac{1}{1 + \delta_2} + \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right) \approx \frac{1}{2x_1} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \quad (5.45)$$

Мы видим, что относительная величина потерь энергии обратно пропорциональна x_1 . При $x_1 > 10$ величина $W_{2 \text{ обр}}$ составляет около 1/20 энергии рабочего импульса. Однако при меньших значениях x_1 и при относительно большой задержке насыщения τ_2'' величина $W_{2 \text{ обр}}$ может составлять значительную часть W_2 .

2. $g_2 = 0$, $I_{b2} \neq 0$. В этом случае

$$\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} \approx \frac{1-l}{2x_1} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \quad (5.46)$$

Соответствующим выбором направления тока подмагничивания дросселя L_2 (так, чтобы $l > 0$) можно значительно уменьшить амплитуду и энергию импульса обратного перемагничивания. Предел этого уменьшения связан с увеличением длительности импульса обратного перемагничивания, которая, как следует из (5.39), равна

$$\tau_{2 \text{ обр}} \approx T \sqrt{\frac{1}{(1-l) 2x_1} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right)}. \quad (5.47)$$

Необходимо, чтобы весь процесс обратного перемагничивания заканчивался до прихода следующего рабочего импульса. С точностью до величин порядка $1/x_1$ можно считать, что максимальное значение $\tau_{2 \text{ обр}}$ равно

$$\tau_{2 \text{ обр макс}} \approx T. \quad (5.48)$$

Это соответствует максимально допустимой величине l :

$$l_{\text{макс}} \approx 1 - \frac{1}{2x_1} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \quad (5.49)$$

Подставив (5.49) в (5.46), найдем, что для этого случая

$$\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} = \frac{1}{4x_1^2} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right)^2. \quad (5.50)$$

Это значительно меньше, чем в первом случае, когда

$$I_{b2} = 0.$$

Таким образом, подмагничивание дросселя (трансформатора) L_2 дает возможность существенно снизить энергию импульса обратного перемагничивания, а также в широких пределах изменять длительность этого импульса. Последнее может оказаться весьма полезным, например, при использовании магнитного генератора в качестве модулятора радиолокационной станции, когда помехи, создаваемые импульсами обратного перемагничивания, необходимо вынести за пределы просматриваемого участка дальности.

В обоих рассмотренных случаях остаточное напряжение на C_2 отсутствует, а импульс обратного перемагничивания на C_2 образуется за счет протекания тока $I_{b1} - I_{b2}$ и имеет пилообразную форму.

3. $g_2 \neq 0$, $I_{b2} \neq 0$. Здесь образование импульса происходит как за счет протекания тока $I_{b1} - I_{b2}$, так и за счет остаточного напряжения на C_2 . В этом, наиболее общем случае, как показывает формула (5.41), отношение $W_{2 \text{ обр}}/W_2$ увеличивается по сравнению с предыдущим случаем на величину g_2^2 , т. е. величина $W_{2 \text{ обр}}$ увеличивается, как и следовало ожидать, на величину энергии остаточного напряжения. Длительность $\tau_{2 \text{ обр}}$ при этом уменьшается (5.39). Импульс обратного перемагничивания имеет трапецидальную форму (рис. 5.2).

4. $g_2 \neq 0$, $I_{b2} = I_{b1}$. В этом более частном случае импульс обратного перемагничивания образуется только за счет остаточного напряжения и имеет прямоугольную форму, если потери в сердечнике дросселя L_2 пренебрежимо малы. Его длительность можно найти, раскрывая неопределенность в (5.39) при $1 - l \rightarrow 0$ и учитывая, что $g_2 < 0$;

$$\tau_{2 \text{ обр}} = \frac{T}{2x_1 |g_2|} \left(\frac{1}{1 + \delta_2} + \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \quad (5.51)$$

Чем меньше $|g_2|$, тем больше $\tau_{2 \text{ обр}}$ и меньше $\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} = g_2^2$.

В предельном случае при $\tau_{2 \text{ обр}} = \tau_{2 \text{ обр макс}}$ энергия импульса будет минимальна. Подставляя (5.51) в (5.48), находим

$$|g_2|_{\text{мин}} \approx \frac{1}{4x_1} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \quad (5.52)$$

Соответствующее отношение энергий равно

$$\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} = \frac{1}{16x_1^2} \left(1 + 2 \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right)^2. \quad (5.53)$$

Из (5.53) следует, что в данном случае энергия импульса обратного перемагничивания в 4 раза меньше, чем в случае $g_2 = 0$. Этого и следовало ожидать, так как при равной длительности прямоугольный импульс имеет вдвое меньшую амплитуду, чем равновеликий ему пилообразный импульс.

Таким образом, общим свойством всех рассмотренных режимов является уменьшение энергии импульса обратного перемагничивания при увеличении его длительности. Пределом увеличения длительности является величина $\tau_{2 \text{ обр макс}}$, определяемая формулой (5.48). На практике приходится обычно делать длительность $\tau_{2 \text{ обр}}$ меньше $\tau_{2 \text{ обр макс}}$ для того, чтобы обеспечить полное затухание колебательного процесса обратного перемагничивания к моменту появления на конденсаторе C_2 следующего рабочего импульса.

В принципе возможно дополнительно уменьшить энергию импульса обратного перемагничивания без увеличения его длительности. Действительно, если $g_2 \neq 0$ и $I_{b1} - I_{b2} < 0$ ($i > 1$), то напряжение импульса будет не линейно-нарастающим, а линейно-убывающим. Можно так подобрать величину I_{b2} , чтобы в момент обратного насыщения L_2 напряжение на C_2 имело любую наперед заданную величину.

Несмотря на, казалось бы, очевидное преимущество этого режима, он не нашел практического применения. Дело в том, что после окончания обратного перемагничивания вследствие протекания тока $I_{b1} - I_{b2}$ на конденсаторе C_2 возникнет и будет линейно нарастать напряжение, имеющее ту же полярность, что и рабочий импульс.

Это напряжение, во-первых, будет намагничивать сердечник второго дросселя в рабочем направлении, в результате чего основное перемагничивание L_2 (после насыщения L_1) будет происходить по частному циклу гистерезисной петли. В этом смысле данный режим не имеет никаких преимуществ перед режимом обратного перемагничивания без насыщения сердечника.

Во-вторых, вследствие наличия некоторого начального напряжения на C_2 в момент насыщения L_1 генератор не будет обладать стабилизирующим свойством. Поэтому если все перечисленные выше меры по снижению потерь на обратное перемагничивание недостаточны (это может быть, например, в схемах с многоканальным входом), то следует применять режим обратного перемагничивания без насыщения, к рассмотрению которого мы и переходим.

Обратное перемагничивание без насыщения. Как следует из самого определения, в этом режиме обратное перемагничивание не сопровождается насыщением сердечника. В течение периода колебаний сердечник насыщается только один раз — во время формирования рабочего импульса.

Такой режим можно получить из режима обратного перемагничивания с насыщением, если увеличивать длительность $\tau_{2 \text{ обр}}$ импульса обратной полярности до тех пор, пока она не станет больше предельной максимальной величины $\tau_{2 \text{ обр макс}} \approx T$. Необходимые для этого соотношения между параметрами легко могут быть получены из ранее выведенных формул для длительности $\tau_{2 \text{ обр}}$.

Используемый в этом режиме рабочий перепад индукции ΔB_2 всегда меньше максимального (равного $\Delta B_{2 \text{ макс}} = 2B_s$) в отличие от режима обратного перемагничивания с насыщением.

Потери энергии при обратном перемагничивании в этом режиме минимальны и равны величине энергии, которая непосредственно расходуется на перемагничивание сердечника (главным образом, энергия потерь на гистерезис) и выделяется в виде тепла в сердечнике. При принятой для вывода всех формул данного параграфа идеализации величина этой энергии вообще равна нулю.

Режим обратного перемагничивания без насыщения сердечника второго дросселя возможен только в том случае, если второй дроссель подмагничен, поскольку в стационарном режиме среднее значение тока через обмотку дросселя за период всегда равно нулю. Причем, как было отмечено в предыдущем параграфе, этот режим обладает стабилизирующим свойством по отношению к напряжению на конденсаторе C_3 , которое определяется формулой (5.31).

Весьма удобен практически такой режим, когда ток смещения I_{b2} равен току I_{b1} и напряжение на C_2 в промежутках между рабочими импульсами постоянно и равно $g_2 U_2$. При изменении U_2 во столько же раз изменяется величина $g_2 U_2$ и рабочий перепад индукции ΔB_2 . Отношения же временных интервалов остаются постоянными (в частности, остается неизменной величина интервала задержки τ_2'). Таким образом, этот режим существует в широком диапазоне изменения параметров генератора.

Режим обратного перемагничивания без насыщения применяется обычно только во втором звене. Работа третьего и последующих звеньев в этом режиме хотя и возможна в принципе, однако практическое осуществление режима затруднено тем, что напряжения обратной полярности, приложенные к дросселям, должны быть очень малыми. При этом энергия, запасаемая в конденсаторах, соизмерима с энергией потерь в самих сердечниках. Вследствие суще-

ственной нелинейности и гистерезиса характеристики намагничивания сердечника перепад индукции в сердечнике за время обратного перемагничивания будет очень резко изменяться с изменением обратного напряжения. Например, уменьшение напряжения приведет к тому, что сердечник вообще не будет перемагничиваться, а увеличение напряжения вызовет его полное перемагничивание и насыщение.

Таким образом, существование режима с одним насыщением третьего и последующих сердечников если и возможно, то в весьма узкой области изменения параметров.

Режим обратного перемагничивания без насыщения принципиально невозможен в звеньях, следующих после звена типа Б. Действительно, ток заряда конденсатора звена типа Б может протекать только через переключающие дроссели следующих звеньев, сердечники которых будут при этом насыщены в обратном направлении. Если, например, второе звено генератора построено по схеме типа Б, то в этом случае третье и все последующие звенья могут работать только в режиме с обратным насыщением.

Таким образом, применение режима обратного перемагничивания без насыщения ограничивается в большинстве случаев только вторым звеном генератора. Образование импульса обратного перемагничивания в третьем звене происходит аналогично ранее рассмотренному, т. е. как за счет остаточного напряжения, так и за счет протекания через C_3 тока, равного $I_{b2} - I_{b3}$ в схеме со вторым звеном типа А или $I_{b1} - I_{b2} - I_{b3}$, если второе звено построено по схеме типа Б. Формулы для длительности, амплитуды и энергии импульса обратного перемагничивания на C_3 в этом случае имеют такой же вид, только вместо x_1 они будут содержать произведение $x_1 x_2$.

Обратное перемагничивание в схеме с первым звеном типа Б. Выше шла речь только о схемах генераторов с первым звеном типа А. В схемах с первым звеном типа Б механизм процесса обратного перемагничивания сердечников носит принципиально иной характер.

Обмотка второго дросселя входит в цепь заряда конденсатора C_1 . После формирования рабочего импульса ток i_{C_1} (см. рис. 1.12) протекает через обмотку дросселя L_2 , сердечник которого насыщен в рабочем направлении. При изменении направления тока i_{C_1} сердечник второго дросселя выходит из насыщения, поэтому ток i_{C_1} замыкается через

конденсатор C_2 , образуя на нём импульс обратного перемагничивания. Под действием этого напряжения сердечник дросселя L_2 перемагничивается в обратном направлении до насыщения. Вслед за этим перемагничиваются и все остальные сердечники. Ток i_{C_1} вновь замыкается через обмотку второго дросселя, сердечник которого теперь уже насыщен в обратном направлении.

Таким образом, в схеме с первым звеном типа Б процесс обратного перемагничивания во многом аналогичен рассмотренному ранее процессу домагничивания сердечников при заряде C_2 в схеме со вторым звеном типа Б. Совершенно ясно, что в случае первого звена типа Б обратное перемагничивание всех сердечников всегда завершается их насыщением.

Амплитуда импульса обратного перемагничивания и его длительность могут быть найдены, если известна форма кривой зарядного тока. Ток резонансного заряда конденсатора C_1 от источника питания зависит от многих параметров зарядного контура. Очевидно, что изменение любого из этих параметров будет приводить к изменению длительности, амплитуды и энергии импульса обратного перемагничивания. Оценка этих величин показывает, что отношение $W_{2\text{обр}}/W_2$ оказывается значительно выше, чем для схемы с первым звеном типа А даже в простейшем случае ($g_2 = 0$ и $I_{b2} = 0$). Это различие особенно велико при $x_1 < 10$. Объясняется это тем, что импульс обратного перемагничивания создается не постоянным, а нарастающим от нуля током. Следовательно, импульс имеет не пилообразную, а примерно параболическую форму, в результате чего к моменту насыщения L_2 напряжение на C_2 достигает весьма значительной величины.

Таким образом, потери энергии на обратное перемагничивание сердечников в схеме с первым звеном типа Б значительно выше, чем в схеме с первым звеном типа А. Более того, никакими из описанных выше способов невозможно уменьшить энергию импульса обратного перемагничивания. Наконец, существенным недостатком схемы с первым звеном типа Б является и то, что импульс обратного перемагничивания располагается примерно в середине интервала между рабочими импульсами и изменить его положение практически невозможно.

Схема с первым звеном типа Б несколько хуже и в отношении стабилизирующего свойства, так как заряд конден-

сатора C_2 осуществляется не только током i_1 , но и током i_L , протекающим через источник и зарядный дроссель. Поэтому изменение амплитуды питающей э. д. с. и настройки зарядного контура сказывается в данном случае заметнее.

В силу перечисленных недостатков схема с первым звеном типа Б применяется редко.

Рассеивание энергии импульсов обратного перемагничивания. Если магнитный генератор нагружен на активное линейное сопротивление, то в этом сопротивлении рассеивается и энергия импульсов обратного перемагничивания. Однако весьма часто нагрузкой генератора является нелинейное сопротивление, имеющее вентильный характер (триодный генератор СВЧ, магнетрон и т. п.). В этом случае при передаче импульса обратного перемагничивания генератор оказывается в режиме холостого хода. Импульс обратного перемагничивания как бы «отражается» и начинает двигаться в обратном направлении — к входной части. Если потери энергии в элементах генератора малы, то эти колебания могут продолжаться довольно долго, нарушая нормальный режим работы как самого генератора, так и нагрузки. В некоторых случаях, кроме описанных выше мер по снижению амплитуды импульсов обратного перемагничивания может потребоваться применение схемных элементов, поглощающих энергию этих импульсов.

Одним из простейших способов является шунтирование нагрузки постоянным сопротивлением или цепочкой последовательно соединенных сопротивления и индуктивности. Опыт показывает, что при шунтировании сопротивлением, в 100 раз превышающим сопротивление нагрузки, генератор работает уже значительно устойчивее, а при уменьшении шунтирующего сопротивления еще в 10 раз работа генератора почти не отличается от работы на постоянное линейное сопротивление нагрузки. Однако в последнем случае заметно снижается к. п. д.

Более эффективные способы состоят в применении *схем демпфирования*, содержащих резистор R_d и дроссель насыщения L_d , подмагниченный постоянным током (рис. 5.3). В схеме на рис. 5.3, а дроссель L_d подмагничен так, что при формировании рабочего импульса его сердечник не насыщен, а под действием импульса обратного перемагничивания он насыщается, и энергия этого импульса рассеивается в резисторе R_d . В схеме на рис. 5.3, б сердечник дросселя L_d при формировании рабочего импульса насы-

шен, импульс же обратного перемagnичивания выводит L_d из насыщенного состояния, и формирующая линия ФД разряжается через обмотку дросселя L_n и первичную обмотку импульсного трансформатора на резистор R_d .

Чаще применяется схема, показанная на рис. 5.3, б, так как при ее использовании легко обеспечивается полное обратное перемagnичивание сердечника импульсного трансформатора.

Схема демпфирования не обязательно должна находиться в выходном звене, возможно ее включение и в предыдущем звене.

Параметры *демпфирующего дросселя* (объем, число витков) выбираются из расчета наименьших искажений

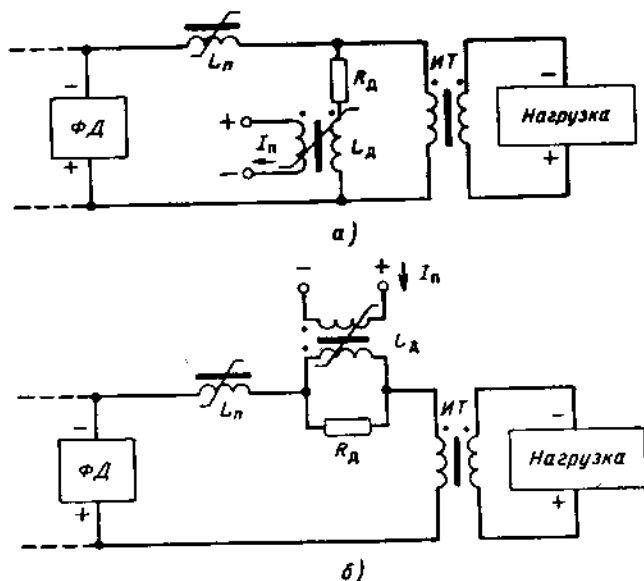


Рис. 5.3. Схемы демпфирования:
а — параллельная; б — последовательная.

импульса. Так, в схеме на рис. 5.3, б дроссель L_d должен обладать возможно меньшей индуктивностью в насыщенном состоянии. В схеме рис. 5.3, а дроссель L_d должен обладать минимальными потерями в ненасыщенном состоя-

нии. В то же время действие схемы демпфирования должно быть достаточно эффективным.

Схема демпфирования не только обеспечивает рассеяние энергии импульсов обратного перемагничивания, но и способствует более быстрому затуханию этого процесса. В этом отношении демпфирование может оказаться полезным и при линейной активной нагрузке (в случаях, когда собственные потери в элементах генератора очень малы).

5.3. КОЭФФИЦИЕНТ МОЩНОСТИ

Эффективность генератора характеризуется величиной к. п. д. — отношением средней выходной мощности к потребляемой мощности от источника.

В случае питания от источника переменного напряжения наряду с фактическим значением потребляемой мощности немаловажной является величина *кажущейся потребляемой мощности* $U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}}$, равная произведению эффективных значений тока и напряжения на зажимах источника. Именно она определяет величину *номинальной мощности*, на которую должен быть рассчитан источник.

Отношение средней выходной мощности к кажущейся потребляемой мощности

$$\eta' = \frac{P_{\text{н}} \tau_{\text{н}}}{U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}} T} \quad (5.54)$$

будем называть *коэффициентом мощности генератора*.

По аналогии с формулой (3.25) коэффициент мощности можно представить в виде произведения коэффициентов передачи всех звеньев. Отличие будет состоять только в том, что коэффициент передачи зарядного контура, определяемый согласно (3.24), нужно будет заменить отношением

$$\beta'_{\text{эл}} = \frac{\frac{1}{2} C_1 U_1^2}{U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}} T}. \quad (5.55)$$

Величина $\beta'_{\text{эл}}$ существенным образом зависит не только от потерь энергии в зарядном контуре, но и от параметра настройки b и относительной величины тока смещения первого дросселя M . Сказанное можно проиллюстрировать изображенной на рис. 5.4 зависимостью общего коэффициента мощности от M и b , полученной экспериментально.

Коэффициент мощности зарядного контура. Для анализа зависимости коэффициента мощности от параметров зарядного контура удобнее вместо β'_{01} рассматривать величину

$$\eta_{01} = \frac{\frac{1}{2} C_1 (U_1^2 - U_1'^2)}{I_{\text{эфф}} U_{\text{эфф}} T} = \beta'_{01} (1 - g_1^2), \quad (5.56)$$

которую назовем *коэффициентом мощности зарядного контура*. Действительно, числитель этого выражения представляет собой изменение энергии в конденсаторе C_1 при

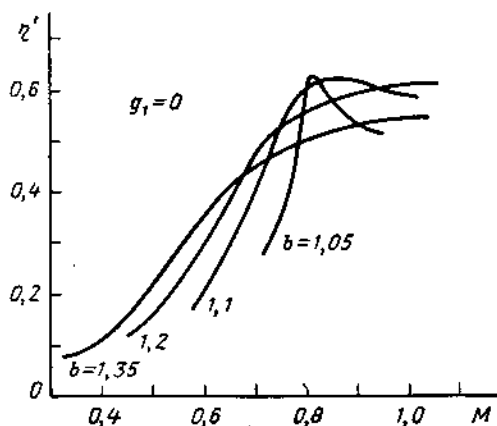


Рис. 5.4. Зависимость коэффициента мощности от параметра настройки и тока смещения.

его разряде и может рассматриваться как величина полезной энергии на выходе зарядного контура.

Воспользуемся результатами гл. 4. Согласно (4.4) напряжение на первом конденсаторе описывается выражением

$$\begin{aligned} u_{C_1} &= E_m u_1 = \\ &= E_m \left[\beta \sin(t' + \psi + \varphi) + y e^{-\frac{bd}{2} t'} \sin(b_1 t' + z) - \frac{d}{2b} M \right]. \end{aligned} \quad (5.57)$$

Здесь использованы обозначения, принятые в гл. 4.

Введем в рассмотрение относительную величину потребляемого тока

$$J = \frac{i_L}{E_m \omega C_1} = \frac{i_{C_1} + I_{b1}}{E_m \omega C_1} = \frac{du_1}{dt'} + \frac{M}{2}. \quad (5.58)$$

Обозначим среднеквадратичное значение этой величины через

$$J_{\text{ср кв}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} J^2 dt'}. \quad (5.59)$$

Тогда выражение для кажущейся потребляемой мощности запишется в виде

$$U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}} = \pi \sqrt{2} E_m^2 C_1 J_{\text{ср кв}}. \quad (5.60)$$

Числитель (5.56) представим в виде

$$\frac{1}{2} C_1 (U_1^2 - U_1'^2) = \frac{1}{2} C_1 \frac{1+g_1}{1-g_1} (U_1 - U_1')^2, \quad (5.61)$$

где $g_1 = U_1'/U_1$. Из (4.33) — (4.35), пренебрегая величинами порядка $1/x_1$, найдем

$$U_1 - U_1' = \pi M E_m. \quad (5.62)$$

Подставляя (5.60) — (5.62) в (5.56), получаем

$$\eta_{01} = \frac{\pi M^2}{2 \sqrt{2} J_{\text{ср кв}}} \frac{1+g_1}{1-g_1}, \quad (5.63)$$

причем все входящие в (5.63) величины безразмерны.

Оптимальные значения параметров b и M . Рассмотрим вначале зависимость η_{01} от M и b . Для упрощения результатов положим $d=0$. Тогда параметры стационарного решения (см. § 4.2) примут следующие значения:

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \frac{b^2}{b^2 - 1}, \quad \cos \varphi = 1, \quad \text{ctg } z = -\text{ctg } \pi b, \\ s &= \frac{1}{2}, \quad y = \frac{\pi M}{2 \sin z}, \quad \sin(\psi + \varphi) = -\frac{\pi M}{2\beta} \frac{1+g_1}{1-g_1}. \end{aligned} \right\} \quad (5.64)$$

Подставляя эти параметры в выражение для J и интегрируя, получаем

$$\begin{aligned} J_{\text{ср кв}}^2 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \left[\beta \cos(t' + \psi + \varphi) + by \cos(bt' + z) + \frac{M}{2} \right]^2 dt' = \\ &= \frac{1}{2} \beta^2 + \beta^2 \cos \psi M + \left[\frac{(\pi b)^2}{8 \sin^2 \pi b} + \frac{\pi b}{8} \text{ctg } \pi b - \frac{1}{4} \right] M^2. \end{aligned} \quad (5.65)$$

С другой стороны, известно, что

$$J_{\text{ср кв}}^2 = \frac{1}{2} \sum_{v=1}^{\infty} J_v^2, \quad (5.66)$$

где J_v — амплитуда v -й гармонической составляющей $J(t')$.

В частности, амплитуда первой гармоники определяется выражением

$$J_1 = \sqrt{J_{1a}^2 + J_{1r}^2}, \quad (5.67)$$

в котором

$$J_{1a} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} J(t') \sin(t' + \psi) dt', \quad (5.68)$$

$$J_{1r} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} J(t') \cos(t' + \psi) dt'. \quad (5.69)$$

Величина J_{1a} представляет собой амплитуду основной гармонической составляющей, совпадающей по фазе с э. д. с. источника $e = E_m \sin(\omega t + \psi)$, т. е. амплитуду активной составляющей $J(t')$. Величина J_{1r} есть амплитуда реактивной составляющей первой гармоники тока. Эта составляющая имеет частоту ω , но сдвинута по фазе на $\pi/2$ относительно э. д. с. e .

Найдем обе амплитуды J_{1a} и J_{1r} , для чего подставим выражение для $J(t')$ в (5.68) и (5.69) и проинтегрируем. В результате получим

$$J_{1a} = \frac{\pi M^2}{2} \frac{1+g_1}{1-g_1}, \quad (5.70)$$

$$J_{1r} = \beta(1 - M \cos \psi), \quad (5.71)$$

откуда

$$\frac{1}{2} J_1^2 = \frac{1}{2} (J_{1a}^2 + J_{1r}^2) = \frac{\beta^2}{2} - \beta^2 M \cos \psi + \frac{\beta^2}{2} M^2. \quad (5.72)$$

Сравнивая (5.72) с (5.65), нетрудно заметить, что сумма квадратов амплитуд всех остальных гармоник равна

$$\frac{1}{2} \sum_{v=2}^{\infty} J_v^2 = \left[\frac{(\pi b)^2}{8 \sin^2 \pi b} + \frac{\pi b}{8} \operatorname{ctg} \pi b - \frac{1}{4} - \frac{\beta^2}{2} \right] M^2 = f(b) M^2. \quad (5.73)$$

В формуле (5.73) выражение в квадратных скобках зависит только от b и обозначено для краткости $f(b)$.

После подстановки всех полученных выражений в (5.63) получим в итоге следующее простое выражение:

$$\eta_{01} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2+h^2}}, \quad (5.74)$$

где

$$\left. \begin{aligned} r^2 &= \frac{J_{1r}^2}{J_{1a}^2} = \frac{(1-M \cos \psi)^2 M_m^2}{M^4}, \\ h^2 &= \frac{\sum_{v=2}^{\infty} J_v^2}{J_{1a}^2} = \frac{2f(b) M_m^2}{\beta^2 M^2} = \frac{h_0^2}{M^2}, \\ M_m &= \frac{2|\beta|(1-g_1)}{\pi(1+g_1)}, \quad h_0^2 = \frac{2f(b)}{\beta^2} M_m^2. \end{aligned} \right\} \quad (5.75)$$

Перейдем теперь к анализу выражения (5.74).

Величина h^2 является монотонно убывающей функцией M , причем коэффициент h_0^2 — функция только b и g_1 . Зависимость h_0^2 от b при $g_1=0$ построена на рис. 5.5. Из рисунка видно, что при $M \gg 1$ и при малой величине g_1 высшие гармонические составляющие потребляемого тока в диапазоне $b < 1,3$ относительно малы.

Рассмотрим теперь поведение величины r^2 . Здесь в зависимости от значений параметра b возможны три случая.

1. $b \leq 1$. В этом диапазоне $\cos \psi \leq 0$. Величина r^2 минимальна при максимальном значении M , равном

$$M_{\text{опт}} = M_m,$$

когда $\cos \psi$ обращается в нуль. При этом

$$r_{\text{мин}}^2 = M_m^{-2}.$$

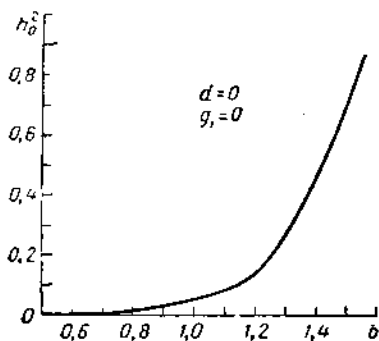


Рис. 5.5. Зависимость h_0^2 от b .

2. $1 < b < b^*$. Здесь $\cos \psi \geq 0$, причем величина r^2 обращается в нуль, когда M принимает одно из двух значений:

$$M_{\text{опт } 1, 2}^2 = \frac{M_m^2 \mp M_m \sqrt{M_m^2 - 4}}{2}. \quad (5.76)$$

Нетрудно видеть, что оптимальные значения $M_{\text{опт } 1}$ и $M_{\text{опт } 2}$ расположены вблизи концов промежутка $1 < M < M_m$, особенно если b принимает значения, близкие к единице. Верхняя граница рассматриваемого диапазона, т. е. значение $b = b^*$, может быть найдена из условия $M_m^* = 2$, откуда следует

$$b^{*2} = 1 + \frac{1}{\pi \frac{1+g_1}{1-g_1} - 1}. \quad (5.77)$$

3. $b \geq b^*$. В этом случае имеется одно минимальное значение $r_{\text{мин}} = \frac{1}{M_m} - \frac{M_m}{4}$, наступающее при

$$M_{\text{опт}} = \frac{2M_m}{\sqrt{M_m^2 + 4}}.$$

Величина $M_{\text{опт}}$ с увеличением b стремится к M_m . Зависимость $r_{\text{мин}}^2$ от b при $g_1 = 0$ изображена на рис. 5.6.

Таким образом, при всех значениях b , за исключением точек, лежащих внутри области $1 < b < b^*$ и в окрестности точки $b = b^*$, величина r^2 принимает минимальное значение при $M \approx M_m$. Следовательно, вне области $1 < b < b^*$ зависимость η_{01} от M имеет один максимум, расположенный вблизи максимального значения M , что подтверждается и экспериментально.

Внутри области $1 < b < b^*$, как показывают численные расчеты, определяющее влияние в (5.74) имеет величина r^2 . Величина же h^2 , как уже указывалось, относительно мала. Можно показать, что в области $1 < b \leq 1,1$

$$h_0^2 \approx \frac{1}{12} \left(\frac{1-g_1}{1+g_1} \right)^2. \quad (5.78)$$

Поэтому зависимость коэффициента мощности от M имеет в этом диапазоне два максимума, соответствующих значениям $M = M_{\text{опт } 1}$ и $M = M_{\text{опт } 2}$. Оба максимальных значения η_{01} весьма мало отличаются друг от друга. Практически используется обычно лишь первый макси-

мум (при $M_{\text{опт } 1} \approx 1$), так как диапазон возможных изменений M ограничен сверху условием (4.57).

На рис. 5.7 построена зависимость максимального значения η_{01} от параметра настройки b при $g_1 = 0$ и $d = 0$.

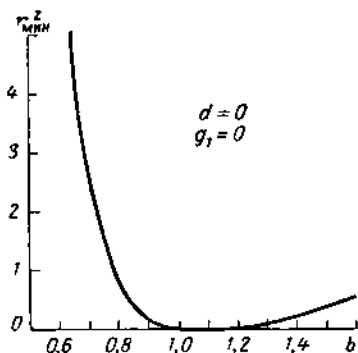


Рис. 5.6. Зависимость $r_{\min}^2$ от b .

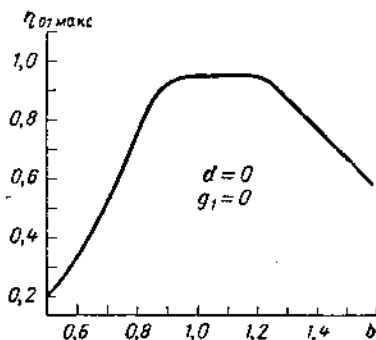


Рис. 5.7. Зависимость коэффициента мощности от параметра настройки при оптимальном значении M .

Отчетливо видна площадка $1 < b < b^*$, где η_{01} имеет наибольшее значение. За пределами области $1 < b < b^*$, которую назовем *диапазоном оптимальной настройки* зарядного контура, коэффициент мощности заметно падает.

При наличии затухания зависимость η_{01} от b и M имеет аналогичный характер, что видно и из рис. 5.4. Величина b^* почти не изменяется, а оптимальное значение M несколько уменьшается с увеличением затухания зарядного контура d .

Полученные выше соотношения позволяют рассмотреть зависимость η_{01} и от остаточного напряжения.

Отрицательное остаточное напряжение ($g_1 < 0$) увеличивает M_m и расширяет диапазон оптимальной настройки. Однако при этом увеличивается h^2 , что при большой величине остаточного напряжения приводит к снижению коэффициента мощности. Небольшое же отрицательное остаточное напряжение на конденсаторе C_1 является весьма полезным, так как, не вызывая существенного снижения коэффициента мощности, оно расширяет область $1 < b < b^*$.

Остаточное напряжение положительного знака довольно резко уменьшает область оптимальной настройки при очень незначительном повышении η_{01} за счет уменьшения h^2 . Кроме того, при $g_1 > 0$ существование режима с одним насыщением вообще невозможно, если не принять специальных мер. Поэтому режим с $g_1 > 0$ применять нецелесообразно.

Зависимость коэффициента мощности от затухания зарядного контура. Теперь, когда найдены оптимальные значения параметров b , M и g_1 , выясним влияние затухания зарядного контура на величину η_{01} . Для этого ограничимся рассмотрением случая $b = 1$. Однако заметим, что полученные результаты будут в значительной степени справедливы для всей области $1 < b < b^*$ (если $M = M_{\text{опт}}$), поскольку в этой области реактивная составляющая входного тока отсутствует, а остальные гармоники, как и в случае $b = 1$, пренебрежимо малы по сравнению с активной составляющей основной частоты. Кроме того, примем $g_1 = 0$.

Полагая в (5.57) и (5.58) $b = 1$, получим

$$J = \frac{1}{d} \sin(t' + \psi) - \frac{\pi M}{1 - \delta} e^{-\frac{d}{2}t'} \sin t' + \frac{M}{2}, \quad (5.79)$$

где

$$\cos \psi = \frac{\pi d}{1 - \delta} M, \quad \delta = e^{-\pi d}.$$

Ввиду того что d и $1 - \delta$ малы по сравнению с единицей, амплитуда тока J резко зависит от M . Нетрудно убедиться в том, что минимум J наступает при

$$M_{\text{опт}} = M_m = \frac{1 - \delta}{\pi d}, \quad (5.80)$$

когда $\cos \psi$ обращается в единицу. Числитель выражения (5.63) при этом максимален и, следовательно, максимален коэффициент мощности.

Заметим, что величина M_m при $b = 1$ всегда меньше единицы и равна ей, только когда $d = 0$.

Выражение (5.79) при $M = M_m$ будет иметь вид

$$J = \frac{1}{d} (1 - e^{-\frac{d}{2}t'}) \sin t' + \frac{1 - \delta}{2\pi d}.$$

Подставив это значение в (5.59), найдем

$$2J_{\text{ср кв}}^2 = \frac{1}{d^2} - \frac{1-\delta}{2\pi d^3} (3-\delta) - \frac{(1-\delta)^2}{2(\pi d)^2} - \frac{\delta(1-\delta)}{8\pi d}.$$

Отсюда

$$\eta_{01 \text{ макс}} = \frac{1-\delta}{\pi d} \sqrt{\frac{1}{\frac{4}{(1-\delta)^2} - \frac{2(3-\delta)}{\pi d(1-\delta)} - \frac{2}{\pi^2} - \frac{\pi d \delta}{2\pi^2(1-\delta)}}}. \quad (5.81)$$

Для малых значений d это выражение можно разложить в ряд и пользоваться приближенной формулой

$$\eta_{01 \text{ макс}} \approx 0,96 - 0,62\pi d + 0,24(\pi d)^2. \quad (5.82)$$

Эта формула дает удовлетворительные результаты при $\pi d < 1$. Зависимость $\eta_{01}(d)$, рассчитанная по формуле

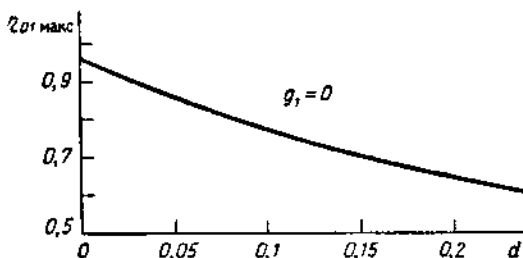


Рис. 5.8. Зависимость коэффициента мощности зарядного контура от затухания контура при оптимальных значениях M и b .

(5.82), построена на рис. 5.8. При $d \rightarrow 0$ величина η_{01} стремится к 0,96. Отличие этого значения от единицы обусловлено присутствием высших гармонических составляющих в потребляемом токе.

5.4. ОБЪЕМ СЕРДЕЧНИКА ПЕРВОГО ДРОССЕЛЯ

Изменение индукции в сердечнике. При определении области существования режима с одним насыщением в гл. 4 предполагалось, что максимальное изменение индукции в сердечнике дросселя L_1 всегда меньше величины $2B_s$, т. е.

$$\Delta B_{1 \text{ макс}} < 2B_s. \quad (5.83)$$

При невыполнении этого неравенства сердечник будет насыщаться в обоих направлениях.

Путем соответствующего выбора сечения сердечника и числа витков обмотки можно в принципе обеспечить выполнение условия (5.83) для всей области изменения параметров M , b и g_1 , в которой возможно существование режима с одним насыщением. Однако для этого пришлось бы значительно увеличить объем сердечника, поскольку величина ΔB_1 резко возрастает с уменьшением M при приближении b к единице. Это, в свою очередь, привело бы к возрастанию потерь и снижению эффективности генератора, не говоря уже об увеличении его габаритов.

В реальном генераторе параметры никогда не изменяются во всем диапазоне, определенном в гл. 4. Поэтому достаточно обеспечить выполнение условия (5.83) лишь в рабочем диапазоне изменения параметров. При этом, естественно, режим будет существовать в более узкой области изменения M , b и других параметров, чем область, найденная в гл. 4.

Индукция в сердечнике первого дросселя изменяется под действием напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 . При определении максимального перепада индукции интегралом от u_{C_2} можно пренебречь, и считать, что

$$B_1 = \frac{1}{N_1 A_1} \int_0^t u_{C_1} dt + B_1(0). \quad (5.84)$$

Очевидно, что индукция достигает экстремальных значений, когда напряжение обращается в нуль. Обозначим моменты времени, когда $u_{C_1} = 0$, через t_i . В течение периода T величина u_{C_1} может обращаться в нуль, вообще говоря, более чем один раз. Тогда

$$\Delta B_1 = \frac{1}{N_1 A_1} \max_{(i)} \left| \int_0^{t_i} u_{C_1} dt \right|. \quad (5.85)$$

Данная запись означает, что из всех значений t_i берется такое, при котором абсолютная величина интеграла максимальна.

Переходя к безразмерным переменным $t' = \omega t$, $u_1 = u_{C_1}/E_m$, можно записать

$$\frac{A_1 N_1 \omega \Delta B_1}{E_m} = \max_{(i)} \left| \int_0^{t'_i} u_1 dt' \right| = \zeta_1. \quad (5.86)$$

Здесь через ξ_1 обозначена величина интеграла в (5.85), отнесенная к амплитуде E_m . Однако в расчетные формулы для объема дросселя, произведения объемов и другие входит отношение этого интеграла не к E_m , а к величине U_1 . Соответственно этому введем коэффициент γ_1 , равный

$$\gamma_1 = \frac{E_m}{U_1} \max_{(i)} \left| \int_0^{t_i'} u_1 dt' \right| = \xi_1 \frac{E_m}{U_1}. \quad (5.87)$$

Поскольку $U_1 = \pi M E_m / (1 - g_1)$, то

$$\gamma_1 = \frac{1 - g_1}{\pi M} \xi_1. \quad (5.88)$$

Величины γ_1 и ξ_1 могут быть найдены как расчетным путем, так и экспериментально. Они зависят главным образом от значений параметров b и M , а также от g_1 . Влиянием затухания зарядного контура d , коэффициента сжатия x_1 и других параметров в первом приближении можно пренебречь. На рис. 5.9 и 5.10 приведены графики, полученные расчетным путем при $d = 0$ и показывающие зависимость ξ_1 и γ_1 от b , M и g_1 .

Объем сердечника первого дросселя. С учетом (5.87) выражение (5.85) примет вид

$$\Delta B_1 = \frac{\gamma_1 U_1}{A_1 N_1 \omega}, \quad (5.89)$$

что по форме совпадает с аналогичным выражением (3.29) для дросселя промежуточного звена. Соответственно этому объем сердечника первого дросселя выразится формулой вида (3.39)

$$V_1 = \frac{2\mu_0 \mu_{н1} a_1 \gamma_1^2 x_1^2 P_{н1} \tau_{н1}}{(1 + \lambda_2) (\Delta B_1)^2 \beta_1}. \quad (5.90)$$

Здесь $\mu_{н1}$ — коэффициент, определяемый по формуле (2.7); a_1 — коэффициент, определяемый согласно (3.2); x_1 — коэффициент сжатия первого звена, равный отношению собственной частоты ω_2 первого звена к частоте источника ω ; $P_{н1} \tau_{н1}$ — энергия импульса в нагрузке; β_1 — коэффициент передачи энергии от первого звена до нагрузки; $\lambda_2 = C_1/C_2$.

Определение номинального рабочего перепада индукции в сердечнике первого дросселя. Если при работе генератора его параметры (E_m , I_{b1} , ω , b , g_1) остаются неизменными,

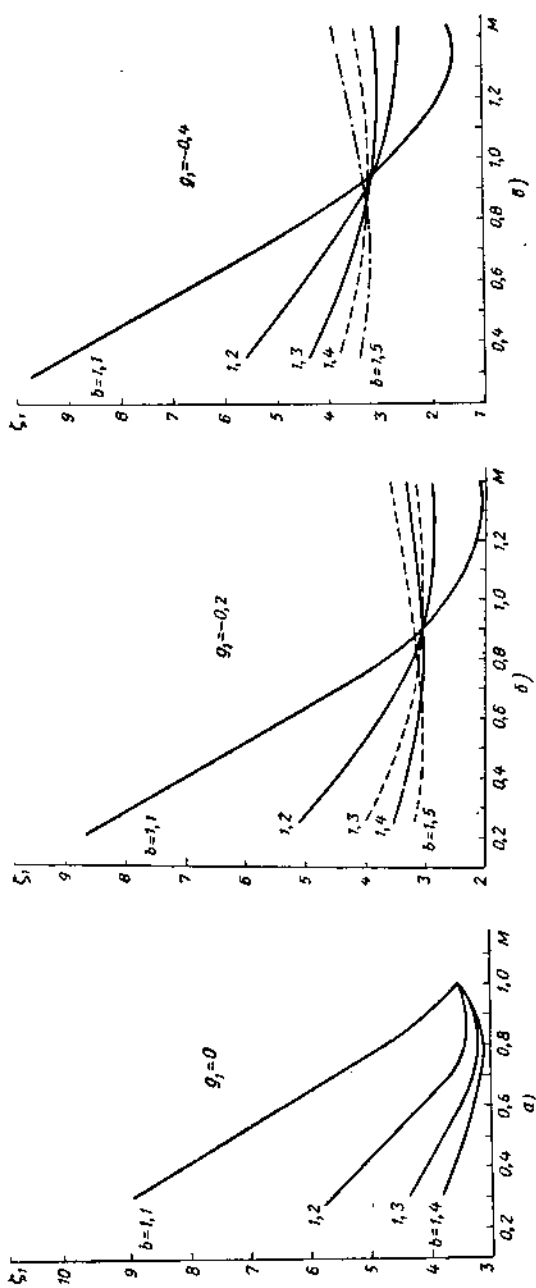


Рис. 5.9. Зависимость ζ_4 от M :
а — при $g_1 = 0$; б — при $g_1 = -0.2$; в — при $g_1 = -0.4$.

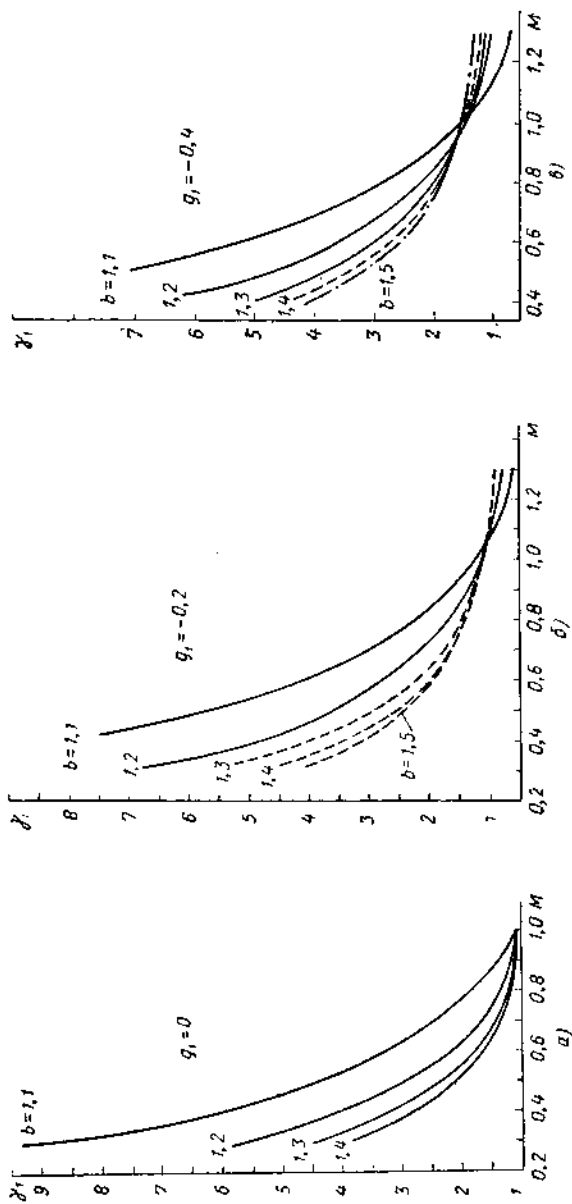


Рис. 5.10. Зависимость γ_1 от M :
а — при $g_1 = 0$; б — при $g_1 = -0.2$; в — при $g_1 = -0.4$.

то значение номинального перепада индукции $\Delta B_{1 \text{ ном}}$ может быть близким к $2B_s$.

Однако в большинстве случаев должна быть предусмотрена возможность изменения параметров генератора в определенных пределах без нарушения нормального режима его работы. В таких случаях при расчете используется γ_1 , определенная для номинальных значений всех параметров, а номинальная величина ΔB_1 берется так, чтобы при всех возможных значениях параметров выполнялось условие (5.83). Рассмотрим два характерных примера.

1. Пусть E_m , b и g_1 остаются постоянными, а амплитуда импульсов регулируется путем изменения тока подмагничивания от $U_{1 \text{ макс}}$ до $U_{1 \text{ мин}}$. Это соответствует изменению M от $M_{\text{макс}}$ до $M_{\text{мин}}$. Номинальному значению амплитуды $U_{1 \text{ ном}}$ соответствует номинальное значение $M_{\text{ном}}$, для которого по графику на рис. 5.10 определена величина $\gamma_{1 \text{ ном}}$. При отклонении от номинального режима величина ΔB_1 будет изменяться во столько раз, во сколько раз изменяется величина ξ_1 (так как $E_m = \text{const}$). Зная диапазон изменения M , можно по графику рис. 5.9 определить максимальное значение $\xi_{1 \text{ макс}}$ для этого диапазона, а также значение $\xi_{1 \text{ ном}}$, соответствующее номинальному режиму работы. Очевидно, что

$$\frac{\Delta B_{1 \text{ макс}}}{\Delta B_{1 \text{ ном}}} = \frac{\xi_{1 \text{ макс}}}{\xi_{1 \text{ ном}}}.$$

Выбрав значение $\Delta B_{1 \text{ макс}}$ близким к $2B_s$, можно легко определить величину $\Delta B_{1 \text{ ном}}$, необходимую для расчета:

$$\Delta B_{1 \text{ ном}} = \Delta B_{1 \text{ макс}} \frac{\xi_{1 \text{ ном}}}{\xi_{1 \text{ макс}}}. \quad (5.91)$$

2. Амплитуда выходных импульсов поддерживается постоянной путем стабилизации тока подмагничивания, а амплитуда питающего напряжения E_m изменяется в определенных пределах. В этом случае максимальное значение M соответствует минимальному значению E_m , и наоборот. Здесь уже изменение ΔB_1 определяется изменением не ξ_1 , а γ_1 , поскольку в данном случае $U_1 = \text{const}$, а E_m изменяется. Поэтому

$$\Delta B_{1 \text{ ном}} = \Delta B_{1 \text{ макс}} \frac{\gamma_{1 \text{ ном}}}{\gamma_{1 \text{ макс}}}. \quad (5.92)$$

Таким образом, при определении номинальной величины ΔB_1 необходимо учитывать характер изменений параметров и их взаимосвязь. Игнорирование этого обстоятельства приводит либо к нарушению условия (5.83), либо к чрезмерному и ничем не оправданному увеличению габаритов генератора, так как величины γ_1 и ΔB_1 входят в (5.90) во второй степени.

РАЗРАБОТКА МАГНИТНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В настоящей главе рассматриваются методика и содержание основных этапов разработки генераторов. Конкретные вопросы разработки изложены применительно к ранее рассмотренным одноканальным генераторам I вида. Однако основные положения главы имеют более общий характер и относятся также к разработке и других генераторов. Это дает возможность в последующих главах при анализе генераторов II вида, генераторов с многоканальным входом и других ограничиться изложением особенностей их разработки.

6.1. МЕТОДИКА РАЗРАБОТКИ

Одна из особенностей магнитных генераторов заключается в том, что электрические параметры схемы рационально построенного генератора в большой степени зависят от конструкции элементов. В свою очередь, выбор конструктивных размеров, естественно, определяется принятыми электрическими параметрами схемы.

Вследствие наличия такой тесной взаимосвязи между конструкцией элементов и электрическими параметрами схемы отделение электрического расчета схемы от конструирования элементов неизбежно приводит к значительному увеличению веса и габаритов, уменьшению коэффициента полезного действия, т. е. не дает рациональных решений.

Излагаемая ниже методика разработки генераторов, основанная на тесной связи электрического расчета и конструирования элементов и направленная на отыскание наиболее рациональных решений, предусматривает путь последовательных приближений. Согласно этой методике на первом этапе производится выбор числа и типов звеньев, номинальных значений рабочих напряжений, типов конденсаторов звеньев и ряда других элементов. Затем, исходя из ориентировочно взятых значений коэффициентов пере-

дачи и коэффициентов μ_n и задаваясь при этом некоторыми дополнительными данными (например, параметрами импульсного трансформатора), в соответствии с конкретными требованиями, предъявляемыми к разрабатываемому генератору, производят предварительный расчет объемов сердечников, чисел витков и др.

Эти данные позволяют выполнить конструктивный расчет дросселей и трансформаторов, что, в свою очередь, дает возможность провести расчет тех исходных данных, которыми предварительно задавались (коэффициентов полезного действия, коэффициентов μ_n и др.).

Повторяя расчет на основе найденных коэффициентов, можно получить уточненные данные объемов сердечников, напряжений, чисел витков и вновь уточнить исходные данные.

В зависимости от конкретных требований, предъявляемых к объекту, от трудности осуществления макета и личного опыта разработчика такие расчеты должны выполняться 2—3 раза. Вслед за этим необходимо приступить к изготовлению дросселей и трансформаторов звеньев, начиная с первого звена. При этом после изготовления каждого дросселя или трансформатора производится тщательное измерение его параметров (μ_n). Изготовление следующего дросселя (трансформатора) выполняется уже с учетом измеренных параметров ранее изготовленных элементов.

Опыт проектирования убедительно показывает, что время, затраченное на предварительные расчеты и тщательные измерения параметров изготавливаемых деталей, в полной мере окупается в процессе наладки макета генератора.

При расчете не предусматривается никаких запасов, за исключением неизбежных, обусловленных, например, нормами размеров сердечников и т. п. Разброс весов сердечников, неизбежный при массовом производстве, учитывается в процессе расчета. Естественно, с увеличением разброса габариты и вес генератора, как и потери энергии в нем, возрастают.

Другой особенностью магнитных генераторов является сложная зависимость основных характеристик генератора, таких, как коэффициент полезного действия, надежность, технологичность, от числа звеньев и распределения объема по звеньям.

Вследствие этого для получения наиболее рационального решения в процессе разработки целесообразно рас-

смагивать несколько вариантов генераторов, отличающихся распределением объемов, числом звеньев и т. п.

Чем более жесткие требования предъявляются к разрабатываемому генератору, чем своеобразнее эти требования, тем большее число вариантов должно быть проверено разработчиком. Эта работа имеет смысл лишь в том случае, если каждый из вариантов будет разрабатываться достаточно тщательно. Иначе из-за погрешностей и неточностей могут оказаться отброшенными лучшие из них.

В заключение подчеркнем следующее важное обстоятельство. Метод последовательных приближений, включающий в себя тесно увязанные между собой электрический расчет, конструирование и наладку, относится только к стадии разработки генератора. Если разработка проведена тщательно, то в производстве никакой отладки генераторов не требуется.

6.2. ВЫБОР СХЕМЫ

При решении вопроса о схеме магнитного генератора необходимо выбрать вид схемы, тип и число звеньев, типы конденсаторов, импульсный трансформатор, вид формирующего двухполюсника, схему подмагничивания и ряд других элементов в зависимости от характера проектируемого генератора и требований, предъявляемых к нему.

Выбор вида схемы. Получить импульсы заданной мощности и длительности можно при помощи различных схем.

Характеристика схем магнитных генераторов дана в первой главе. Здесь лишь отметим, что разработка объектов с расчетом на применение наиболее надежных и экономичных схем магнитных генераторов, таких, как одноканальная схема первого вида с питанием переменным током, может существенно улучшить технические характеристики всего разрабатываемого устройства.

Выбор типов звеньев. В первой главе показано, что схему магнитного генератора удобно представлять в виде последовательно включенных четырехполюсников (звеньев). Мы условились различать звенья типа А и звенья типа Б. Как правило, в схеме генератора целесообразно применять звенья того и другого типа. Это обусловлено следующими причинами.

С помощью звена типа Б можно повышать напряжение. Это важное свойство позволяет исключить из схемы силовой

повышающий трансформатор, облегчает конструирование импульсного трансформатора благодаря уменьшению коэффициента трансформации и открывает широкие возможности при выборе конденсаторов, шкала номиналов емкостей и рабочих напряжений которых весьма ограничена. Кроме того, звено Б позволяет изменять полярность вырабатываемых импульсов и развязать цепи по постоянному току. Последнее обстоятельство дает возможность заземлить высоковольтные цепи генератора при питании его от незаземленного источника.

Обычно при разработке генератора величина напряжения источника питания является заданной. Следовательно, в схеме с первым звеном типа А оказывается заданной величина емкости первого конденсатора и рабочее напряжение на нем. Это исключает возможность выбора оптимального конденсатора. Но, несмотря на это, применение звена типа Б в качестве первого нецелесообразно. Объясняется это прежде всего тем, что потери на обратное перемагничивание в схеме с первым звеном типа Б будут значительно больше. Кроме того, применение звена типа А в качестве первого позволяет весьма просто путем подмагничивания трансформатора (дресселя) второго звена изменять амплитуду импульса обратного перемагничивания (см. § 5.2).

Звено типа Б имеет ту особенность, что заряд конденсатора этого звена происходит не только через индуктивность насыщенного дросселя предыдущего звена, но и через индуктивность последующего звена (последующих звеньев) и импульсного трансформатора. В некоторых случаях это может привести к росту объема сердечников, а при наличии последовательной схемы демпфирования в последнем звене вызовет увеличение потерь в этой схеме. Поэтому на выходе генератора целесообразно иметь звенья типа А.

Исходя из сказанного, можно сформулировать следующие соображения по выбору типов звеньев магнитного генератора. В качестве первого и последнего целесообразно ставить звенья типа А. Так как наибольшее применение находят 3- и 4-звенные генераторы, то необходимо рассмотреть следующие варианты схем: АБА, АБАА, ААБА, АББА.

Повышение напряжения лучше производить в одном звене. При этом уменьшается число типов применяемых конденсаторов. Поэтому схему АББА следует применять лишь тогда, когда повышение напряжения в одном звене осуществлять нецелесообразно, например, по конструк-

тивными соображениям (большое число слоев обмотки и др.). Схема АБАА обладает преимуществами перед схемой ААБА. В первой схеме может оказаться меньше вес конденсаторов, так как вес существующих низковольтных конденсаторов часто больше веса высоковольтных, рассчитанных на накопление той же энергии. В ряде случаев схему ААБА вообще нельзя применить из-за неосуществимости трансформатора для третьего звена вследствие того, что необходимое число витков в его первичной обмотке оказывается меньше единицы. А если трансформатор осуществить удастся, то при очень малом числе витков индуктивность рассеяния в некоторых случаях может оказаться сравнимой по величине с индуктивностью насыщенного дросселя второго звена, что приведет к увеличению объема сердечников.

Таковы основные соображения по выбору типов звеньев. Конечно, ряд специфических требований, предъявляемых к конкретному генератору, может оказать существенное влияние на выбор типов звеньев.

Выбор числа звеньев. Число звеньев магнитного генератора целесообразно выбирать исходя из минимума веса генератора. Кроме того, можно учесть влияние числа звеньев на к. п. д. генератора и ряд соображений конструктивного характера, например числа витков и слоев обмоток. Необходимо считаться и с тем, что с увеличением числа звеньев растет число элементов, усложняется конструкция, уменьшается надежность.

Для сравнения различных вариантов генератора по весу достаточно определить вес конденсаторов и сердечников этих генераторов, полагая вес остальных элементов не зависящим от числа звеньев.

В рационально спроектированных генераторах, как правило, не все сердечники имеют одинаковые объемы. Однако, учитывая приближенный характер расчетов на самом первом этапе, для определения общего объема сердечников можно воспользоваться формулой (3.83), справедливой для случая равных объемов сердечников всех звеньев

$$V_{\Sigma \text{ млн}} = n \frac{\mu_0 P_n \tau_n}{\sqrt{10 \alpha \xi^2}} \times \\ \times \sqrt[n]{\prod_{k=1}^n \frac{2 \mu_{nk} a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}}. \quad (6.1)$$

Напомним содержание принятых здесь обозначений:

- P_n — импульсная мощность;
 τ_n — длительность импульса;
 n — число звеньев генератора;
 k — номер звена;
 ξ — коэффициент заполнения импульсов;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ гн/м};$$

$$\alpha = t_d / \tau_n;$$

t_d — часть длительности фронта, обусловленная индуктивностью насыщенного последнего дросселя;

$\mu_{nk} = \mu_{sk} - 1 + \frac{S_k}{A_k}$ — коэффициент, зависящий от величины магнитной проницаемости сердечника в насыщении (μ_s) и от отношения площадей сечения обмотки (S_k) и сечения сердечника (A_k);

$$\lambda_{k+1} = C_k / C_{k+1};$$

ΔB_k — рабочий перепад индукции в сердечнике дросселя;

β_k — коэффициент передачи энергии от k -го звена до нагрузки (3.37);

α_k — коэффициент, равный величине отношения суммарной индуктивности к индуктивности насыщенного дросселя (3.2). Для выходного (последнего) звена $\alpha_n = 1$;

γ_k — коэффициент, зависящий от формы приложенного к дросселю напряжения и определяемый формулой (3.30).

Для вычисления объема сердечников по этой формуле необходимо предварительно задаться величинами коэффициентов μ_{nk} и β_k . Для облегчения выбора этих коэффициентов целесообразно по заданным параметрам нагрузки и питающего напряжения предварительно оценить уровни напряжений и длительности импульсов в звеньях. Кроме того, следует в полной мере опираться на опыт разработки генераторов подобного рода.

Как показывает опыт, значения коэффициентов μ_{nk} и β_k лежат в следующих пределах:

$$\mu_{nk} = 2,5 - 7,0; \quad \beta_{k-1, k} = 0,8 - 0,95.$$

Напомним, что

$$\beta_k = \beta_{k, k+1} \cdot \dots \cdot \beta_{n-1, n} \cdot \beta_{n, n+1}.$$

Здесь же необходимо принять предварительное решение о типе материала и толщине ленты сердечника переключающих дросселей. На этом этапе расчета можно исходить из следующей сугубо приближенной величины рабочего перепада в сердечниках: $\Delta B_k = 1,5 B_s$.

Величины остальных коэффициентов можно взять такими:

$$\gamma_k = 1,57, \quad \lambda_{k+1} = 1,0,$$

$$\alpha \approx \frac{\tau_{\Phi}}{\tau_n}, \quad \xi = \frac{\tau_n}{T}.$$

Более подробно вопрос о выборе рассматриваемых коэффициентов изложен ниже.

В предыдущих главах установлена зависимость ряда важных параметров генератора (потери в сердечниках, потери на обратное перемагничивание и др.) от коэффициента сжатия звена x_k . Кроме того, в § 3.2 и 3.3 показано, что значения x_k ограничены как сверху, так и снизу. Поэтому для дальнейшего полезно уже на этом этапе вычислить величину общего сжатия

$$\prod_{k=1}^n x_k = \frac{2}{n\xi \sqrt{\alpha}}.$$

После определения числа звеньев целесообразно оценивать хотя бы приближенно величину сжатия, приходящуюся на одно звено.

Определяя объем и затем вес сердечников для разного числа звеньев и учитывая вес конденсаторов, находим число звеньев, при котором общий вес минимален. Однако решение вопроса о числе звеньев на этом этапе нельзя считать окончательным, так как при сравнении вариантов не были учтены к. п. д., конструкция и т. п., да и само сравнение по весу выполнено весьма приближенно без учета, например, реального распределения объема сердечников по звеньям. Поэтому к вопросу о числе звеньев иногда бывает необходимо вернуться на стадии предварительного расчета. Причиной этого могут быть, например, трудности конструирования элементов избранного варианта или его низкий к. п. д.

В заключение отметим следующие факторы, влияющие на число звеньев генератора:

а) чем легче конденсаторы, тем большее число звеньев целесообразно иметь;

б) чем меньше мощность, тем из меньшего числа звеньев рационально строить схему генератора.

Выбор конденсаторов. Для выбора конденсаторов необходимо определить величины емкостей и уровни напряжений в звеньях генератора. Величина емкости конденсатора последнего звена и коэффициент трансформации импульсного трансформатора в соответствии с (3.69) связаны следующим соотношением с заданными длительностью импульса и сопротивлением нагрузки:

$$C_n \frac{R_H}{k_{нт}^2} = 0,5\tau_H. \quad (6.2)$$

Рабочее напряжение на конденсаторе, в свою очередь, определяется выражением

$$\frac{C_n U_n^2}{2} \beta_{n, n+1} = P_H \tau_H, \quad (6.3)$$

где $\beta_{n, n+1}$ — коэффициент передачи последнего звена.

Из формул (6.2) и (6.3) видно, что величина коэффициента трансформации вместе с параметрами импульса и нагрузки определяет как величину емкости, так и напряжение на конденсаторе. С ростом коэффициента трансформации растет величина емкости, но зато уменьшается напряжение на конденсаторе. При наличии ограниченного числа типов конденсаторов рациональный выбор коэффициента трансформации может дать существенный выигрыш в габаритах конденсаторов.

Для выбора оптимальных конденсаторов необходимо, задаваясь коэффициентом передачи последнего звена (обычно $\beta_{n, n+1} = 0,8 \div 0,9$) и используя формулы (6.2) и (6.3), из существующих типов конденсаторов составить всевозможные комбинации и сравнить их между собой. При подборе конденсаторов для последнего звена следует предусматривать возможность их применения и во всех предыдущих высоковольтных звеньях, в которых напряжение несколько выше.

При сравнении различных комбинаций необходимо учитывать не только вес и габариты самих конденсаторов, но и принимать в расчет другие факторы, такие, как уровни напряжений в звеньях, влияющие на конструкцию дросселей (трансформаторов), величина индуктивности насыщенного дросселя последнего звена, которая при очень

большой емкости может оказаться сравнимой с паразитными индуктивностями соединительных проводов, и т. п.

После выбора высоковольтных конденсаторов и определения коэффициента трансформации импульсного трансформатора становятся известными приближенные значения напряжений на конденсаторах высоковольтных звеньев. Напряжение на конденсаторе первого звена, как уже указывалось выше, определяется величиной напряжения источника питания. Приблизительно оно оценивается следующим равенством:

$$U_1 = (2,4 \div 2,6) E_m,$$

где E_m — амплитуда напряжения источника.

Величина емкости этого конденсатора определяется формулой

$$\frac{CU_1^2}{2} \beta_1 = P_n \tau_n.$$

Аналогичным образом определяется емкость конденсатора второго звена, если третье звено выполнено по схеме типа Б.

Важно подчеркнуть различие в подходе к выбору конденсаторов для первого звена и для остальных звеньев. Несмотря на ориентировочную величину коэффициентов передачи, определение величин емкостей, а следовательно, и выбор конденсаторов высоковольтных звеньев является, как правило, окончательным. Уточняются в ходе расчета только напряжения на них. В первом звене часто дело обстоит иначе. В тех случаях, когда амплитуда питающего напряжения является заданной, по существу, оказывается заданным и напряжение на первом конденсаторе. В процессе расчета приходится уточнять величину емкости C_1 , поэтому выбор первого конденсатора на этом этапе проектирования является предварительным.

Выбор импульсного трансформатора. В схемах магнитных генераторов лучшие результаты дает применение импульсных трансформаторов, выполненных на сердечниках с прямоугольной петлей гистерезиса. Это объясняется тем, что в магнитном генераторе легко обеспечить работу трансформатора на цикле, близком к предельному. Расчет показывает, что если трансформатор выполнен на таком же сердечнике, что и последний переключающий дроссель, то при габаритах трансформатора, составляющих лишь

малую часть габаритов всего генератора, удлинение фронта выходного импульса за счет трансформатора значительно меньше удлинения фронта, вызываемого переключателем дросселем последнего звена. Кроме того, в этом случае уменьшается число типов сердечников, используемых в генераторе. И, наконец, учтем что, как уже отмечалось в этой главе, хотя бы одно звено магнитного генератора обычно является звеном типа Б.

Ток заряда конденсатора звена типа Б протекает не только через соответствующий насыщенный дроссель, но и через первичную обмотку импульсного трансформатора. При использовании в трансформаторе насыщающегося сердечника нетрудно обеспечить, чтобы индуктивность его первичной обмотки была значительно меньше индуктивности насыщенного дросселя.

Таким образом, импульсный трансформатор целесообразно рассматривать как неотъемлемый элемент магнитного генератора и разрабатывать его в органической связи с переключателями трансформаторами звеньев.

Если в схеме магнитного генератора имеется хотя бы одно звено типа Б, позволяющее повышать напряжение, то возможен вариант схемы, не содержащий на выходе импульсного трансформатора. Однако, как правило, особенно при работе на нагрузку, требующую высокого напряжения, схема с импульсным трансформатором на выходе является более совершенной из-за более низкого напряжения в звеньях генератора.

Выбор формирующего двухполюсника. Вообще говоря, в магнитном генераторе могут быть использованы любые известные схемы двухполюсников, формирующие импульс из перепада напряжения. Однако, учитывая специфику схемы магнитного генератора, следует признать наиболее удобным типом формирующего двухполюсника схему с противорезонансными контурами (рис. 3.2, а). При использовании такой схемы индуктивность насыщенного дросселя будет составлять часть (обычно основную часть) последовательной индуктивности формирующего двухполюсника. Применение формирующего двухполюсника другого типа, где нельзя выделить индуктивность, включенную последовательно с остальной частью двухполюсника, потребует, чтобы индуктивность насыщенного переключателя дросселя последнего звена была бы значительно меньше, чем в случае схемы с противорезонансными контурами при

прочих равных условиях. Следует иметь в виду, что уменьшение индуктивности дросселя — это увеличение габаритов и веса генератора.

Так как в ряде случаев могут возникнуть трудности в подборе конденсаторов для двухполюсника с противорезонансными контурами, то в случае нежестких требований к форме вершины импульса может оказаться целесообразным применение лестничной схемы с одинаковыми звеньями (рис. 3.2, б). Заметим, что в генераторе с формирующим двухполюсником лестничного типа необходимо обеспечить такую величину сжатия в последнем звене, чтобы длительность заряда двухполюсника была бы не менее (при подключении дросселя предпоследнего звена к средней точке двухполюсника) длительности формируемого импульса.

Выбор схемы демпфирования. В схемах магнитных генераторов при обратном перемагничивании с насыщением переключающего дросселя последнего звена на выходе генератора наряду с рабочими импульсами образуются импульсы обратной полярности. Если нагрузка носит вентильный характер (например, магнетрон), то для поглощения энергии перемагничивающих импульсов иногда возникает необходимость во включении в последнее звено генератора элементов так называемой демпфирующей цепи (см. § 3.3).

Необходимость демпфирования может возникнуть, например, в случае, когда импульсы обратного перемагничивания вызывают недопустимую паразитную генерацию колебаний в магнетроне или нагрузке подобного типа.

Окончательно вопрос о выборе той или иной схемы демпфирования решается обычно в процессе наладки генератора при работе на реальную нагрузку. Здесь можно лишь отметить, что при необходимости демпфирования часто хорошие результаты дает применение наиболее простой схемы — сопротивления, включенного параллельно нагрузке.

Выбор схемы подмагничивания. В магнитном генераторе, как правило, один или несколько дросселей (трансформаторов) подмагничиваются постоянным током. В генераторах I вида подмагничивание дросселя первого звена необходимо для получения асимметричного режима. Подмагничивание дросселей (трансформаторов) других звеньев может быть применено для обеспечения требуемого режима

обратного перемагничивания. Кроме того, подмагничивание может оказаться необходимым для устранения предварительного намагничивания сердечников (для увеличения рабочего перепада индукции). Для подмагничивания в дросселях целесообразно иметь отдельные обмотки. Это позволяет использовать общий источник для подмагничивания нескольких дросселей и упрощает элементы развязки и регулировки.

Поскольку в магнитных генераторах режим работы, в частности амплитуда выходных импульсов, сильно зависит от величины тока подмагничивания, то при выборе схемы подмагничивания необходимо предусмотреть наиболее простой для данных условий способ регулирования этого тока.

Важно заметить, что мощность, расходуемая на подмагничивание дросселей (трансформаторов), не связана непосредственно с мощностью генератора. Она определяется величиной сопротивления цепи подмагничивания. В необходимых случаях она может быть сделана достаточно малой.

В заключение отметим, что кроме рассмотренных выше схема генератора может содержать ряд других элементов. Так, в звенья генератора могут включаться дополнительные цепи для получения импульсов запуска совпадающих по времени с выходным импульсом или упреждающих этот импульс. Для уменьшения длительности спада импульса последнее звено может содержать корректирующую цепь, состоящую из переключающего дросселя и сопротивления.

6.3. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЙ РАСЧЕТ

После выбора вида схемы, конденсаторов, числа и типов звеньев производится предварительный расчет основных параметров. При выполнении этого расчета приходится вновь задаваться значениями коэффициентов передачи β_k , коэффициентов μ_{nk} , параметрами импульсного трансформатора и некоторыми другими величинами, зависящими от конструкции элементов генератора.

В результате предварительного расчета должны быть уточнены значения коэффициентов β_k и μ_{nk} и другие параметры, величинами которых задавались в начале расчета. Предварительный расчет проводится в той мере, какая позволяет наметить конструкцию элементов, подсчитать

потери энергии и уточнить исходные данные. Если расхождение между выбранными значениями коэффициентов β_k , μ_{nk} и рассчитанными окажется незначительным, то предварительный расчет станет и окончательным.

В ходе предварительного расчета уточняются величины напряжений на конденсаторах, определяются объемы сердечников, рассчитываются числа витков, выполняется предварительное конструирование дросселей и импульсного трансформатора и вычисляются значения коэффициентов μ_{nk} , β_k и др.

На этом этапе разработки расчет зарядного дросселя, элементов цепи подмагничивания, контуров формирующего двухполюсника, а иногда и импульсного трансформатора обычно не проводится. Некоторыми параметрами этих элементов, например потерями энергии в них, которые нужны для расчета других элементов, задаются.

Определение величин коэффициентов μ_{nk} и β_k . Приступая к определению коэффициентов β_k , необходимо оценить ожидаемые потери энергии в элементах генератора. Потери энергии складываются в основном из потерь в конденсаторах, потерь в сердечниках, потерь в обмотках и потерь на обратное перемагничивание.

Потери в конденсаторах зависят от их типа. В мощных генераторах, где приходится применять в первых низковольтных звеньях бумажные конденсаторы, потери в конденсаторах составляют значительную долю. В генераторах малой мощности при использовании слюдяных, пленочных и керамических конденсаторов потери в них незначительны.

Потери в сердечниках зависят от материала сердечников, от длительности импульса и общего сжатия. Чем короче импульс и чем больше сжатие, тем больше доля потерь в сердечниках (см. § 2.4).

Потери в обмотках составляют обычно 15—25% от всех потерь, и приходится они в основном на первое и второе звенья генератора.

Как показывают многочисленные расчеты и опыт проектирования генераторов самого различного типа при соответствующем выборе сердечников и конденсаторов, рациональном распределении объема по звеньям и при тщательном конструировании дросселей и трансформаторов удастся обеспечить общий коэффициент полезного действия генератора порядка 0,45—0,6. Исходя из величины общего коэф-

коэффициента полезного действия, можно взять в качестве исходных следующие значения коэффициентов передачи всех звеньев, кроме последнего. В трехзвенном генераторе $\beta_{h, h+1} = 0,80 \div 0,85$; в четырехзвенном $\beta_{h, h+1} = 0,85 \div 0,90$; в пятизвенном $\beta_{h, h+1} = 0,9 \div 0,95$. Что касается коэффициента передачи последнего звена $\beta_{n, n+1}$, то при любом числе звеньев можно исходить из $\beta_{n, n+1} = 0,9$.

Для достижения выбранных коэффициентов передачи важно правильно выбрать тип материала и толщину проката для сердечников. Характеристика магнитных материалов, применяемых в генераторах, дана в § 2.3.

В дросселях и трансформаторах магнитного генератора обычно используются ленточные сердечники из железоникелевых сплавов с толщиной ленты $0,005 \div 0,1$ мм. Эти материалы по своим свойствам делятся на две группы. Материалы первой группы (50НП, 34НҚМП и др.) имеют индукцию насыщения порядка 1,5 тл (15 кгс). Материалы второй группы (79НМ, 79НМА, 80НХС и др.) уступают по индукции насыщения примерно в два раза, но зато обладают меньшими потерями.

Кроме железоникелевых возможно применение железокобальтовых сплавов (35КХ, 50КФА), имеющих наибольшую из всех магнитомягких материалов индукцию насыщения (2,4 тл), а также холоднокатаной железокремнистой стали (Э340 и др.). Не исключена в принципе возможность применения и ферритов с прямоугольной петлей гистерезиса.

Выбор материала и толщины проката для сердечника того или иного звена производится путем оценки с помощью соответствующих расчетных формул потерь в сердечнике и тепловой нагрузки дросселя. При этом величиной сжатия (значением x_h) необходимо задаваться, исходя из числа звеньев и общего сжатия, ориентировочная величина которого определена при выборе схемы. Оценивая величину потерь в сердечниках, следует иметь в виду, что в последних звеньях потери в сердечнике играют основную роль, а в первых звеньях добавятся к ним потери в обмотках и конденсаторах. Кроме этого, при выборе материала и толщины ленты сердечников необходимо учитывать стоимость материала, сложность изготовления сердечников, возможности производства и другие технико-экономические факторы.

Для ориентировки при выборе материалов отметим следующее. Если длительность импульса больше 1 мксек, а частота следования не превосходит 2—5 кГц, то все сердечники обычно удается выполнить из железоникелевых сплавов первой группы (50НП и др.). Материалы второй группы (79НМ и др.) используются в последних звеньях генераторов более коротких импульсов, а также в случае высоких частот следования (более десяти килогерц).

Относительно толщины проката следует сказать, что без крайней необходимости не надо применять сердечники из наиболее тонкой ленты. Известно, что с уменьшением толщины проката потери на гистерезис возрастают, а потери энергии на вихревые токи падают. Поэтому для каждой длительности перемагничивания можно указать такую толщину ленты, при которой потери на вихревые токи составляют малую часть всех потерь энергии в сердечнике. В табл. 6.1 приведены ориентировочные данные об этих толщинах для сплавов 50НП и 79НМ.

ТАБЛИЦА 6.1

Время перемагничивания, мксек	1000	300	100	30	10	3	1 и менее
Толщина ленты для 50НП, мм	0,05	0,03	0,03	0,02	0,01	0,01	0,005
Толщина ленты для 79НМ, мм	0,05	0,03	0,02	0,01	0,01	0,005	0,005

Величина коэффициента μ_n зависит от коэффициента заполнения сердечника, от толщины каркаса и изоляции и от конструкции обмотки, а также от глубины насыщения. После выбора материала сердечника и толщины ленты коэффициент заполнения становится известным. Оценив, исходя из механической и электрической прочности, возможное расстояние между сердечником и обмоткой, можно приблизительно определить значение коэффициента μ_n для каждого дросселя (трансформатора) из выражения (2.7).

На основе опыта можно указать следующие примерные значения коэффициентов μ_n для различных конструкций дросселей и разной толщины ленты. Для ленты толщиной 0,05 мм: однослойные низковольтные обмотки $\mu_n = 2,5$; однослойные высоковольтные обмотки $\mu_n = 3,0—3,5$; двух-

слойные низковольтные обмотки $\mu_n = 3,0$; двухслойные высоковольтные обмотки $\mu_n = 3,5-4,0$; многослойные обмотки $\mu_n = 4,0$. Для сердечников с толщиной ленты $0,02-0,03$ мм указанные величины необходимо увеличить примерно на 25%. Наконец, высоковольтные дроссели, выполненные на сердечниках из ленты толщиной $0,01$ мм, имеют $\mu_n = 6-7$.

Следует подчеркнуть, что указанные цифры справедливы для дросселей (трансформаторов), которые конструктивно выполнены компактно с малыми расстояниями между обмоткой и сердечником.

Определение объемов переключающих дросселей и трансформаторов. Конечная величина длительности фронта импульсов на выходе генератора обусловлена, вообще говоря, не только индуктивностью насыщенного дросселя последнего звена, но и паразитными параметрами импульсного трансформатора, емкостью (индуктивностью) нагрузки и др.

Прежде чем приступить к вычислению объемов, необходимо оценить долю заданной длительности фронта, приходящуюся на переключающий дроссель. Чем больше будет эта доля, тем меньше объем переключающих дросселей генератора, но больше объем импульсного трансформатора. Обычно удается обеспечить такие условия, при которых влияние импульсного трансформатора на длительность фронта не является определяющим. Если емкость нагрузки мала и нет других факторов, влияющих на длительность фронта, то при расчете можно исходить из

$$\alpha = \frac{t_n}{\tau_n} \approx (0,7 - 0,8) \frac{\tau_{\phi}}{\tau_n}.$$

Произведение объемов сердечников определяется по следующей формуле:

$$\prod_{k=1}^n V_k = \frac{(2\mu_0 P_n \tau_n)^n}{10\alpha \xi^2} \prod_{k=1}^n \frac{\mu_n k a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k^2) \beta_k}. \quad (6.4)$$

При определении коэффициентов a_k необходимо учитывать следующее. Если k -е промежуточное звено построено по схеме типа Б, то отличие коэффициента a_{k-1} от единицы обусловлено в основном индуктивностью рассеяния переключающего трансформатора k -го звена. Если последнее звено типа Б, то при определении коэффициента a_{n-1}

следует учесть индуктивность первичной обмотки импульсного трансформатора и индуктивность рассеяния трансформатора n -го звена. Практически в большинстве случаев удастся индуктивность рассеяния переключающих трансформаторов сделать достаточно малой. В ходе предварительного расчета можно полагать $a_k = 1$.

Коэффициенты λ_{k+1} учитывают соотношение емкостей конденсаторов соседних звеньев. Если между звеньями не включен трансформатор, то емкости этих звеньев выбираются равными. Поэтому в схеме, где только второе звено типа Б, лишь λ_2 не равно единице.

Для обеспечения одного насыщения первого переключающего дросселя обычно используется режим, когда на первом конденсаторе остаточное напряжение отлично от нуля (обычно $g_1 = U'_1/U_1 = -0,1 \div -0,4$). Это достигается рассогласованием емкостей C_1 и C_2 , т. е. соответствующим выбором λ_2 . При указанных значениях g_1 $\lambda_2 \approx 0,5 \div 0,7$.

Вообще говоря, величина рабочего перепада индукции в сердечнике ΔB_k может быть равной $2B_s$. На самом деле, в генераторе величина рабочего перепада близка к этой величине обычно только во втором звене, сердечник которого перед началом заряда второго конденсатора удерживается в насыщении током I_{b1} . В первом дросселе при работе с одним насыщением величина рабочего перепада в номинальном режиме заметно меньше $2B_s$. В остальных звеньях из-за наличия предварительного намагничивания рабочий перепад меньше указанной величины приблизительно на 15—25%. При решении вопроса о рабочих перепадах индукции необходимо иметь в виду зависимость B_s от температуры. Так как с ростом температуры B_s уменьшается, то при расчете надо брать значение B_s , соответствующее максимальной температуре сердечников. При этом следует иметь в виду, что перегрев сердечников последних звеньев относительно температуры окружающей среды зависит от длительности импульса, частоты следования, импульсов, условий охлаждения и может достигать 50—150° С, а иногда и более. Выбор величины рабочего перепада индукции в первом дросселе будет рассмотрен подробно ниже. Здесь укажем, что если не требуется регулировать амплитуду выходных импульсов в широких пределах, то $\Delta B_1 = (1,6 - 1,8) B_s$.

Значение коэффициента γ для всех звеньев, кроме первого, приблизительно равно $\pi/2$. Величина γ_1 зависит от

величины остаточного напряжения на первом конденсаторе (от согласования емкостей первого и второго звеньев), от настройки зарядной цепи и от величины тока подмагничивания, т. е. от параметров g_1 , b и M . Вопрос о выборе этих параметров рассмотрен в § 6.4.

Перейдем к рассмотрению одного из центральных вопросов разработки—к распределению объема сердечников по звеньям. Если общий объем распределить по звеньям, исходя из равенства их объемов, то объем и вес всех сердечников генератора будет минимальным. Но практически такое распределение часто не будет наилучшим. Как правило, для последних звеньев целесообразно выбирать сердечники, изготовленные из более тонкой ленты и, соответственно, имеющие меньший коэффициент заполнения. В этом случае при равенстве объемов ферромагнитного материала всех сердечников их геометрические объемы будут различными. В производстве удобно иметь геометрические объемы всех сердечников одинаковыми, так как при этом уменьшится число типов каркасов для сердечников. Для получения равенства геометрических объемов надо объем по звеньям распределить прямо пропорционально коэффициентам заполнения, т. е.

$$\frac{V_k}{V_{k-1}} = \frac{\chi_k}{\chi_{k-1}}. \quad (6.5)$$

От распределения объема зависят потери энергии, в частности потери в сердечнике и потери на обратное перемагничивание. Вопрос о зависимости потерь в сердечниках от распределения объема будет рассмотрен дальше. Что касается потерь на обратное перемагничивание, то при перемагничивании с насыщением, когда трансформатор 2-го звена не подмагничен ($I_{b2} = 0$), остаточное напряжение на конденсаторе C_2 равно нулю ($g_2 = 0$), задержка отсутствует ($\tau_2^* = 0$), энергия импульса обратного перемагничивания в соответствии с (5.45) приблизительно равна

$$\frac{W_{2 \text{обр}}}{W_2} \approx \frac{1}{2x_1}. \quad (6.6)$$

Для нахождения x_1 можно воспользоваться полученной из (3.39) формулой, определяющей коэффициент сжатия звена

$$x_k = \sqrt{\frac{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k V_k}{2\mu_0 \mu_H k a_k \gamma_k^2 P_n \tau_n}}. \quad (6.7)$$

От распределения объемов существенно зависит конструкция дросселей и трансформаторов. Известно, что число витков в дросселях первых звеньев значительно больше, чем в последних. При разработке генератора необходимо стремиться к осуществлению в высоковольтных звеньях однослойных обмоток, что существенно повышает надежность и технологичность дросселей. Этого можно достигнуть путем увеличения объемов первых сердечников с соответствующим уменьшением объемов сердечников последних звеньев.

В ряде случаев (например, в генераторах коротких импульсов, в генераторах с многоканальным входом) при распределении объема приходится далеко отходить от условия минимума объема. Кроме того, бывает и так, что объем какого-либо дросселя (обычно первого или последнего) является по существу заданным, например, допустимой величиной тепловой нагрузки или величиной потерь на обратное перемагничивание и др.

Реальный сердечник переключающего дросселя выполняется в виде одного или нескольких стандартных колец (сердечников) определенного объема. Поэтому при распределении объема по звеньям необходимо предусматривать возможность выполнения сердечников из целого числа колец. Если при этом получится некоторый запас объема, то его можно использовать, например, для уменьшения индуктивности последнего дросселя, т. е. весь запас перевести в последнее звено.

В производстве при изготовлении сердечников из-за разной плотности намотки неизбежно имеется разброс по величине коэффициента заполнения. Поэтому кольца, а следовательно, и сердечники при одинаковых геометрических размерах имеют разный объем железа. Для обеспечения нормального режима работы нельзя допускать отклонения объема ферромагнитного материала от расчетных величин в меньшую сторону. Такое отклонение приводит к уменьшению площади поперечного сечения сердечника, что может вызвать преждевременное или повторное его насыщение, вызывающее или уменьшение напряжения, или нарушение режима с одним насыщением. Поэтому при изготовлении сердечников необходимо брать такое число колец, чтобы объем железа соответствовал расчетному значению его при наименьшем коэффициенте заполнения. Вес сердечников генератора в среднем оказывается

больше расчетного на величину допуска по весу при изготовлении колец. Кроме того, расчет дросселей по наименьшему коэффициенту заполнения сердечников приводит к увеличению коэффициента μ_n , что, в свою очередь, вызывает дополнительный рост веса сердечников и увеличивает габариты переключающих дросселей.

Определение числа витков и конструирование обмоток. После определения объема сердечника каждого дросселя можно найти число витков и приступить к конструированию обмоток.

Число витков дросселя или число витков вторичной обмотки переключающего трансформатора находится по формуле

$$N_k = \frac{\gamma_k U_k}{\Delta B_k \omega_k A_k} . \quad (6.8)$$

Напомним, что величина A_k определяется по наименьшему коэффициенту заполнения. Для определения частоты ω_k необходимо предварительно по формуле (6.7) определить значение x_k . Значения напряжений на конденсаторах звеньев в момент насыщения дросселя U_k определяются из соотношения

$$\frac{C_k U_k^2}{2} \beta_k = P_n \tau_n \quad (6.9)$$

или

$$\frac{C_k U_k^2}{2} \beta_{k, k+1} = \frac{C_{k+1} U_{k+1}^2}{2} . \quad (6.10)$$

Из (6.10) для коэффициента трансформации трансформатора второго звена k_2 получаем следующее выражение:

$$k_2 = \frac{U_2}{U_1} \sqrt{\frac{1}{\lambda_2 \beta_{1,2}}} . \quad (6.11)$$

При конструировании обмоток (выборе типа обмотки, диаметра проводов, величин защитных промежутков и т. д.) необходимо обеспечить малые потери в обмотках, малое значение параметра μ_n и нормальный тепловой режим с учетом возможностей специальных способов охлаждения (обдува и т. п.).

Малая величина μ_n обеспечивается при конструировании обмоток двумя путями. Первый путь заключается в сокращении промежутков между сердечником и обмоткой

за счет использования материалов для каркасов и изоляционных материалов, обладающих высокой электрической прочностью. При этом запасы в толщине изоляционных промежутков следует выбирать минимально необходимыми, но такими, которые гарантируют полную надежность дросселей. Хорошо известно, что индуктивность тороидальной катушки зависит не только от ее размеров и числа витков, но и от плотности намотки. Индуктивность однослойной катушки при данном числе витков меньше при более равномерном и более плотном заполнении каркаса проводом. Для уменьшения индуктивности целесообразно выполнять обмотки последних дросселей, имеющих небольшое число витков в виде многозаходных.

Выбор диаметров проводов обмоток необходимо производить с учетом поверхностного эффекта и эффекта близости. Лучшие результаты дает применение обмоток с оптимальным диаметром, обеспечивающим минимум потерь в обмотках.

Надежность и технологичность высоковольтных дросселей резко повышаются, если их обмотки являются однослойными. В некоторых случаях из-за очень большого числа витков в дросселях первых звеньев (чаще всего в трансформаторе второго звена) для улучшения конструкций обмоток целесообразно изменить произведенное ранее распределение объема по звеньям, а может быть и само число звеньев.

6.4. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ ВХОДНОЙ ЧАСТИ ГЕНЕРАТОРА

Важным этапом разработки является выбор безразмерных параметров M , b , g_1 и номинального рабочего перепада индукции ΔB_1 в сердечнике дросселя первого звена. Влияние этих параметров на работу генератора подробно рассмотрено в предыдущей главе. Правильный выбор значений отмеченных величин позволяет реализовать такие важные достоинства генератора первого вида, как стабилизирующие свойства, возможность плавной регулировки амплитуды и высокий коэффициент мощности. Поскольку стабилизирующие свойства и плавная регулировка имеют место лишь при работе генератора в режиме с одним насыщением, то уже на этапе расчета необходимо предусмотреть возможность практического осуществления этого режима.

Значение параметра g_1 выбирается на основе следующих соображений. Напомним, что напряжение на втором конденсаторе C_2 , как и на первом, воздействует на дроссель первого звена. При формировании рабочего импульса после разряда напряжение на нем практически всегда отлично от нуля и имеет обратную полярность. В одних случаях для осуществления обратного перемагничивания без насыщения специально обеспечивается определенная величина остаточного напряжения на C_2 ($g_2 \neq 0$). В других случаях, хотя конденсатор C_2 разряжается до нуля ($g_2 = 0$), через короткий промежуток времени после рабочего импульса на нем возникает обратное напряжение за счет части энергии рабочего импульса, неизрасходованной в нагрузке. Величина этого напряжения может составлять приблизительно 0,10—0,15 от амплитуды рабочего импульса. Для исключения повторного насыщения сердечника первого дросселя обратное напряжение на первом конденсаторе должно быть не меньше, чем на втором. В противном случае первый дроссель сразу же после разряда C_2 вновь окажется в насыщенном состоянии. В качестве ориентировочных можно выбрать следующие значения g_1 : если $g_2 \neq 0$, то $|g_1| > |g_2|$; если $g_2 = 0$, то $g_1 = -(0,10 \div 0,15)$.

При известном значении g_1 параметры b и M определяются по графику области существования режима с одним насыщением (рис. 4.4 и 4.5). При этом необходимо учитывать возможность изменения этих величин в определенном диапазоне. Так, например, изменение M может быть обусловлено требованием регулировки амплитуды импульсов или, наоборот, требованием стабилизации амплитуды при изменении питающего напряжения. Выбирая номинальные значения параметров M и b и границы диапазона их изменения, следует руководствоваться тем, чтобы величина коэффициента мощности зарядной цепи $\eta_{0,1}$ была максимальна, а величина коэффициента γ_1 — минимальна. Поскольку γ_1 , а следовательно, и объем сердечников увеличиваются с уменьшением M , то величина M должна быть возможно больше. Обычно номинальное значение выбирается вблизи верхней границы области существования.

Для обеспечения высокого коэффициента мощности значение b должно лежать в пределах диапазона оптимальной настройки $1 < b < b^*$. В этих пределах величина $\eta_{0,1}$ изменяется незначительно (если величина g_1

мала), поэтому номинальное значение b желательно выбирать вблизи верхней границы диапазона, т. е. вблизи точки $b = b^*$, определяемой формулой (5.77), так как чем больше b , тем меньше увеличивается γ_1 с уменьшением M . Это особенно важно, в частности, в том случае, когда необходимо регулировать амплитуду в широком диапазоне. Например, если требуется регулировать амплитуду выходных импульсов от 50 до 100% номинального значения, то, как показывает расчет, объем сердечника первого звена при $b = 1,1$ приблизительно в 4 раза больше, чем при $b = 1,3$.

В связи с этим необходимо обратить внимание на то, что, как следует из характера зависимости $\xi_1 = f(M)$ (рис. 5.9), регулирование выходного напряжения током подмагничивания требует известного увеличения объема сердечников генератора. Поэтому на практике, особенно там, где объем имеет решающее значение, следует избегать излишнего увеличения пределов регулирования, выбирая их минимально необходимыми.

Вопрос о величине номинального рабочего перепада ΔB_1 подробно рассмотрен в § 5.4. Здесь лишь отметим, что перепад индукции в сердечнике первого дросселя зависит, в частности, от тока подмагничивания и от амплитуды питающего напряжения, величины которых могут значительно отклоняться от своих номинальных значений. Режим с одним насыщением возможен лишь в том случае, когда $\Delta B_{1 \text{ макс}} < 2B_s$. Поэтому при расчете генератора по номинальным значениям этих, а также и других параметров необходимо исходить из такого номинального значения $\Delta B_1 < 2B_s$, которое бы обеспечивало сохранение режима с одним насыщением при отклонении в определенных пределах упомянутых параметров от своих номинальных значений.

6.5. УТОЧНЕНИЕ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ

Используя результаты предварительного расчета основных параметров, можно определить коэффициенты β_k и μ_{nk} , ориентировочными значениями которых в начале расчета задавались. Для определения коэффициентов передачи β_k необходимо рассчитать потери в элементах генератора. Формулы для расчета потерь в сердечниках даны в гл. 2.

Для определения потерь в обмотках требуется рассчитать сопротивление обмоток переменному току и определить эффективное значение импульса тока. Как уже говорилось в § 6.2, при заряде k -го звена типа Б ток заряда конденсатора этого звена протекает не только через индуктивность $(k - 1)$ -го звена, но и через дроссели других звеньев. Обычно при определении потерь в обмотках достаточно учесть лишь потери в $(k - 1)$ -м дросселе. Формулы для расчета потерь в обмотках и конденсаторах даны в § 6.8. Из-за отсутствия необходимых сведений о динамических параметрах сердечников и о частотной зависимости тангенса угла потерь в конденсаторах в ряде случаев приходится прибегать к экспериментальному определению потерь в этих элементах или к измерению недостающих параметров.

Расчет коэффициента μ_{nk} сводится к определению индуктивности насыщенного дросселя, ибо

$$\mu_{nk} = \frac{L_{nk}}{\frac{\mu_0 (N_k A_k)^2}{V_k}}. \quad (6.12)$$

Напомним, что в этой формуле A_k и V_k — наименьшие значения площади сечения и объема сердечника соответственно. Величина индуктивности L_{nk} определяется экспериментально или рассчитывается по известным формулам. При расчете индуктивности по формуле (2.6) относительную проницаемость насыщенного сердечника μ_s можно принимать равной единице, если насыщение достаточно глубокое. Более точные результаты дает экспериментальное определение индуктивности насыщенного дросселя. Для этого надо изготовить макет дросселя без сердечника с соблюдением выбранных защитных промежутков и измерить его индуктивность. Аналогично рассчитывается или измеряется индуктивность рассеяния переключающего трансформатора.

После расчета коэффициентов μ_n и β необходимо уточнить основные параметры генератора: объемы сердечников, емкости конденсаторов и напряжения на них, числа витков и др. Полученные данные позволят выполнить конструктивный расчет дросселей и трансформаторов и вновь уточнить исходные величины μ_n и β .

Произведя такие расчеты 2—3 раза, в дальнейшем можно приступить к поочередному изготовлению переключающих дросселей и других элементов генератора: заряд-

ного дросселя, элементов цепи подмагничивания, импульсного трансформатора и двухполюсника.

После изготовления дросселя следует измерить его индуктивность в насыщенном состоянии, вычислить μ_n и внести коррективы в расчет и конструирование следующего дросселя. Для измерения индуктивности дросселя в насыщенном состоянии его сердечник должен быть подмагничен постоянным током так, чтобы $H \gg H_c$. Часто проще определить величину μ_n путем измерения индуктивности макета дросселя, изготовленного одновременно с самим дросселем.

Некоторые сведения о качестве изготовленного дросселя дает измерение тока холостого хода. В частности, таким образом можно проверить отсутствие короткозамкнутых витков, которые могут образоваться при нарушении изоляции между витками обмотки и при изготовлении обмотки из нескольких параллельных секций, если числа витков в них окажутся разными. В трансформаторе измеряется индуктивность рассеяния и межобмоточная емкость.

Необходимо подчеркнуть одно весьма важное обстоятельство. Важнейшим элементом магнитного генератора является ферромагнитный сердечник. Очень полезной особенностью магнитных генераторов является то, что к сердечникам не предъявляется жестких требований. Это объясняется тем, что основными состояниями сердечника во время работы генератора являются или ненасыщенное состояние, или состояние глубокого насыщения. Однако значительное отклонение параметров сердечников от номинальных может не только привести к увеличению потерь и снижению эффективности генератора, но и сделать невозможным осуществление требуемого режима работы. Для устранения этого можно производить контроль параметров сердечников и их отбраковку перед изготовлением дросселей. Однако экономически более выгодным является тщательная, пусть на первых этапах связанная с определенными затратами, отработка технологии изготовления сердечников. Если технология поставлена хорошо, то отпадает необходимость в трудоемких измерениях большого числа параметров сердечников, что дает большой экономический выигрыш, особенно при крупном серийном производстве.

После изготовления основных элементов генератора производится сборка схемы и наладка макета генератора.

Для правильной наладки генератора необходимо достаточно точно знать вес сердечников и величины емкостей данного экземпляра. Это даст возможность правильно оценить те отклонения, которые вызовет изменение в пределах допуска веса сердечников и емкостей конденсаторов, а также изменение температуры, и обеспечить нормальную работу генератора при любом сочетании условий.

Расчет и конструирование импульсного трансформатора и контуров формирующего двухполюсника обычно целесообразно производить после первого этапа наладки генератора с учетом результатов измерений параметров последнего звена.

Для дальнейшего полезно сделать следующее замечание. При наладке макета генератора наиболее часто возникает необходимость изменения индуктивности зарядного дросселя и коэффициента трансформации трансформатора второго звена. Поэтому при конструировании этих элементов для опытного образца генератора следует предусмотреть возможность изменения упомянутых параметров. С этой целью можно выполнить обмотки с отводами или иметь сердечник в зарядном дросселе с регулируемым воздушным зазором.

6.6. НАЛАДКА МАКЕТА ГЕНЕРАТОРА

При работе на нагрузку типа магнетрон первоначальную наладку действующего макета генератора целесообразно проводить на омический эквивалент нагрузки.

До включения генератора необходимо проверить и в случае надобности настроить зарядный контур на частоту, соответствующую выбранному значению параметра настройки b . Это можно осуществить, например, с помощью звукового генератора, составив из зарядного дросселя вместе с выходным сопротивлением питающего магнитный генератор источника и конденсатора первого звена параллельный или последовательный контур. При этом первый дроссель с целью подмагничивания целесообразно оставить подключенным к конденсатору первого звена. Настройка зарядной цепи на выбранную частоту осуществляется изменением индуктивности зарядного дросселя. Напряжение на конденсаторе при этом не должно превышать значения, при котором происходит насыщение дросселя первого звена.

В некоторых случаях, например при питании от источника через силовой трансформатор, величина индуктивности источника может оказаться больше той, которая необходима для получения выбранного значения параметра b . В этом случае для компенсации избыточной величины индуктивности вместо зарядного дросселя необходимо включить конденсатор соответствующей емкости.

При работе с генератором в процессе наладки целесообразно иметь возможность измерять входной ток, ток в цепи подмагничивания, напряжение на входе, напряжение на конденсаторах всех звеньев и нагрузке, а также просматривать осциллограммы напряжений на всех конденсаторах и нагрузке, тока нагрузки и тока через дроссель первого звена. При измерении входного тока следует иметь в виду, что его форма отлична от синусоидальной. Главное — должен быть обеспечен удобный способ регулирования тока подмагничивания, от величины которого зависит амплитуда и мощность выходных импульсов, а также режим работы генератора.

Если детали генератора предварительно проверены, то при первом же включении генератор работает в режиме, близком к расчетному. Из возможных отклонений от нормального режима чаще наблюдается нарушение режима с одним насыщением, а именно повторное насыщение в том же направлении из-за недостаточной величины остаточного напряжения на первом конденсаторе. Требуемую величину остаточного напряжения можно получить путем увеличения коэффициента трансформации трансформатора второго звена. Отклонение от расчетного режима в других звеньях может произойти прежде всего из-за неточного определения величин μ_n и ΔB . В результате этого сердечники одних дросселей могут насыщаться преждевременно, а других — с чрезмерным запаздыванием. Задачу обеспечения нормального режима надо стремиться решить наиболее простыми способами: изменением чисел витков, изменением емкости конденсатора первого звена, изменением тока подмагничивания и др.

Остановимся кратко на некоторых случаях наладки генератора. Если выходная мощность оказалась меньше номинальной, то надо попытаться повысить ее путем увеличения емкости первого конденсатора с соответствующим изменением индуктивности зарядного дросселя и коэффи-

циента трансформации во втором звене (обеспечивая тем самым выбранные значения b, g_1).

Расширения диапазона регулировки амплитуды выходных импульсов в режиме с одним насыщением можно достигнуть уменьшением индуктивности зарядного дросселя (увеличением параметра b). Однако при этом величина коэффициента мощности зарядного контура уменьшится.

После обеспечения заданных выходных данных (мощности, длительности импульса) можно приступить к работе на реальную нагрузку. На этом этапе наладки может оказаться необходимым уточнение параметров формирующего двухполюсника, импульсного трансформатора и включение дополнительных цепей, например, для поглощения энергии перемагничивающих импульсов или для корректировки формы импульса.

Учитывая вентильный характер нагрузки типа магнетрона, при первом включении макета генератора для поглощения энергии перемагничивающих импульсов целесообразно включить параллельно нагрузке сопротивление, превосходящее в 4—7 раз сопротивление магнетрона в проводящем состоянии. При дальнейшей наладке определяется необходимость демпфирования энергии перемагничивающих импульсов, и в случае надобности выбрать наиболее подходящую для этого схему.

6.7. ВОЗМОЖНОСТИ ПОВЫШЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА ПОЛЕЗНОГО ДЕЙСТВИЯ

Коэффициент полезного действия магнитного генератора обычно достаточно высок и может достигать 40—60%. Хотя магнитный генератор по своему к. п. д. не уступает другим типам генераторов, тем не менее представляет интерес рассмотрение возможностей дальнейшего повышения к. п. д.

Для получения представления о характере распределения потерь по элементам в табл. 6.2 приведены данные для двух генераторов I вида. Параметры первого генератора: $P_n = 3 \text{ Мвт}$, $f = 400 \text{ гц}$, $\tau_n = 1,75 \text{ мксек}$. В этом генераторе сердечники выполнены из материала 50НП 0,05 мм (1-е и 2-е звенья) и 0,03 мм (3-е и 4-е звенья) и применены бумажные конденсаторы типа МБГЧ и КБГ-П. Параметры второго генератора: $P_n = 40 \text{ квт}$, $\tau_n = 0,05 \text{ мксек}$, $f = 20 \text{ кгц}$. Сердечники этого генератора

изготовлены из сплава 79НМ 0,03 мм (1-е звено), 0,01 мм (2-е и 3-е звенья) и 0,005 мм (4-е звено), а в звеньях применены керамические конденсаторы.

ТАБЛИЦА 6.2

Вид потерь	Относительная величина потерь, %	
	1-й генератор	2-й генератор
Потери в конденсаторах	30	5
Потери в сердечниках (в основном, последних звеньев)	15	45
Потери в обмотках (в основном, в первых звеньях)	15	15
Прочие потери (в зарядном и развязывающем дросселях, при обратном перематывании, в импульсном трансформаторе, в цепи подмагничивания и др.)	40	35

Из табл. 6.2 видно, что основная доля потерь приходится на конденсаторы, сердечники и обмотки дросселей звеньев сжатия. Рассмотрим пути уменьшения этих потерь.

Сравнение удельного веса потерь в конденсаторах разных генераторов свидетельствует о большой возможности повышения к. п. д. за счет конденсаторов. Действительно, примененные в первом генераторе бумажные конденсаторы с тонкими обкладками обладают большими потерями как в диэлектрике, так и обкладках.

Перейдем теперь к рассмотрению потерь в обмотках и сердечниках. Потери в сердечниках зависят от материала. Правильный выбор материала имеет большое значение. Однако не только материал определяет потери в сердечниках. Важно подчеркнуть, что от характера распределения объема по звеньям зависят потери в сердечниках и в меди обмоток.

Распределение объема по звеньям исходя из равенства геометрических или физических объемов сердечников обычно дает приемлемое значение потерь в обмотках и в сердечниках. В противном случае или тогда, когда основной задачей является получение наиболее высокого к. п. д., встает вопрос о нахождении такого распределе-

ния объема по звеньям, которое обеспечивает минимум потерь. Основная доля потерь в сердечниках падает на последние звенья. Потери же в обмотках происходят, главным образом, в дросселях первых звеньев.

Для пояснения влияния распределения объема как на потери в обмотках, так и на потери в сердечниках рассмотрим следующие случаи. Если в первом случае объемы сердечников взяты равными или, более того, возрастают от первого к последнему сердечнику, то основную долю составляют потери в сердечниках последних звеньев и в обмотках первых звеньев. Во втором случае, когда объемы сердечников взяты убывающими от первого к последнему звену, потери в обмотках первых дросселей и потери в сердечниках последних звеньев будут меньше, но зато возрастут потери в сердечниках первых звеньев.

Понятно, что нельзя неограниченно увеличивать объемы сердечников первых и уменьшать объемы сердечников последних звеньев. Такое перераспределение объемов ограничено, например, минимально допустимым значением величины x (отношения частот) последнего звена, общим увеличением объема сердечников, различными конструктивными ограничениями и др.

На практике нахождение оптимального распределения объема, обеспечивающего наибольший к. п. д. с учетом всех ограничивающих факторов, обычно достигается путем расчета 2—3 вариантов распределения объема. В качестве примера рассмотрим 4-звенный генератор, у которого первые два сердечника выполнены из ленты 50НП толщиной 50 мкм, сердечник третьего звена — из ленты того же сплава толщиной 20 мкм и последний сердечник — из ленты 79НМ толщиной 20 мкм. Если теперь задаться равенством геометрических объемов сердечников первых трех звеньев, то соотношение между объемами будет определяться единственной независимой переменной. В этом случае для рассмотрения достаточно выбрать несколько различных значений объема сердечника последнего звена и для этих значений найти все остальные конструктивные параметры генератора и соответствующие значения к. п. д. Вариант, дающий наибольшее значение к. п. д., должен быть избран для дальнейшей разработки.

В тех случаях, когда основная доля потерь в генераторе приходится на сердечники, для ускорения нахождения лучшего варианта распределения объема с учетом кон-

структивных и других ограничений целесообразно предварительно решить задачу о минимуме потерь в сердечниках. Из приведенных в гл. 2 и 3 формул для потерь в сердечниках и для объема сердечников видно, что мощность потерь в сердечниках всех звеньев зависит, в основном, от величины отношения частот x_k . Кроме того, напомним, что произведение величин x_k при заданных параметрах импульса и частоты питающего напряжения есть величина постоянная. Таким образом, можно записать

$$\sum_{k=1}^n P_{\text{м}k} = f(x_1, \dots, x_n), \quad (6.13)$$

$$x_1 x_2 \dots x_n = \text{const}. \quad (6.14)$$

Как показывает анализ, функция $f(x_1, \dots, x_n)$ имеет минимум. Соответствующие этому значения x_k можно определить, например, следующим образом. Первоначально, используя (6.14), целесообразно исключить из (6.13) одну переменную. Затем взять частные производные от функции f по оставшимся переменным, приравнять их к нулю и решить полученную систему алгебраических уравнений, например, графически. Полученные значения параметров будут хорошим ориентиром при нахождении наилучшего распределения объема по звеньям. Подобная задача для трехзвенного генератора решена в [4].

6.8. РАСЧЕТ ПОТЕРЬ В ОБМОТКАХ И КОНДЕНСАТОРАХ

Расчет потерь в обмотках и определение оптимального диаметра провода. Мощность, рассеиваемая в обмотке k -го дросселя, равна

$$P_{\text{обм}k} = I_{\text{эфф}k}^2 r_{\text{м}k},$$

где $I_{\text{эфф}k}$ — эффективное значение тока через насыщенный k -й дроссель; $r_{\text{м}k}$ — сопротивление рабочей обмотки k -го дросселя протекающему через нее току.

Величина $r_{\text{м}k}$ зависит от частоты $\omega_k = \pi/\tau_k$ собственных колебаний контура, в цель которого входит индуктивность насыщенного k -го дросселя, и рассчитывается по формуле

$$r_{\text{м}k} = (1 + F + Gu^2) r_{\text{м}},$$

где $r_{\text{м}}$ — сопротивление обмотки постоянному току; F и G — коэффициенты, определяемые из табл. 6.3 по найденной предварительно величине z ;

$$z = 0,341d \sqrt{f_k}$$

($f_k = \omega_n / 2\pi$ в кГц, d — диаметр провода в мм); $u = \frac{\chi k' N dn}{2D_2}$ — безразмерная величина; D_2 — наружный диаметр катушки, мм; n — число заходов (для однозаходных обмоток $n = 1$); N — число витков рабочей

ТАБЛИЦА 6.3

z	$1 + F$	G	z	$1 + F$	G
$z \leq 0,5$	1,000	$z^4/64$	7,0	2,743	1,109
0,7	1,001	0,00372	10	3,80	1,641
1,0	1,005	0,0152	15	5,56	2,525
1,5	1,026	0,0691	20	7,33	3,41
2,0	1,078	0,1724	30	10,86	5,41
3,0	1,318	0,405	60	21,16	10,48
4,0	1,678	0,584	100	35,61	17,55
5,0	2,043	0,755	$z > 100$	$\frac{z\sqrt{2}+1}{4}$	$\frac{z\sqrt{2}-1}{8}$

обмотки; $\chi = \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{m^2}\right)}$ — поправка для многослойных обмоток (m — число слоев); k' — коэффициент, зависящий от относительных размеров обмотки (каркаса), определяемый из графика на рис. 6.1.

Определение оптимального диаметра провода для m -слойной n -заходной обмотки производится следующим образом. Первоначально рассчитывается вспомогательная величина

$$\rho_0^2 = \frac{L_{Hk} s^2 n^2 \chi^2}{D_2^2},$$

где L_{Hk} — индуктивность насыщенного дросселя, мкГн; D_2 — наружный диаметр катушки, см (рис. 6.1); $\chi = \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(1 - \frac{1}{m^2}\right)}$ — поправка, зависящая от m ; s — коэффициент, зависящий от относительных размеров обмотки, определяемый из графика на рис. 6.2.

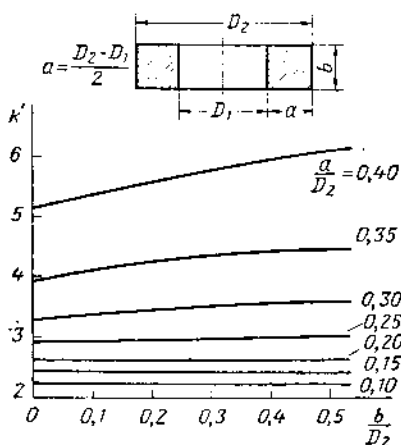


Рис. 6.1. Зависимость расчетного коэффициента k' от размеров обмотки.

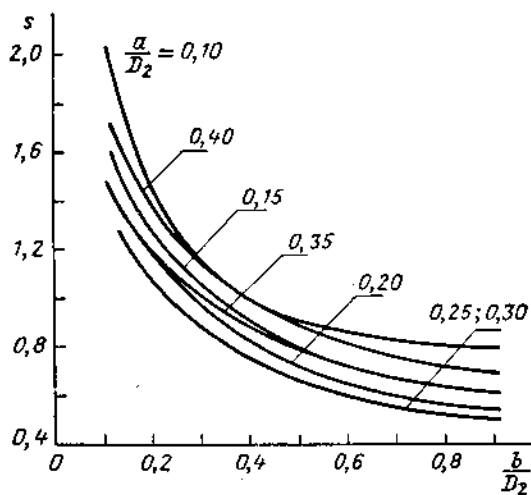


Рис. 6.2. Зависимость расчетного коэффициента s от размеров обмотки.

Затем определяется численное значение величины f_k/ρ_0^2 , где f_k — частота в герцах. Если эта величина меньше 10^4 , то оптимальное значение диаметра провода в миллиметрах равно

$$d_{\text{опт}} = \sqrt[3]{\frac{7600}{f_k \rho_0}};$$

если $\frac{f_k}{\rho_0^2} > 10^8$, то $d_{\text{опт}} = \frac{0,165}{\rho_0}$; наконец, если $10^4 < \frac{f_k}{\rho_0^2} < 10^8$, то величина $\rho_0 d_{\text{опт}}$ находится из графика на рис. 6.3.

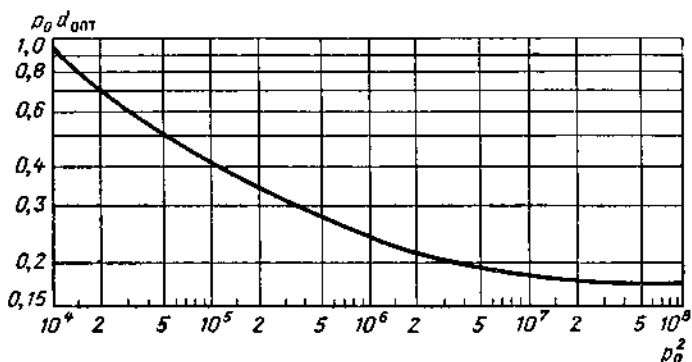


Рис. 6.3. Зависимость оптимального диаметра от параметров катушки.

Расчет потерь в конденсаторах. При заряде k -го конденсатора ($k > 1$) через него протекает полусинусоидальный импульс тока, длительность которого равна π/ω_k . Энергия потерь в конденсаторе при этом приблизительно равна

$$W_{C_k \text{ зар}} = \frac{\pi}{8} C_k U_k^2 \operatorname{tg} \delta (\omega_k),$$

где $\operatorname{tg} \delta (\omega_k)$ — тангенс угла потерь на частоте ω_k . Аналогично при разряде k -го конденсатора ($k < n$)

$$W_{C_k \text{ разр}} = \frac{\pi}{8} C_k U_k^2 \operatorname{tg} \delta (\omega_{k+1}).$$

Отсюда мощность потерь в конденсаторе C_k для $1 < k < n$ равна

$$P_{C_k} = \frac{\pi}{8} C_k U_k^2 f [\operatorname{tg} \delta (\omega_k) + \operatorname{tg} \delta (\omega_{k+1})],$$

где f — частота следования.

Необходимо иметь в виду, что эти формулы относятся к случаям, когда относительные величины интервалов задержки насыщения дросселей невелики.

Последний конденсатор C_n разряжается током, форма которого обычно близка к прямоугольной. Поэтому энергия потерь, вообще говоря, не может быть выражена через тангенс угла потерь, поскольку последний имеет смысл только для синусоидального тока.

Для приближенной оценки потерь при разряде C_n можно заменить прямоугольный (вернее, трапецидальный) импульс тока длительности τ_n полусинусоидальным импульсом той же длительности. Тогда

$$W_{C_n \text{ разр}} \approx \frac{1}{\pi} C_n U_n^2 \operatorname{tg} \delta(\omega_n),$$

где

$$\omega_n = \pi / \tau_n.$$

Некоторое отличие имеет также расчет потерь при заряде первого конденсатора в генераторе I вида. Для приближенной оценки потерь при заряде C_1 будем считать, что ток заряда имеет синусоидальную форму. В этом случае величина мощности в C_1 при заряде может быть найдена по формуле

$$P_{C_1 \text{ зар}} = \frac{I_{\text{эфф}}^2 \operatorname{tg} \delta(\omega)}{\omega C_1},$$

где $I_{\text{эфф}}$ — эффективное значение потребляемого тока.

6.9. ПРИМЕР РАЗРАБОТКИ ГЕНЕРАТОРА

Для примера рассмотрим практически важный случай разработки генератора с малой длительностью импульсов и высокой частотой их следования.

В качестве исходных возьмем следующие данные:

длительность импульса на уровне 0,7 $\tau_n = 50$ нсек;

длительность фронта $\tau_{\phi} = 15$ нсек;

частота следования импульсов $f = 20$ кГц;

импульсная мощность $P_n = 50$ ватт;

напряжение в импульсе $U_n = 6$ кВ;

напряжение источника питания $U_{\text{эфф}} = 150$ в;

частота питающего напряжения 20 кГц;

диапазон температуры окружающей среды $-50 \div +60^\circ\text{C}$.

Выбор схемы генератора. Начнем с выбора типов конденсаторов. Оценивая различные комбинации высоковольтных конденсаторов, предпочтение следует отдать керамическим импульсным конденсаторам типа КВИ-2 100 и 150 пф. Если $C_n = 100$ пф, то при $\beta_{n,n+1} = 0,85$ по формуле (6.3) находим $U_n = 7,75$ кВ. Если $C_n = 150$ пф, то $U_n = 6,2$ кВ. Для конденсаторов КВИ-2 максимальная частота следования по техническим условиям равна 5 кГц.

Для использования их при частоте следования 20 кГц необходимо, чтобы рабочее напряжение на них не превышало половины номинального. Таким образом, нашим требованиям удовлетворяют конденсаторы КВИ-2-20-100 (вес 20 г) и КВИ-2-16-150 (вес 18 г). Принципиальной разницы между этими двумя вариантами нет. Конденсатор на 150 пф лучше в том отношении, что влияние паразитных емкостей при такой емкости будет меньше. Выбираем конденсатор КВИ-2-16-150 ОЖО. 460.029.ТУ.

Выбор такого конденсатора требует применения импульсного трансформатора с коэффициентом трансформации, равным в соответствии с (6.2) $k_{нт} = 2,1$. Если отказаться от применения импульсного трансформатора, то в этом случае, используя (6.3), получим $C_n = 40$ пф. Такая величина емкости более близка к значениям паразитных емкостей схемы, нежелательное влияние которых в этом случае может оказаться заметным. Это влияние может проявляться, в частности, в различии параметров генератора от экземпляра к экземпляру. Поэтому хотя бестрансформаторный вариант и возможен, в данном случае он менее целесообразен.

Максимальное значение напряжения на первом конденсаторе приблизительно равно $U_1 = (2,3 - 2,6) U_m = 490 - 550$ в. Ориентировочное значение емкости C_1 при $\beta_1 = 0,4$ равно $C_1 = 0,04 \div 0,05$ мкф. В первом звене возможно использование термостойкого пленочного конденсатора ФТ-2 с номинальным напряжением 600 в.

Перейдем теперь к выбору типов и числа звеньев. По соображениям, изложенным в § 6.2, выбираем схему вида АБА...

Для определения числа звеньев сравним по весу конденсаторов и сердечников схемы с 3, 4 и 5 звеньями. Учитывая высокую частоту следования, для переключающих дросселей возьмем сердечники из сплава 79НМ с толщиной ленты 0,03; 0,01 и 0,005 мм. Намечая использование в первом звене сердечников с толщиной ленты 0,03 мм, в последнем звене 0,005 мм, а в промежуточных 0,01 мм, задаемся следующими значениями коэффициентов: $\mu_{н1} = 3,0$; $\mu_{н2} = 7,0$; $\mu_{нк} = 6,0$ ($k \neq 1$, $k \neq n$).

Предполагая получить общий коэффициент полезного действия порядка 30%, берем для всех вариантов $\beta_1 = 0,4$. Считая коэффициенты передачи всех звеньев равными, получим:

для $n = 3$

$$\beta_2 = \sqrt[3]{\beta_1^3} = 0,54, \quad \beta_3 = \sqrt[3]{\beta_1^3} = 0,74;$$

для $n = 4$

$$\beta_2 = \sqrt[4]{\beta_1^4} = 0,5, \quad \beta_3 = 0,63, \quad \beta_4 = 0,8;$$

для $n = 5$

$$\beta_2 = 0,48, \quad \beta_3 = 0,58, \quad \beta_4 = 0,7, \quad \beta_5 = 0,84.$$

В нашем случае, когда длительность фронта импульса очень мала ($\tau_{\phi} = 15$ нсек), доля этой длительности, обусловленная импульсным трансформатором, емкостью нагрузки и т. д. будет значительной. Поэтому при расчете будем исходить из того, что только половина длительности фронта приходится на переключающий дроссель последнего звена. Тогда $\alpha = t_{\phi}/\tau_{\phi} = 0,15$. Величина общего сжатия

при этом равна $\prod_{k=1}^n x_k = 825$.

Значения остальных величин в соответствии с изложенными в § 6.2 и 6.3 рекомендациями выбираем следующими:

$$\gamma_k = 1,57; \quad \lambda_{k+1} = 1,0; \quad a_k = 1,0; \quad \Delta B_k = 0,9 \text{ тл.}$$

Результаты расчета объема сердечников представим в табл. 6.4.

По весу варианты из 4 и 5 звеньев практически равноценны. Для дальнейшей разработки оставляем четырехзвенный генератор, имеющий меньшее число элементов. В этом

ТАБЛИЦА 6.4

Число звеньев	3	4	5
Объем сердечников, см ³	21,1	9,4	6
Вес сердечников, г	181	81,0	51,5
Вес конденсаторов, г	66	84	102
Вес сердечников и конденсаторов, г	247	165	153

случае объем сердечника переключающего дросселя приблизительно равен $2,35 \text{ см}^3$.

И, наконец, несколько замечаний об остальных элементах схемы. В качестве формирующего двухполюсника применим схему с противорезонансными контурами. Импульсный трансформатор выполним на том же материале, что и переключающий дроссель последнего звена. В дальнейшем, в процессе наладки генератора при работе на магнетрон может возникнуть необходимость введения в схему ряда дополнительных цепей, например для кор-

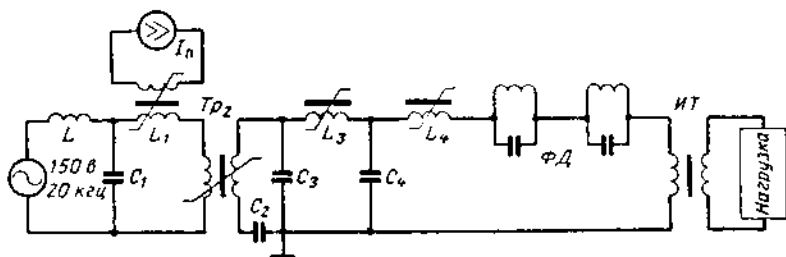


Рис. 6.4. Схема генератора.

ректировки формы импульса, которые на этом этапе разработки не предусмотрены.

Предварительный расчет основных параметров. Приступим теперь к более детальному расчету избранного четырехзвенного варианта (рис. 6.4). Известны ориентировочные значения объемов сердечников, напряжений на конденсаторах и длительности импульсов в различных звеньях. На этом этапе расчета необходимо подойти более досконально к выбору коэффициентов, которыми приходится задаваться при расчете объема сердечников. Значения коэффициентов β_k и $\mu_{нk}$ оставим прежними. Для учета влияния индуктивности рассеяния трансформатора второго звена возьмем $a_1 = 1,2$.

С целью обеспечения режима с одним насыщением остаточное напряжение на конденсаторе C_1 должно быть отличным от нуля. Величину g_1 выберем по следующим соображениям. При разработке предполагаем использование режима обратного перемагничивания с насыщением для всех сердечников, кроме первого. Конечно, будем стремиться обеспечить такие условия, чтобы относительная

величина энергии перемагничивающего импульса на конденсаторе C_2 не превышала 10%. Тогда амплитуда импульса обратного перемагничивания будет не более 30%. На этом основании для получения режима с одним насыщением необходимо, чтобы $|g_1| > 0,3$. Поэтому возьмем $g_1 = -0,4$. Так как основную роль при разряде C_1 на C_2 играют потери в обмотке, отображаемые в эквивалентной схеме дросселя последовательно включенным сопротивлением, то для получения остаточного напряжения необходимой величины надо, чтобы $k_2^2 C_2 > C_1$, где k_2 — коэф-

ТАБЛИЦА 6.5

Материал и размеры, мм	Толщина ленты, мм	Объем V , см ³	A , см ²	$l_{\text{ср}}$, см	Вес, г
79НМА 50×35×10	0,03	7,5	0,57	13,3	66,5
79НМ 35×25×10	0,01	2,4	0,254	9,42	20,6
79НМ 35×25×10	0,01	2,4	0,254	9,42	20,6
79НМ 35×25×10	0,005	2,2	0,23	9,42	18,9

фициент трансформации трансформатора 2-го звена. Возьмем $\lambda_2 = C_1/k_2^2 C_2 = 0,5$.

Значение M для номинального режима выберем таким, чтобы оно не превосходило максимального значения, соответствующего верхней границе режима с одним насыщением (см. рис. 4.5). Берем $M = 1,0$. Значение $b = 1,2$ обеспечивает высокое значение коэффициента мощности и не приводит еще к заметному увеличению объема из-за зависимости $\gamma_1(\xi_1)$ от b (рис. 5.9 и 5.10). После выбора M и b становится известным и значение γ_1 (см. график зависимости $\gamma_1 = f(M, b)$ на рис. 5.10). В нашем случае $\gamma_1 = 1,4$.

Величины рабочих перепадов ΔB_k различны в сердечниках разных звеньев. Перепад в первом сердечнике выберем из условия регулировки амплитуды импульсов от 100 до 60% номинального значения, что соответствует изменению M от 1,0 до 0,6.

Зададимся такой величиной рабочего перепада индукции $\Delta B_{1\text{ном}}$, чтобы при работе в режиме, отличающемся от номинального, когда $0,6 < M < 1,0$, сердечник первого дросселя не насыщался повторно. Используя график зависимости ξ_1 от M (рис. 5.9), находим, что $\Delta B_{1\text{ном}} = 1,5 B_s$. Далее необходимо учесть температурную зависимость B_s . При заданной мощности и частоте следования импульсов температура сердечников может достигать до $200-250^\circ \text{C}$. При такой температуре (см. табл. 2.3) $B_s \approx (0,8 \div 0,85) B_s(25^\circ \text{C})$. Учитывая все это, задаемся $\Delta B_1 = 0,95 \text{ тл}$, $\Delta B_2 = 1,1 \text{ тл}$. Из-за предварительного намагничивания сердечников третьего и четвертого дросселей будем исходить из следующих значений перепадов индукции: $\Delta B_3 = 1,0 \text{ тл}$, $\Delta B_4 = 0,7 \text{ тл}$.

Вычислим теперь произведение объемов сердечников по формуле (6.4): $V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot V_4 = 73 \text{ см}^3$. Распределим объем по звеньям. Если взять объемы равными, то $V_k = 2,9 \text{ см}^3$.

Для оценки мощности, затрачиваемой на обратное перемагничивание в этом случае, найдем по формуле (6.7) величину сжатия в первом звене x_1 . При таком значении x_1 энергия перемагничивающего импульса составляет 10% от энергии основного импульса, т. е. на обратное перемагничивание будет затрачиваться более 10 вт. Это много. Кроме того, при таких объемах возникнут трудности в конструировании второго трансформатора из-за большого числа витков. Поэтому объем первого сердечника увеличим, а остальные соответственно уменьшим. Для уменьшения числа типов каркасов выберем для 2, 3 и 4 звеньев сердечники одного и того же размера. Данные выбранных сердечников приведены в табл. 6.5.

Заметим, что здесь указаны минимальные значения объемов сердечников. Общий объем всех сердечников равен $14,5 \text{ см}^3$. Он больше минимально возможного лишь на 3 см^3 . В результате проведенного распределения объема с учетом возможности изготовления сердечников из целого числа колец получим небольшой запас объема, так как теперь $V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot V_4 = 95 \text{ см}^3$. В генераторах коротких импульсов повышенной частоты следования потери в сердечнике последнего звена и его перегрев могут оказаться недопустимо большими. В то же время изменение объема последнего сердечника дает возможность изменять в некоторых пределах эти величины. Поэтому прежде чем про-

должать расчет необходимо оценить потери и перегрев в последнем дросселе. Более того, если бы при разработке были предъявлены жесткие требования по тепловой нагрузке, то следовало бы сначала определить объем сердечника последнего звена, а уже только после этого распределять объем по остальным звеньям. Итак, определим потери и перегрев в последнем дросселе при выбранной нами величине $V_4 = 2,2 \text{ см}^3$. Для этого воспользуемся формулами (2.51), (2.52). Мощность потерь в сердечнике равна $P_{\text{ж}} = 15 \text{ вт}$. Перегрев дросселя относительно температуры окружающей среды $\Delta T = 215^\circ \text{С}$. Такие величины можно считать приемлемыми.

Теперь определим частоты заряда конденсаторов и числа витков, найдем оптимальные диаметры проводов, наметим конструкцию дросселей и трансформатора, а затем рассчитаем коэффициенты μ_n и β . Здесь, чтобы в дальнейшем не повторяться, приведем лишь окончательные результаты:

$$\begin{aligned}\mu_{n1} &= 2,5; \mu_{n2} = 6,0; \mu_{n3} = 6,7; \mu_{n4} = 7,0; \\ \beta_1 &= 0,38; \beta_2 = 0,6; \beta_3 = 0,67; \beta_4 = 0,83.\end{aligned}$$

Уточнение основных параметров. Произведение объемов, соответствующее уточненным значениям коэффициентов μ_n и β , равно

$$V_1 \cdot V_2 \cdot V_3 \cdot V_4 = 53 \text{ см}^3.$$

В данном случае уточнение коэффициентов μ_n и β не требует изменения ранее выбранных объемов, так как величины объемов, соответствующие уточненному произведению, незначительно отличаются от ранее выбранных. Действительно, при равномерном распределении по звеньям объемы сердечника были бы равны $V_k = 2,7 \text{ см}^3$ (раньше было $2,9 \text{ см}^3$). Наличие запаса объема используем так, чтобы получить возможность наиболее простым путем в случае необходимости увеличить мощность генератора за счет увеличения емкости C_1 . С этой целью предусмотрим при расчете получение интервала задержки (τ_k'') на всех конденсаторах высоковольтных звеньев, для чего возьмем $\gamma_2 = 1,90; \gamma_3 = 1,70; \gamma_4 = 1,75$.

Используя рассчитанные значения коэффициентов μ_n и β , уточним числа витков, напряжения на конденсаторах, частоты заряда конденсаторов и др.

Напряжения на конденсаторах звеньев равны

$$U_4 = \sqrt{\frac{2P_{\text{н}}}{C_4 \beta_4}} = 6,3 \text{ кВ}, U_3 = 7,1 \text{ кВ}, U_2 = 7,45 \text{ кВ}, U_1 = 510 \text{ В}.$$

С другой стороны, в соответствии с (4.37)

$$U_1 = \frac{\pi M}{(1-g_1)} U_m.$$

Из этого соотношения можно найти, что $M = 1,07$. Это значение меньше $M_{\text{макс}}$, соответствующего верхней границе области существования. В противном случае пришлось бы увеличить емкость C_1 .

Найдем теперь коэффициенты сжатия и частоты заряда конденсаторов $x_1 = 10$, $x_2 = 5$, $x_3 = 5$ и $\omega_1 = 0,1256 \cdot 10^6$, $\omega_2 = 1,256 \cdot 10^6$, $\omega_3 = 6,28 \cdot 10^6$, $\omega_4 = 31,4 \cdot 10^6 \text{ сек}^{-1}$.

Приступим к конструированию обмоток, для чего найдем числа витков: $N_1 = \frac{\gamma_1 U_1}{\Delta B_1 A_1 \omega_1} = 104$, $N_2 = 415$, $N_3 = 76$, $N_4 = 21$ (аналогично N_1). Рассчитаем оптимальные диаметры проводов, обеспечивающие минимальные потери в обмотках, предварительно определив индуктивности насыщенных дросселей

$$L_{\text{н}1} = \frac{1 + \lambda_2}{a_1 \omega_1^2 C_1} = 15,7 \text{ мкГн},$$

$$L_{\text{н}2} = 333 \text{ мкГн}, \quad L_{\text{н}3} = 13,5 \text{ мкГн}.$$

Порядок расчета оптимального диаметра приведен в § 6.8. Найдем оптимальный диаметр для первого дросселя.

Предполагаем, что обмотка будет однослойной. Геометрические параметры катушки: $D_2 = 5,2 \text{ см}$, $D_1 = 3,2 \text{ см}$, $b = 1,2 \text{ см}$, $(D_2 - D_1)/2D_2 = 0,19$, $b/D_2 = 0,23$. По графику рис. 6.2 находим $s = 1,0$. Тогда

$$\rho_0^2 = \frac{L_{\text{н}1} s^2}{D_1^3} = 0,112.$$

Пользуясь графиком (рис. 6.3), находим $\rho_0 d = 0,23$ и $d = 0,7$. Выберем провод ПЭВ-2 с $d = 0,69 \text{ мм}$. Так как на первом дросселе низкое напряжение, то обмотка может быть размещена непосредственно на каркасе. Поскольку $N_1 d = 104 \cdot 0,69 = 7,2 \text{ см}$, а $\pi D_1 = 10 \text{ см}$, то обмотка размещается, как и предполагали, в один слой.

Перейдем к конструированию высоковольтной обмотки трансформатора второго звена. Однослойная обмотка здесь

не получится. Попробуем осуществить так называемую полутораслойную обмотку. В этом случае $D_2 = 3,8$ см, $D_1 = 2,2$ см, $b = 1,4$ см, $(D_2 - D_1)/2D_2 = 0,24$, $b/D_2 = 0,37$.

Аналогично предыдущему находим $s = 0,72$, $p_0^2 = 3,06$, $p_0 = 1,75$, $f_3/p_0^2 = 3,27 \cdot 10^6$, $p_0 d = 0,33$, $d = 0,19$ мм.

Возьмем провод ПЭВ-2 с $d = 0,21$ мм. В этом случае $N_2 d/2 = 4,35$ см, а $\pi D_1 = 6,9$ см. Таким образом, предполагаемая обмотка осуществима.

Между обмоткой и каркасом сердечника предусмотрим изоляционный промежуток толщиной $\Delta = 0,5$ мм. В качестве изоляции применим теплостойкий компаунд. Поверх высоковольтной обмотки разместим первичную обмотку, для которой выберем тот же провод, что и в рабочей обмотке первого дросселя.

Для увеличения надежности трансформатора расстояние между первичной и вторичной обмотками следует выбрать с большим запасом. Первичную обмотку целесообразно разместить на тороиде так, чтобы она была удалена от выводов высоковольтной обмотки. При этом, как показывает расчет и опыт, величина индуктивности рассеяния составляет небольшую часть индуктивности насыщенного первого дросселя.

Аналогичным образом определим оптимальный диаметр обмотки третьего дросселя. Учитывая меньшее число витков, предполагаем ее выполнять в три захода. Тогда $s = 0,72$, $p_0^2 = 1,1$, $f_4/p_0^2 = 4,5 \cdot 10^6$, $p_0 = 1,05$, $p_0 d = 0,19$ и $d = 0,18$ мм.

Так как $3N_3 d = 4,1$ см, а $\pi D_1 = 6,9$ см, то трехзаходная обмотка оказывается выполнимой. Для нее выберем провод ПЭВ-2 с $d = 0,27$ мм.

При конструировании обмотки последнего дросселя главной целью является получение минимальной величины индуктивности дросселя в насыщенном состоянии. Потери в обмотках четвертого дросселя (да и третьего тоже) невелики. Диаметр провода выбираем, исходя из механической прочности. Обмотку выполним в виде двух параллельных ветвей. Число заходов в каждой ветви возьмем таким, чтобы обмотка сплошь заполняла внутреннюю часть поверхности тороида. При диаметре провода $d = 0,38$ мм каждая из двух ветвей может быть выполнена в три захода.

Рассмотренные конструкции обмоток не являются единственно возможными. Могут быть и другие решения. Окончательно вопрос о типе обмоток должен быть решен с уче-

том производственных возможностей, номенклатуры проводов и т. п. Заметим, что обычно довольно значительные отклонения диаметра провода от оптимального не приводят к заметному увеличению потерь. Обязательными при конструировании обмоток являются стремление к однослойным обмоткам в высоковольтных дросселях и принятие всех мер для уменьшения индуктивности дросселей в насыщенном состоянии.

После конструирования обмоток вновь уточним значения коэффициентов μ_n и β . Для уточнения коэффициентов μ_n определим индуктивности всех дросселей в насыщенном состоянии.

Учитывая простоту изготовления макетов дросселей, найдем величины индуктивностей экспериментально. Результаты измерения: $L_{н1} = 15,3 \text{ мкГн}$, $L_{н2} = 328 \text{ мкГн}$, $L_{н3} = 3,7 \text{ мкГн}$, $L_{н4} = 12,3 \text{ мкГн}$, $L_{н5} = 1,00 \text{ мкГн}$.

По (6.12) находим, что $\mu_{н1} = 2,6$; $\mu_{н2} = 5,8$; $\mu_{н3} = 6,5$; $\mu_{н4} = 7,5$.

Приступим к определению потерь. Для определения потерь в обмотках вычислим эффективные значения токов и величины сопротивлений обмоток переменному току. Эффективные и амплитудные значения токов можно вычислить по следующим формулам:

$$I_{\text{эфф } k} = \frac{I_{mk}}{\sqrt{2}} \sqrt{\xi_k} = \frac{I_{mk}}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2x_1 x_2 \dots x_k}},$$

$$I_{mk} = \frac{\pi}{2} \frac{C_k (U_k - U'_k)}{\frac{1}{2} T_{k+1}} = \frac{\omega_{k+1} C \Delta U_k}{2}, \quad I_{mn} = \frac{U_n k_{нт}}{2R_n}.$$

Подставив в них соответствующие числовые значения, получим:

$$I_{m1} = 22,2 \text{ а}, \quad I_{m2} = 3,5 \text{ а}, \quad I_{m3} = 16,7 \text{ а},$$

$$I_{\text{эфф } 1} = 3,6 \text{ а}, \quad I_{\text{эфф } 2} = 0,25 \text{ а}, \quad I_{\text{эфф } 3} = 0,53 \text{ а}.$$

Найдем сопротивления обмоток дросселей. Для первого дросселя $z = 0,341 d \sqrt{f_2} = 3,32$. По табл. 6.3 находим $1 + F = 1,44$, $G = 0,465$. По известным геометрическим параметрам катушки определяем $(D_2 - D_1)/2D_2 = 0,19$, $b/D_2 = 0,23$. По графику на рис. 6.1 находим значение

коэффициента $k' = 2,6$ и определяем $u^2 = 3,2$. Тогда $\frac{r_{1\sim}}{r_{1=}} = 1 + F + Gu^2 = 3,0$. Остается вычислить сопротивление провода обмотки для постоянного тока. Оно равно $r_{1=} = \rho \frac{l_{вN_1}}{s} = 0,21$. Тогда $r_{1\sim} = 0,6$ ом. Совершенно аналогично $r_{2\sim} = 36$ ом, $r_{3\sim} = 2$ ом.

$$\text{Мощности потерь в обмотках равны } P_{\text{обм}1} = I_{\text{эфф}1}^2 r_{1\sim} = 7,8 \text{ вт}, \quad P_{\text{обм}2} = 2,3 \text{ вт}, \quad P_{\text{обм}3} = 0,6 \text{ вт}.$$

Перейдем к определению потерь в сердечниках переключающих дросселей. Для расчета воспользуемся формулами (2.38), (2.39), (2.41), (2.43), (2.51) и данными табл. 2.1—2.3. При определении потерь в сердечнике первого звена пренебрежем потерями на вихревые токи и вязкость. Тогда $P_{м1} = 2fV_1 2B_s H_c \lambda = 1,1$ вт. Потери в сердечниках остальных звеньев равны

$$P_{м2} = 2,7 \text{ вт}, \quad P_{м3} = 6,7 \text{ вт}, \quad P_{м4} = 15 \text{ вт}.$$

Для определения потерь в высоковольтных конденсаторах воспользуемся известными для выбранных конденсаторов значениями тангенса угла потерь. Для 2, 3 и 4 звеньев возьмем $\text{tg } \delta = 0,003$. Тогда

$$P_{C_2 \text{ зар}} = P_{C_2 \text{ разр}} = \frac{\pi}{4} \frac{C_2 U_2^2}{2} f \text{tg } \delta = 0,25 \text{ вт},$$

$$P_{C_3 \text{ зар}} = P_{C_3 \text{ разр}} = 0,2 \text{ вт}, \quad P_{C_4 \text{ зар}} \approx P_{C_4 \text{ разр}} = 0,2 \text{ вт}.$$

Данных о тангенсе угла потерь для конденсатора первого звена нет. На основе экспериментальных данных потери в этом конденсаторе предполагаем равными 4 вт.

Наконец, мощность, расходуемая на обратное перемагничивание, в соответствии с (6.6) равна $P_{\text{обр}} = 4,2$ вт.

Теперь уточним значения коэффициентов β . По-прежнему будем считать, что $\beta_4 = 0,83$. При этом

$$\beta_{3,4} = \frac{f \frac{C_4 U_4^2}{2}}{f \frac{C_4 U_4^2}{2} + P_{м4} + P_{C_4 \text{ зар}} + P_{C_3 \text{ разр}} + P_{\text{обм}3}} = 0,79,$$

$$\text{а } \beta_3 = \beta_4 \beta_{3,4} = 0,66.$$

Аналогично $\beta_{2,3} = 0,89$, $\beta_2 = \beta_{2,3}\beta_3 = 0,59$.

При нахождении $\beta_{1,2}$ учтем наличие остаточного напряжения на конденсаторе C_1 . В этом случае $\beta_{1,2} = 0,67$ и $\beta_1 = 0,39$.

Уточненные значения коэффициентов μ_n и β мало отличаются от исходных, поэтому дальнейшее уточнение производить не требуется.

Оценим тепловой режим переключающих дросселей.

При вычислении перегрева значение коэффициента теплоотдачи возьмем равным $\nu = 20 \text{ вт/м}^2 \cdot \text{град.}$ (для воздуха без обдува). Величину перегрева определим по формуле

$$\Delta T = \frac{P}{s_{\text{охл}} \nu}.$$

Результаты вычислений сведем в табл. 6.6 Из этой таблицы следует, что основная доля потерь приходится на

ТАБЛИЦА 6.6

Номер дросселя	Мощность потерь в меди, вт	Мощность потерь в сердечниках, вт	Общая мощность потерь, вт	Поверхность охлаждения, см ²	Перегрев (ΔT), °С
1	7,8	1,1	9,0	43	105
2 (трансформатор)	2,3	3,2	5,5	36	75
3	0,6	6,7	7,3	36	100
4	—	15,5	15,5	36	215
Σ	10,7	26,9	37,6	—	—

сердечники переключающих дросселей. Для проверки возможности снижения потерь в сердечниках найдем зависимость мощности потерь в сердечниках от распределения объема по звеньям, т. е. от значений параметров x_k . Результаты вычислений сведем в табл. 6.7.

При выбранном нами распределении объема значения коэффициентов сжатия равны: $x_1 = 10$, $x_2 = 5$, $x_3 = 5$, $x_4 = 3,3$. Как видно из табл. 6.7, эти значения близки к оптимальным.

Теперь можно приступить к изготовлению переключающих дросселей, а также к расчету, а затем к изготовлению зарядного дросселя, элементов цепи подмагничивания, контуров формирующего двухполюсника и импульсного трансформатора. Расчет импульсного трансформатора рассмотрен в гл. 11. Параметры контуров формирующего двухполюсника рассчитываются обычным образом. Поэтому здесь расчет этих элементов не проводится.

ТАБЛИЦА 6.7

x_1	3	7	10	12	16
x_2	8	5,5	4,7	4,5	7,3
x_3	8	4,8	5,1	4,65	1,2
x_4	4,3	3,7	3,4	3,3	5,9
$P_{\text{м}}, \text{вт}$	37,2	31,4	30	29	46,3

Индуктивность зарядного контура равна

$$L + L_{\text{ист}} = \frac{1}{b^2 \omega^2 C_1} = 0,87 \text{ мГн.}$$

Как показали измерения, индуктивность $L_{\text{ист}}$ источника питающего напряжения равна 0,25 мГн. Следовательно, индуктивность L зарядного дросселя должна быть равной 0,62 мГн.

Задаваясь величиной коэффициента мощности зарядной цепи $\eta_{01} = 0,85$, найдем эффективное значение первой гармоники входного тока $I_{\text{эфф}} = 0,86 \text{ а}$. Выполним зарядный дроссель в виде воздушной цилиндрической катушки. Расчет числа витков, оптимального диаметра провода изложен в соответствующей литературе (см., например,

[60]). Приведем только окончательные результаты: провод ПЭВ-2 с $d = 0,58$ мм. Размеры катушки: высота 20 мм, наружный диаметр 36 мм, внутренний диаметр 30 мм; $r = 2$ ом.

Рассчитаем элементы цепи подмагничивания. Для определения номинального значения тока подмагничивания, определим величину тока I_{b1} :

$$I_{b1} = \frac{C_1(U_1 - U_1')}{T} = 0,715 \text{ а.}$$

Зададимся током подмагничивания $I_{п}$, равным приблизительно 1 а. Тогда число витков обмотки подмагничивания равно

$$N_{1п} = \frac{I_{b1}N_1}{I_{п}} = 75.$$

Для этой обмотки выбираем провод ПЭВ-2 с $d = 0,69$ мм. Для регулировки амплитуды импульсов в выбранных пределах (от 100 до 60%) необходимо обеспечить плавное изменение тока подмагничивания от 0,6 до 1,0 а. Величина индуктивности дросселя развязки

$$L_p \approx 10 (L + L_{ист}) \left(\frac{N_{1п}}{N_1} \right)^2 = 4 \text{ мГн.}$$

После всего этого можно приступить к сборке и наладке макета, т. е. к заключительному этапу разработки генератора.

ГЕНЕРАТОРЫ II ВИДА

Генераторами II вида названы генераторы, схемы которых содержат управляемые ключи. Чаще всего управляемый ключ входит в состав входного контура или первого звена, что позволяет максимально облегчить режим работы ключа. В настоящей главе будут рассмотрены два основных варианта генераторов II вида:

- генераторы с ключом во входном контуре;
- генераторы с ключом в первом звене.

Различие в свойствах этих генераторов обусловлено особенностями процессов во входной части каждого из генераторов. Остальная часть схемы, расположенная после звена с управляемым ключом, состоит из магнитных звеньев, процессы в которых рассмотрены в предыдущих главах. Поэтому настоящая глава посвящена анализу процессов во входной части генераторов II вида. Задачами анализа является определение параметров стационарных режимов, получение основных соотношений, необходимых для расчета и сравнительной оценки рассматриваемых генераторов.

Генераторы II вида могут питаться от источника как постоянного, так и переменного напряжения. В последнем случае управляемый ключ должен работать синхронно с источником питания, что лишает генератор II вида одного из основных преимуществ—способности работать в режиме с внешней синхронизацией. Поэтому генераторы II вида обычно питают от источника постоянного напряжения, и по этому признаку их называют генераторами с питанием от источника постоянного напряжения. Это делает целесообразным рассмотрение в данной главе также генераторов с преобразователем на входе. По характеру колебательных процессов во входной части эти генераторы относятся к генераторам I вида. Объединяет их с генераторами II вида характер источника питания и некоторые общие свойства, вытекающие из этого обстоятельства.

7.1. ГЕНЕРАТОР С КЛЮЧОМ ВО ВХОДНОМ КОНТУРЕ

На рис. 7.1 изображены три варианта схем генераторов этого типа. Схемы рис. 7.1, а и б отличаются друг

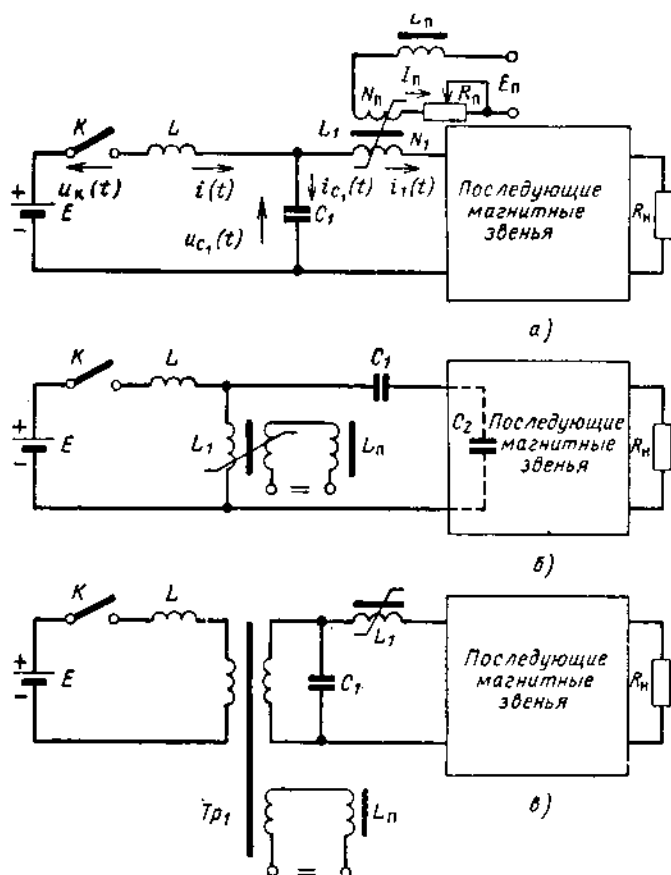


Рис. 7.1. Схемы генераторов с ключом во входном контуре: а — первое звено типа А; б — первое звено типа Б; в — схема с трансформатором.

от друга типом первого звена. Различие в типе первого звена приводит к различию в форме напряжения, приложенного к управляемому ключу K . В частности, в схеме рис. 7.1, б после разряда конденсатора C_1 к ключу будет

приложена сумма напряжений (напряжение на конденсаторе C_2 и напряжение источника питания). Поэтому управляемый ключ в этой схеме подвержен кратковременным перенапряжениям, в 2—3 раза большим, чем в генераторе, построенном по схеме рис. 7.1, а (при равенстве прочих параметров схем).

Эта особенность генератора (рис. 7.1, б) ограничивает его применение в тех случаях, когда указанное перенапряжение может превысить предельно допустимое напряжение $U_{\text{пр доп}}$ управляемого ключа. Как будет следовать из изложенного ниже, последнее возможно тогда, когда величина напряжения источника питания превышает третью часть напряжения $U_{\text{пр доп}}$.

Генератор, собранный по схеме рис. 7.1, в, отличается от генератора рис. 7.1, а тем, что во входном контуре перед конденсатором C_1 включен дополнительный трансформатор TrI . В этой схеме может быть осуществлен режим с одним насыщением сердечника дросселя L_1 за период при равенстве нулю среднего тока через его обмотку. При этих условиях, как показано в гл. 5, амплитуда импульсов на конденсаторе C_2 и, следовательно, амплитуда выходных импульсов определяются практически только величиной тока подмагничивания. Данное обстоятельство позволяет управлять величиной амплитуды выходных импульсов при помощи тока подмагничивания. Следует, однако, заметить, что указанный режим в генераторах, построенных по схеме рис. 7.1, в, может быть осуществлен лишь при достаточно больших переразрядах конденсатора C_1 . Поэтому он находит практическое применение только в генераторах импульсов тока (§ 12.4).

Таким образом, из трех схем генераторов с ключом во входном контуре, приведенных на рис. 7.1, схема рис. 7.1, а имеет наиболее широкое применение. Она и выбрана нами для детального рассмотрения. Необходимо подчеркнуть, что большинство выводов, полученных ниже при анализе этой схемы, применимо и к схемам рис. 7.1, б и в.

Рассмотрение начнем с анализа процессов во входном контуре генератора.

Процессы во входном контуре генератора. При анализе процессов период колебаний удобно разбить на интервалы, в каждом из которых нелинейные элементы схемы можно считать линейными при определенных допущениях, основанных на их свойствах.

Переключающий дроссель характеризуется двумя состояниями: насыщенным и ненасыщенным. Эквивалентная схема дросселя в ненасыщенном состоянии приведена на рис. 2.5. При анализе низкочастотных процессов во входном контуре эквивалентную емкость дросселя можно не учитывать. Также можно пренебречь током намагничивания i_m ввиду его малости. Поэтому ненасыщенный дроссель L_1 будем представлять генератором тока смещения I_b , где I_b — пересчитанный в основную цепь ток подмагничивания дросселя L_1 . Для насыщенного состояния дросселя будем пользоваться схемой, приведенной на рис. 2.4.

Рассмотрение свойств ключевых приборов, проведенное в § 8.1, позволяет представить ключевой прибор в виде идеального ключа и последовательного сопротивления, учитывающего потери энергии в ключе. Кроме того, ключ обладает вентильными свойствами, т. е. выключается в момент изменения направления тока.

Основываясь на приведенных замечаниях о свойствах нелинейных элементов схемы, разобьем период колебаний на интервалы с границами, соответствующими моментам изменения состояний переключающего дросселя и управляемого ключа:

- зарядный интервал T_1 , в течение которого управляемый ключ замкнут, тем самым источник питания подключен ко входному контуру и происходит заряд конденсатора C_1 первого звена через зарядный дроссель L ;

- интервал T_2 — интервал задержки насыщения первого переключающего дросселя, начинающийся с момента, когда ключ размыкает цепь входного контура, и заканчивающийся в момент насыщения переключающего дросселя L_1 ;

- интервал T_3 , в течение которого сердечник дросселя L_1 насыщен и происходит передача накопленной в конденсаторе C_1 энергии в последующее звено;

- интервал восстановления T_4 , к которому относится остальная часть периода. В течение интервала T_4 происходит восстановление исходного магнитного состояния сердечников переключающих дросселей и трансформаторов.

Длительность периода колебаний во входном контуре (T) равна сумме перечисленных интервалов:

$$T = \sum_{m=1}^4 T_m. \quad (7.1)$$

Интервал T_1 . Интервал T_1 начинается с момента замыкания управляемого ключа. Исходное состояние схемы к этому моменту характеризуется тем, что конденсатор C_1 заряжен до некоторого напряжения U_{01} (обычно $U_{01} \leq 0$), сердечник дросселя L_1 насыщен в обратном

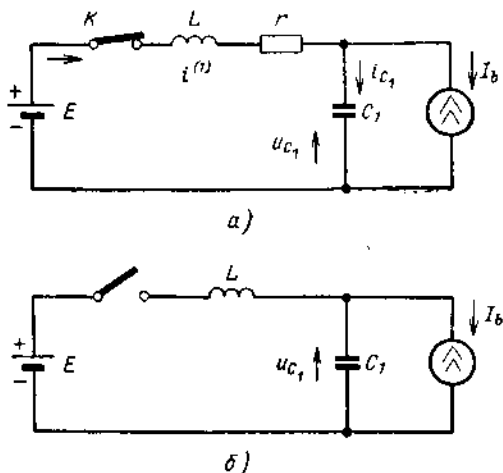


Рис. 7.2. Эквивалентные схемы входного контура для процессов в течение:

a — интервала T_1 ; b — интервалов T_2 и T_4 .

направлении или близок к этому состоянию. Под обратным насыщением понимается состояние насыщения, противоположное насыщению сердечника при формировании основного (рабочего) импульса.

При замыкании ключа начинается заряд конденсатора C_1 от источника E . Одновременно часть энергии запасается в элементах цепи подмагничивания, шунтирующих конденсатор C_1 в процессе его заряда.

С учетом принятых допущений эквивалентная схема входного контура для процессов в течение интервала T_1 приведена на рис. 7.2, a . При выбранных направлениях токов и напряжений процессы в схеме описываются уравнениями

$$E = u_{C_1}^{(1)}(t) + u_L^{(1)}(t) + u_r^{(1)}(t),$$

$$i^{(1)}(t) = i_{C_1}(t) + I_b.$$

Начальные условия: $u_{C_1}^{(1)}(0) = U_{01}$, $i^{(1)}(0) = 0$. Верхний индекс в скобках указывает номер интервала. Так, индекс (1) соответствует интервалу T_1 .

Решение этой системы имеет вид

$$i^{(1)}(t) = I_b + \frac{E - U_{01}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t - I_b e^{-\alpha t} \left(\frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t + \cos \omega t \right). \quad (7.2)$$

Напряжение на конденсаторе C_1 в течение интервала T_1 будет

$$\begin{aligned} u_{C_1}^{(1)}(t) &= U_{01} + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_C(t) dt = \\ &= E - I_b r - (E - U_{01} - I_b r) e^{-\alpha t} \cos \omega t - \\ &- \left[\left(E - U_{01} - \frac{1}{2} I_b r \right) \frac{\alpha}{\omega} + I_b \omega L \right] e^{-\alpha t} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (7.3)$$

В выражениях (7.2) и (7.3) приняты обозначения: I_b — ток смещения дросселя; r — эквивалентное сопротивление потерь; $\omega = \sqrt{\frac{1}{LC_1} - \alpha^2}$ — собственная частота контура; $\alpha = \frac{r}{2L}$.

В силу вентильного характера управляемого ключа колебательный процесс во входном контуре прекращается в момент, когда ток в нем стремится изменить направление. Этот момент определяется из уравнения

$$i^{(1)}(T_1) = 0. \quad (7.4)$$

В первом приближении можно полагать, что длительность интервала T_1 примерно равна полупериоду собственных колебаний входного контура

$$T_1 \approx \frac{\pi}{\omega}.$$

В течение интервала T_1 по мере заряда конденсатора C_1 сердечник дросселя L_1 перемагничивается в рабочем направлении. Параметры схемы выбираются таким образом, что в момент окончания интервала T_1 индукция достигает значения, несколько меньшего, чем $+B_s$.

Таким образом, в конце интервала T_1 ток через управляемый ключ равен нулю, конденсатор C_1 заряжен до

максимального напряжения $u_{C_1}^{(1)}(T_1) = U_{1m}$, а индукция сердечника дросселя L_1 близка к значению положительного насыщения. Указанные значения являются начальными для процессов, протекающих в течение интервала T_2 .

Интервал T_2 . Интервал T_2 начинается с момента, когда управляемый ключ размыкает цепь входного контура, а заканчивается в момент насыщения сердечника дросселя L_1 . В течение этого времени продолжается перемангничивание сердечника дросселя L_1 . Эквивалентная схема входного контура для процессов в течение интервала T_2 приведена на рис. 7.2, б. В ней токи и напряжения описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} i_{C_1}^{(2)}(t) &= -I_b, \\ u_{C_1}^{(2)}(t) &= U_{1m} - \frac{I_b t}{C_1}. \end{aligned} \right\} \quad (7.5)$$

При этом часть энергии, накопленной конденсатором C_1 , запасается в цепи подмагничивания.

Интервал T_2 играет роль защитного интервала, не допускающего насыщения сердечника дросселя L_1 раньше, чем закончится заряд конденсатора C_1 . Интервал T_2 необходим также для надежного выключения управляемого ключа, если в качестве последнего применен тиристор. К ключу приложено напряжение

$$u_k(t) = E - u_{C_1}(t). \quad (7.6)$$

Как следует из ранее изложенного, конденсатор C_1 заряжается за интервал T_1 до напряжения $u_{C_1}^{(1)}(T_1) = U_{1m} > E$. Поэтому напряжение u_k , приложенное к управляемому ключу, в интервале T_2 отрицательно.

Этим обеспечивается надежное выключение тиристора, если одновременно выполнено условие

$$T_2 > t_b, \quad (7.7)$$

где t_b — время восстановления тиристора (см. § 8.1).

Напряжение на конденсаторе C_1 в момент окончания интервала T_2 равно

$$u_{C_1}^{(2)}(T_2) = U_1 = U_{1m} - \frac{I_b T_2}{C_1}. \quad (7.8)$$

Интервал T_3 . Длительность интервала T_3 равна длительности насыщенного состояния сердечника дроссе-

ля L_1 . Процессы, протекающие в образовавшемся при насыщении сердечника дросселя L_1 контуре $C_1, L_{н1}, C_2$, аналогичны процессам в магнитном звене, которые рассмотрены в § 3.1 и 4.1. В силу малой длительности интервала T_3 влиянием подмагничивания можно пренебречь. При этом, как следует из выражения (3.16), напряжение на конденсаторе C_1 в конце интервала T_3 принимает значение

$$U'_1 = u_{C_1}^{(3)}(T_3) = g_1 U_1. \quad (7.9)$$

Здесь $g_1 = \frac{\lambda_2 \delta'_2 - \delta_2}{1 + \lambda_2}$ — относительное остаточное напряжение. Значения $\lambda_2, \delta_2, \delta'_2$ определяются по полученным в § 3.1 выражениям для $k = 2$.

Интервал T_4 и процессы восстановления. Остальная часть периода относится к интервалу T_4 . В течение этого интервала происходит восстановление исходного магнитного состояния сердечников дросселей и трансформаторов магнитных звеньев.

Энергия, которая расходуется при этом, первоначально поступает в конденсатор C_1 . Часть ее поступает в конденсатор C_1 в процессе его разряда в течение интервала T_3 .

Величина ее равна $\frac{(g_1 U_1)^2 C_1}{2}$. Кроме того, конденсатору C_1 в течение интервала T_4 возвращается та энергия, которая была запасена в цепи подмагничивания в течение интервалов T_1 и T_2 . Определим величину этой энергии. На рис. 7.1, а приведена схема цепи подмагничивания дросселя L_1 . Она содержит развязывающий дроссель $L_{п1}$, источник $E_{п1}$, резистор $R_{п1}$ и обмотку подмагничивания дросселя L_1 . Цепь подмагничивания шунтирует конденсатор C_1 . Поэтому в течение интервалов T_1 и T_2 часть запасемой конденсатором C_1 энергии уходит в цепь подмагничивания. При этом протекающий в цепи подмагничивания ток $I_{п1}$ увеличивается на величину $\Delta I_{п1}$. Обычно между элементами цепи подмагничивания существует соотношение

$$\omega L_{п1} \gg R_{п1},$$

где ω — частота процесса заряда конденсатора C_1 в интервале T_1 ; $R_{п1}$ — суммарное активное сопротивление цепи подмагничивания.

Это позволяет считать, что цепь подмагничивания имеет индуктивный характер и увеличение тока за время

$T_1 + T_2$ можно полагать равным

$$\begin{aligned}\Delta I_{\Pi}(T_1 + T_2) &\approx \frac{1}{L_{\Pi}} \int_0^{T_1+T_2} \frac{u_{C_1}(t) dt}{k_{\Pi}} = \\ &= \frac{1}{k_{\Pi} L_{\Pi}} \left[\int_0^{T_1} u_{C_1}^{(1)}(t) dt + U_{1m} T_2 \right],\end{aligned}$$

где $k_{\Pi} = \frac{N_1}{N_{\Pi}}$ — коэффициент трансформации между основной обмоткой и обмоткой подмагничивания дросселя L_{Π} ; $u_{C_1}^{(1)}$, U_{1m} определяются выражениями (7.3), (7.19).

Соответствующим выбором величины индуктивности L_{Π} приращение тока ΔI_{Π} можно сделать значительно меньше величины тока подмагничивания I_{Π} . Таким образом, энергию, которая запасается в индуктивности L_{Π} к концу интервала T_2 , можно представить в виде

$$W_{\Pi} = \frac{L_{\Pi} (I_{\Pi} + \Delta I_{\Pi})^2}{2} \approx \frac{L_{\Pi} I_{\Pi}^2}{2} + L_{\Pi} I_{\Pi} \Delta I_{\Pi}.$$

Первый член — выражение энергии, запасенной в индуктивности L_{Π} к началу интервала T_1 . Второй член — выражение приращения энергии в индуктивности L_{Π} в течение интервалов T_1 и T_2 . Величина приращения энергии равна

$$\Delta W_{\Pi} \approx L_{\Pi} I_{\Pi} \Delta I_{\Pi} = \frac{E_{\Pi}}{k_{\Pi} R_{\Pi}} \left[\int_0^{T_1} u_{C_1}^{(1)}(t) dt + U_{1m} T_2 \right].$$

Здесь $u_{C_1}^{(1)}(t)$ определяется (7.3), а величина U_{1m} определяется полученным ниже выражением (7.19). Из рассмотрения выражения, определяющего величину ΔW_{Π} , следует, что приращение энергии в индуктивности L_{Π} не зависит от величины индуктивности L_{Π} , а определяется величиной тока подмагничивания, величиной напряжения на конденсаторе C_1 в течение интервалов T_1 и T_2 , а также длительностью этих интервалов. Все сказанное справедливо, если величина индуктивности L_{Π} выбрана достаточно большой.

Условием существования стационарного режима является равенство нулю приращения энергии за период в любом реактивном элементе схемы. Следовательно, энергия ΔW_{Π} , запасенная в течение интервалов T_1 и T_2 в цепи

подмагничивания, возвращается в течение интервала T_4 из цепи подмагничивания в звено генератора.

Необходимо подчеркнуть, что запасаемая в течение интервала T_4 в конденсаторе C_1 энергия, идущая на обратное перемагничивание, в конечном счете берется от источника питания, но величина ее определяется током подмагничивания.

Если величина L_n выбрана достаточно большой, в частности если выполнено условие $L_n \gg L/k_n^2$, где L — зарядная индуктивность входного контура, изменение тока подмагничивания в течение рассматриваемых интервалов будет малым ($\Delta I_n \ll I_n$). При этом входной контур в течение той части интервала T_4 , когда сердечник дросселя L_1 не насыщен, может быть представлен эквивалентной схемой рис. 7.2, а, и процессы во входном контуре описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} u_{C_1}^{(4)}(t) &= g_1 U_1 - \frac{I_b t}{C_1}, \\ i_{C_1}^{(4)}(t) &= -I_b. \end{aligned} \right\} \quad (7.10)$$

В генераторах II вида процессы обратного перемагничивания протекают также, как в генераторах I вида (§ 5.2).

Возможны два режима обратного перемагничивания сердечника дросселя L_1 : с насыщением и без насыщения. В первом из них к концу интервала T_4 сердечник дросселя L_1 насыщен в обратном направлении, а напряжение на конденсаторе C_1 практически равно нулю.

Во втором режиме сердечник дросселя L_1 не успевает в течение интервала T_4 достигнуть состояния обратного насыщения, а конденсатор C_1 оказывается к концу интервала T_4 заряженным до напряжения U_{01} :

$$U_{01} = u_{C_1}^{(4)}(T_4) = g_1 U_1 - \frac{I_b T_4}{C_1}. \quad (7.11)$$

В зависимости от режима обратного перемагничивания сердечника дросселя L_1 во входной части рассматриваемого генератора соответственно может установиться один из двух стационарных режимов: режим с обратным насыщением первого переключающего дросселя или режим без обратного насыщения первого переключающего дросселя. Сокращенные названия их: стационарный режим с обратным насыщением и стационарный режим без обратного насыщения.

Стационарный режим с обратным насыщением. В этом режиме сердечник дросселя L_1 в течение периода насыщается как в прямом (рабочем), так и в обратном направлениях. В течение интервалов T_1 и T_2 сердечник дросселя L_1 перемагничивается в одном направлении. В момент окончания интервала T_2 он насыщается и происходит разряд конденсатора C_1 , в ходе которого запасенная в конденсаторе энергия передается в последующее звено. Как и при анализе генераторов I вида, будем считать длительность насыщенного состояния сердечника дросселя L_1 малой по сравнению с длительностью остальных временных интервалов. Рассматривая процессы во входном контуре, будем полагать $T_3 \approx 0$.

После окончания процесса разряда конденсатора C_1 сердечник дросселя L_1 выходит из насыщения и перемагничивается в обратном направлении в течение интервала T_n , составляющего ξ -часть интервала T_4 :

$$T_n = \xi T_4 \quad (\xi < 1).$$

По окончании интервала T_n сердечник дросселя L_1 насыщается в обратном направлении. При этом формируется импульс обратного перемагничивания. Величина ξ выбирается так, чтобы в течение оставшейся части периода ($T_4 - T_n$) процессы восстановления исходного состояния переключающих дросселей успели затухнуть. Поэтому процессы во входном контуре в следующем периоде начнутся при нулевых начальных условиях. Это обстоятельство крайне важно. Во-первых, у рассмотренного режима отсутствует процесс установления стационарных колебаний при включении схемы. Во-вторых, формирование импульса и восстановление исходного состояния полностью заканчиваются за определенный промежуток времени ($T_{мин}$), являющийся лишь частью периода следования, после чего напряжение на конденсаторе C_1 и ток во входном контуре практически равны нулю. Поэтому изменение длительности периода следования в пределах $T_{мин} < T < \infty$ не влияет на ход процесса формирования импульса. Схема может работать при произвольном изменении частоты следования в широких пределах, а также в ждущем (одноразовом) режиме.

Таковы основные свойства режима с обратным насыщением. На рис. 7.3 приведены временные диаграммы напря-

жений и токов, иллюстрирующие работу рассматриваемого генератора в этом режиме.

Найдем описывающие этот режим уравнения. Перепад ΔB магнитной индукции в сердечнике дросселя L_1 при

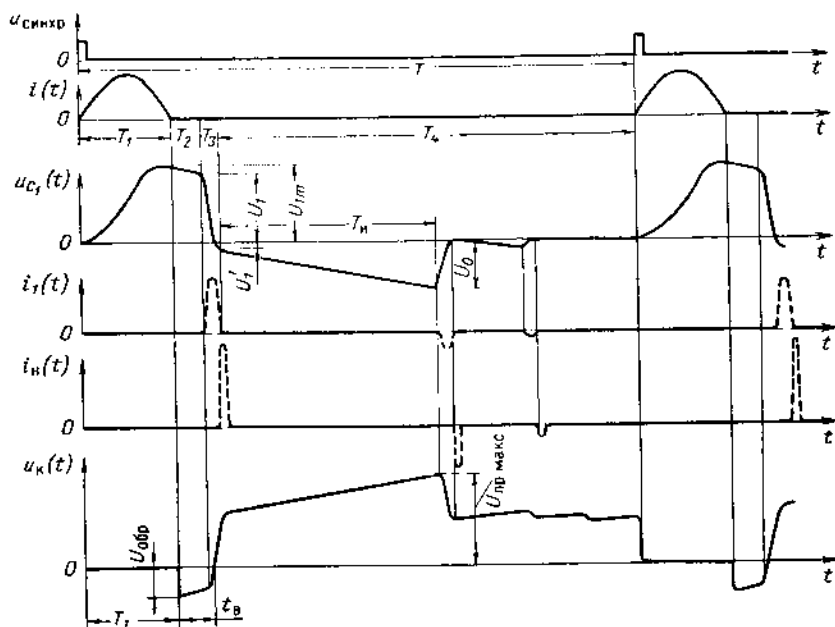


Рис. 7.3. Осциллограммы токов и напряжений в режиме с обратным насыщением.

его перемагничивании как в одном, так и в другом направлениях в рассматриваемом режиме равен практически $2B_s$. Поэтому для дросселя L_1 , используя результаты гл. 2, в частности выражение (2.12), можно написать

$$\int_0^{T_1} u_{c1}^{(1)}(t) dt + \int_0^{T_2} u_{c1}^{(2)}(t) dt = 2N_1 A_1 B_s,$$

$$\int_0^{T_H} u_{c1}^{(3)}(t) dt = -2N_1 A_1 B_s,$$

где N_1 — число витков обмотки дросселя L_1 ; A_1 — поперечное сечение сердечника дросселя L_1 .

Эти уравнения получены заменой в (2.12) напряжения на дросселе $u_{L1}(t)$ напряжением на конденсаторе $u_{C1}(t)$. Такая замена основана на том, что в рассматриваемой схеме

$$u_{L1}(t) = u_{C1}(t) - u_{C2}(t).$$

В течение процессов перемагничивания дросселя L_1 интеграл от напряжения на конденсаторе C_2 практически равен нулю, что позволяет считать

$$\int_0^t u_{L1}(t) dt \approx \int_0^t u_{C1}(t) dt.$$

Еще одно уравнение можно получить, если учесть, что в силу вежливого характера управляемого ключа длительность интервала T_1 определяется уравнением (7.4):

$$i^{(1)}(T_1) = 0.$$

Кроме того, длительности интервалов связаны уравнением (7.1)

$$\sum_{m=1}^4 T_m = T$$

и соотношением

$$T_R = \xi T_4.$$

Таким образом, для нахождения параметров режима может быть составлена система уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i^{(1)}(x_1) &= 0, & (a) \\ \int_0^{T_1} u_{C1}^{(1)}(t) dt + \int_0^{T_2} u_{C1}^{(2)}(t) dt - 2N_1 A_1 B_s, & (b) \\ \int_0^{T_R} u_{C1}^{(3)}(t) dt &= -2N_1 A_1 B_s, & (b) \\ x_1 + x_2 + x_4 &= x, & (r) \\ x_{11} &= \xi x_4. & (d) \end{aligned} \right\} \quad (7.12)$$

В уравнениях (7.12) и при дальнейшем изложении применены следующие обозначения:

$\kappa_k = \frac{T_k}{\pi/\omega}$ — относительная длительность k -го временного интервала;

$\xi = \frac{T_n}{T_k}$ — коэффициент восстановления;

$M = \frac{I_b \omega L}{E}$ — относительная величина тока смещения;

$\delta = e^{-\frac{\alpha \pi}{\omega}}$ — декремент входного контура, где

$$\alpha = \frac{r}{2L}.$$

Уравнения (а), (б), (в) — трансцендентные уравнения. Для приближенного решения эти уравнения можно разложить в ряды по степеням M и $(1-\delta)$ с последующим отбрасыванием членов порядка M^2 , $(1-\delta)^3$, $M(1-\delta)^2$ и выше.

Оценка погрешности приближенных решений, полученных таким методом, показывает, что погрешность не превышает нескольких процентов во всей области реализуемых на практике параметров.

Решение уравнения (а) можно представить в виде

$$\kappa_1 \approx 1 + \frac{1+\delta}{\pi\delta} \arctg M \approx 1 + \frac{1+\delta}{\pi\delta} M. \quad (7.13)$$

Уравнения (б) и (в) после соответствующих преобразований принимают вид

$$\left. \begin{aligned} 1 + \frac{1+\delta}{\pi\delta} M - \frac{4}{\pi} \frac{1-\delta}{1+\delta} M - \frac{4}{\pi^2} (1-\delta) + \\ + \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1-\delta) M \right] \kappa_2 - \frac{\pi M}{2} \kappa_2^2 = \\ = \frac{2B_s N_1 A_1 \omega}{\pi E}, \quad (a) \\ \frac{\pi M}{2} \xi^2 \kappa_4^2 - g_1 \xi \kappa_4 \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1-\delta) M - \right. \\ \left. - \pi \kappa_2 M \right] = \frac{2B_s N_1 A_1 \omega}{\pi E}. \quad (б) \end{aligned} \right\} \quad (7.14)$$

Эти уравнения связывают параметры κ_2 , ξ и M с параметрами дросселя B_s , N_1 , A_1 .

Наиболее часто встречается задача, когда величины κ_2 и ξ известны и надлежит определить M и параметры дросселя. Относительная длительность интервала задержки насыщения (κ_2) выбирается из условия (7.7), если роль ключевого элемента выполняет тиристор

$$\kappa_2 > \frac{t_B \omega}{\pi}.$$

Напомним, что t_B — время восстановления тиристора. Если же ключевой элемент в отличие от тиристора не требует создания специального интервала восстановления, то величиной κ_2 задаются (см. гл. 8). Величиной ξ также обычно задаются, чтобы обеспечить достаточное затухание процессов перемагничивания.

При решении данной задачи из (7.14) получим выражение, определяющее M :

$$M = \frac{2 + 2(1 + \delta)\kappa_2 + 2g_1\xi\kappa_4(1 + \delta) - \frac{8}{\pi^2}(1 - \delta)}{\pi\xi^2\kappa_4^2 + 2g_1\xi\kappa_4 \left[\pi\kappa_2 + \frac{4}{\pi}(1 - \delta) \right] - 2\frac{1 + \delta}{\pi\delta} + \pi\kappa_2^2 + \frac{8}{\pi}\frac{1 - \delta}{1 + \delta} + \frac{8}{\pi}(1 - \delta)\kappa_2}. \quad (7.15)$$

Отметим взаимную зависимость параметров M и ξ в рассматриваемом режиме. При уменьшении M , что осуществляется уменьшением тока подмагничивания, растет коэффициент ξ . Объясняется это тем, что при уменьшении тока подмагничивания уменьшается скорость роста напряжения на конденсаторе C_1 , описываемого в интервале T_n выражением (7.10):

$$u_{C_1}^{(4)}(t) = g_1 U_1 - \frac{I_b t}{C_1}.$$

Но интеграл от этого напряжения согласно (7.12в) есть величина постоянная, не зависящая от величин ξ и M . Поэтому при уменьшении M увеличивается длительность интервала T_n , увеличивается $\xi = \frac{T_n}{T_4}$.

Полагая в (7.15) $\xi = 1$, получим условие, определяющее нижний предел области существования режима с обрат-

ным насыщением:

$$M_{\text{гр}} = \frac{2 + 2(1 + \delta) \kappa_2 + 2g_1 \kappa_4 (1 + \delta) - \frac{8}{\pi^2} (1 - \delta)}{\pi \kappa_4^2 + 2g_1 \kappa_4 \left[\pi \kappa_2 + \frac{4}{\pi} (1 - \delta) \right] - 2 \frac{1 - \delta}{\pi \delta} + \pi \kappa_2^2 + \frac{8}{\pi} \frac{1 - \delta}{1 + \delta} + \frac{8}{\pi} (1 - \delta) \kappa_2} \quad (7.16)$$

При дальнейшем уменьшении тока подмагничивания ($M < M_{\text{гр}}$) схема переходит в режим без обратного насыщения, который будет рассмотрен ниже.

Необходимый для расчета дросселя L_1 коэффициент γ_1 вводится согласно (3.29) и (3.34) в виде

$$\gamma_1 = \frac{\Delta B_1 N_1 A_1 \omega}{U_1} \quad (7.17)$$

В рассматриваемом режиме коэффициент γ_1 может быть найден из (7.14а) и (7.17):

$$\gamma_1 = \frac{\pi \left\{ 1 + \frac{1 + \delta}{\pi \delta} M + \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M \right] \kappa_2 - \frac{\pi M}{2} \kappa_2^2 - \frac{4}{\pi} \frac{1 - \delta}{1 + \delta} M - \frac{4}{\pi^2} (1 - \delta) \right\}}{1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi \kappa_2 M} \quad (7.18)$$

Используя результаты проведенного анализа, получим выражения для токов и напряжений в рассматриваемом режиме. Эти выражения потребуются при проектировании генератора, при определении режима управляемого ключа. Кроме того, они будут необходимы для сравнительной оценки типов и режимов генераторов II вида.

Из (7.2) — (7.4), (7.10) и (7.11) методом припасовывания могут быть получены выражения, определяющие напряжение на конденсаторе C_1 в моменты окончания временных интервалов:

$$\left. \begin{aligned} U_{1m} &= u_{C_1}^{(1)}(T_1) = E \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 + \delta) M \right], \\ U_1 &= u_{C_1}^{(2)}(T_2) = E \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 + \delta) M - \pi \kappa_2 M \right], \\ U_0 &= u_{C_1}^{(3)}(T_n) = g_1 U_1 - \pi M E \zeta \kappa_4. \end{aligned} \right\} \quad (7.19)$$

Выражение для среднего значения тока через управляемый ключ может быть получено из (7.2) и (7.13):

$$I_{cp} = \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i^{(1)}(t) dt = \\ = \frac{E\omega C_1}{\pi\kappa} \left[1 + \delta + \pi M - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M \right]. \quad (7.20)$$

Значение амплитуды импульса тока через управляемый ключ определяется следующим из (7.2) выражением:

$$I_m = I_b + \frac{E}{\omega L} \delta^{\kappa_m} \left[\left(1 - \frac{2(1-\delta)}{\pi(1+\delta)} M \right) \sin \omega t_m - M \cos \omega t_m \right], \quad (7.21)$$

где $\kappa_m = \frac{\omega t_m}{\pi}$, а t_m является корнем уравнения

$$\frac{di^{(1)}(t_m)}{dt} = 0$$

или

$$\cos \omega t_m - \left(\frac{2}{\pi} \frac{1-\delta}{1+\delta} - M \right) \sin \omega t_m = 0.$$

Так как в большинстве случаев можно полагать $t_m \approx \pi/2\omega$, то при оценке величины амплитуды тока через управляемый ключ выражение (7.21) можно упростить:

$$I_m \approx \frac{E}{\omega L} (\sqrt{\delta} + M). \quad (7.22)$$

При выборе типа управляемого ключа необходимо оценить наибольшие значения прямого и обратного напряжений. Максимальное прямое напряжение на управляемом ключе, как видно из рис. 7.3, равно

$$U_{пр макс} = E - U_0 = E + \pi M E \zeta \kappa_1 - g_1 U_1. \quad (7.23)$$

Максимальное значение обратного напряжения равно

$$U_{обр макс} = E - U_{1m} \approx -\delta E. \quad (7.24)$$

Заканчивая рассмотрение режима с обратным насыщением в генераторе с ключом во входном контуре, остановимся на его энергетических характеристиках. Среднее значение мощности, потребляемой от источника питания, равно

$$P_{ср вх} = E I_{ср}. \quad (7.25)$$

К. п. д. входного контура определим как отношение мощности, отдаваемой в магнитные звенья генератора при разряде конденсатора C_1 , к мощности, потребляемой от источника питания:

$$\eta_{01} = \frac{0,5C_1 (U_1^2 - U_1'^2) f}{P_{\text{ср вх}}} = \frac{C_1 (1 - g_1^2) U_1^2 f}{2P_{\text{ср вх}}}.$$

Тогда из (7.19), (7.20) и (7.25) получим

$$\eta_{01} = \frac{(1 - g_1^2) \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi M \kappa_2 \right]^2}{2 \left[1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M + \pi M \right]}. \quad (7.26)$$

Стационарный режим без обратного насыщения. В этом режиме сердечник дросселя L_1 насыщается только один раз — во время интервала T_3 при формировании рабочего импульса. После этого начинается перемагничивание сердечника дросселя L_1 в обратном направлении, которое продолжается в течение всего интервала T_4 . К концу интервала T_4 индукция в сердечнике L_1 не достигает значения индукции насыщения. В силу этого напряжение на конденсаторе C_1 к концу периода не равно нулю и определяется выражением (7.11). Рис. 7.4 иллюстрирует процессы во входном контуре генератора.

Для нахождения параметров режима составим систему уравнений, аналогичную системе (7.12), использованной при рассмотрении предыдущего режима:

$$\left. \begin{aligned} i^{(1)}(\kappa_1) &= 0, & (a) \\ \int_0^T u_{C_1}(t) dt &= 0, & (b) \\ \kappa_1 + \kappa_2 + \kappa_4 &= \kappa, & (в) \\ U_{01} &= f[u_{C_1}^{(1)}(\kappa_1); u_{C_1}^{(2)}(\kappa_2); u_{C_1}^{(4)}(\kappa_4)]. & (г) \end{aligned} \right\} \quad (7.27)$$

Уравнение (а) следует из вентильного характера управляемого ключа. Уравнение (б) — запись условия периодичности, заключающегося в равенстве нулю изменения за период индукции в сердечнике дросселя L_1 . Уравнение (в) связывает длительности отдельных временных интервалов. При его составлении предполагалось, что длительность интервала T_3 значительно меньше длительности остальных временных интервалов. Уравнение (г) не имеет аналога

в системе (7.12) и отражает отмеченную выше особенность рассматриваемого стационарного режима, для которого характерны ненулевые начальные условия. Оно связывает величину напряжения на конденсаторе C_1 в моменты

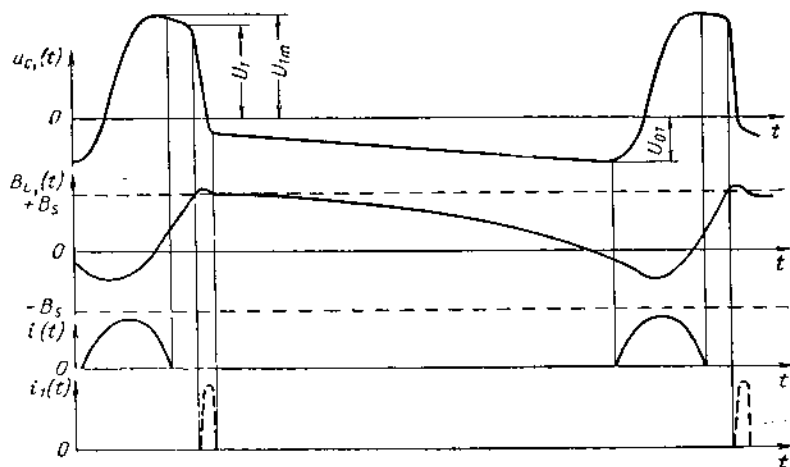


Рис. 7.4. Осциллограммы токов и напряжений в режиме без обратного насыщения.

начала k -го и $(k + 1)$ -го периодов и строится припасовыванием решений, полученных ранее для отдельных временных интервалов в (7.2) — (7.4), (7.9) и (7.10).

В уравнениях (7.27) и при последующем описании режима применены следующие обозначения:

$\kappa_k = \frac{T_k}{\pi/\omega}$ — относительная длительность k -го интервала;

$p = \frac{U_{01}}{E}$ — нормированное обратное напряжение на конденсаторе C_1 в момент замыкания ключа;

$z = 1 - p$ — нормированное напряжение, приложенное к ключу в момент замыкания;

$M = \frac{I_b \omega L}{E}$ — относительная величина тока смещения;

$\delta = e^{-\frac{\alpha \pi}{\omega}}$ — декремент входного контура.

Для решения трансцендентных уравнений (7.27а, б, г), как и в предыдущем случае, применим разложение в ряды

по степеням M и $(1-\delta)$ с последующим отбрасыванием членов порядка M^2 , $(1-\delta)^2$ и выше.

При этом решение уравнения (7.27а) может быть получено в виде

$$\kappa_1 \approx 1 + \frac{1+\delta}{\pi\delta} \operatorname{arctg} \frac{M}{z} \approx 1 + \frac{1+\delta}{\pi\delta} \frac{M}{z}. \quad (7.28)$$

Уравнения (7.27б, г) после подстановки в них (7.28) и (7.27в) связывают параметры M , κ_2 и z между собой. В зависимости от решаемой практической задачи один из этих параметров является известной (заданной) величиной. Обычно задана величина κ_2 . Если в качестве ключа используется тиристор, κ_2 выбирается из условия (7.7)

$$\kappa_2 > \frac{t_B \omega}{\pi},$$

где t_B — время восстановления тиристора.

В этом случае уравнения (7.27б, г) служат для определения M и z . Величина M при этом определяется выражением

$$\begin{aligned} \pi M = & \frac{(1+g_1\delta) [1+\kappa_2+g_1\kappa_4] +}{[\kappa - 1 - \kappa_2(1-g_1)] \left[\kappa_2\delta + g_1\delta\kappa_4 + \frac{4}{\pi^2}(1-\delta) \right] +} \cdot (7.29) \\ & + (1+g_1\delta) \left[0,5\kappa_4^2 + g_1\kappa_2\kappa_4 + 0,5\kappa_2^2 + \right. \\ & \left. + \frac{4}{\pi^2}(1-\delta)g_1\kappa_4 \right] \end{aligned}$$

Коэффициент z равен

$$z = \frac{1-g_1+\pi M \left[\kappa_4+g_1\kappa_2+\frac{4}{\pi^2}g_1(1-\delta) \right]}{1+g_1\delta}. \quad (7.30)$$

Основываясь на проведенном анализе, можно получить выражения для токов и напряжений в рассматриваемом режиме, необходимые для проектирования генератора и для расчета режима ключевого элемента.

Значения напряжений на конденсаторе C_1 в моменты окончания временных интервалов найдем из (7.2), (7.3)

и (7.11) методом припасовывания:

$$U_{1m} = E \left[1 + z\delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M \right], \quad (7.31)$$

$$U_1 = E \left[1 + z\delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi \kappa_2 M \right], \quad (7.32)$$

$$U_{01} = g_1 U_1 - \pi M E \kappa_4. \quad (7.33)$$

Среднее значение тока через управляемый ключ может быть получено из (7.2) и (7.28)

$$\begin{aligned} I_{cp} &= \frac{1}{T} \int_0^{T_1} i^{(1)}(t) dt = \\ &= \frac{E \omega C_1 \left[z(1 + \delta) - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M + \pi M \right]}{\pi \kappa}. \end{aligned} \quad (7.34)$$

Значение амплитуды импульса тока через управляемый ключ равно

$$I_m = I_b + \frac{E}{\omega L} \delta^{x_m} \left[\left(z - \frac{2}{\pi} M \frac{1 - \delta}{1 + \delta} \right) \sin \omega t_m - M \cos \omega t_m \right], \quad (7.35)$$

где t_m является корнем уравнения

$$z \cos \omega t_m - \left[\frac{2}{\pi} z \frac{1 - \delta}{1 + \delta} - M \right] \sin \omega t_m = 0. \quad (7.36)$$

При оценке величины амплитуды импульса тока через управляемый ключ может быть использовано приближенное выражение

$$I_m \approx \frac{E}{\omega L} (z \sqrt{\delta} + M). \quad (7.37)$$

Оно получено из (7.35) в предположении, что $t_m \approx \frac{\pi}{2\omega}$ и $I_b \ll I_m$.

Наибольшие значения напряжений, приложенных к управляемому ключу в рассматриваемом режиме, определяются соотношениями

$$U_{\text{пр макс}} = E - U_{01} = zE \quad (7.38)$$

для максимального значения прямого напряжения и

$$U_{\text{обр макс}} = -E \left[z\delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M \right] \quad (7.39)$$

для максимального значения обратного напряжения.

Среднее значение мощности, потребляемой от источника питания, определяется произведением

$$P_{\text{ср вх}} = EI_{\text{ср}}. \quad (7.40)$$

Коэффициент полезного действия входного контура, который определим как отношение мощности, отдаваемой конденсатором C_1 при разряде, к мощности, потребляемой от источника питания, с помощью (7.32), (7.34) и (7.40) может быть представлен в виде

$$\eta_{01} = \frac{(1 - g_1^2) \left[1 + z\delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi M \kappa_2 \right]^2}{2 \left[z(1 + \delta) - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M + \pi M \right]}. \quad (7.41)$$

Основные особенности генератора с ключом во входном контуре. Генератор с ключом во входном контуре работает в режиме внешней синхронизации. Импульсы синхронизации управляют моментом открывания управляемого ключа и тем самым управляют работой генератора. Однако выходной импульс задержан относительно импульса синхронизации на время формирования импульса в генераторе. Это время складывается из длительности T_1 процесса заряда первого накопительного конденсатора, длительности T_2 интервала задержки и длительности процессов формирования импульса в магнитных звеньях. Отметим, что длительности процессов в магнитных звеньях значительно короче длительности процессов во входном контуре, которые в основном и определяют задержку выходного импульса.

Ряд особенностей рассматриваемого генератора связан с тем, что в качестве управляемого ключа в нем наиболее часто применяется тиристор (§ 8.1). В открытое (проводящее) состояние тиристор переводится импульсом запуска (синхронизации). Чтобы закрыть тиристор, необходимо, во-первых, ток через него уменьшить до нуля, а во-вторых, приложить к тиристору в течение определенного времени $t_{\text{в}}$, называемого временем восстановления, обратное напряжение. Ток через тиристор (7.2) уменьшается до нуля к концу интервала T_1 . В рассматриваемом генераторе в течение интервала T_2 к управляемому ключу приложено отрицательное обратное напряжение (7.6)

$$u_{\text{обр}}(t) = u_k^{(2)}(t) = E - U_{\text{им}} + \frac{I_{\text{б}} t}{C_1} < 0.$$

Надежное выключение тиристора обеспечивается тем, что длительность интервала T_2 удовлетворяет условию (7.7): $T_2 > t_v$, где t_v — время восстановления тиристора.

Таким образом, использование тиристора в качестве управляемого ключа генератора связано с необходимостью применения режимов с относительно большими длительностями интервала T_2 , что налагает на рассмотренную схему ряд ограничений. Прежде всего оказывается ограниченной снизу длительность интервала T_1 , в течение которого через управляемый ключ проходит импульс тока. Дело в том, что при заданной условием (7.7) длительности T_2 величина $\kappa_2 = \frac{T_2}{\pi/\omega} \approx \frac{T_2}{T_1}$ растет по мере уменьшения длительности T_1 . При этом резко возрастает объем сердечника дросселя L_1 . Действительно, объем сердечника V , как следует из (3.39), пропорционален γ_1^2 , а коэффициент γ_1 , основываясь на (7.18), можно приближенно представить как

$$\gamma_1 \approx \pi \left(\frac{1}{1+\delta} + \kappa_2 \right). \quad (7.42)$$

Кроме того, ограничения длительности интервалов T_1 и T_2 снизу являются главными факторами, затрудняющими повышение частоты следования импульсов в генераторе с ключом во входном контуре.

В то же время тиристоры являются единственно приемлемыми управляемыми ключами при создании генераторов большой мощности (со средней мощностью свыше сотни ватт).

В связи с этим необходимо подчеркнуть, что генераторы с ключом во входном контуре можно создать на большую мощность, чем генераторы с ключом в первом звене. При этом, конечно, предполагается, что в сравниваемых генераторах используются одинаковые управляемые ключевые приборы, работающие в одинаковых режимах. Объясняется это следующим образом. Среднее значение мощности генератора на выходе равно

$$P_{\text{ср вых}} = \frac{EI_{\text{ср}}}{\eta},$$

где η — к. п. д. генератора; $I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока, потребляемого от источника питания.

В генераторах II вида среднее значение тока через управляемый ключ всегда равно среднему значению тока,

потребляемого от источника питания. Средний ток управляемого ключа не должен превышать предельно допустимого среднего тока, определяемого типом и режимом прибора. Значит, если выбран управляемый ключ и его режим, то тем самым определена предельно допустимая величина тока $I_{\text{ср}}$. В этом случае увеличивать мощность генератора можно лишь за счет увеличения напряжения питания E .

Естественно, что с ростом величины E увеличиваются прямые и обратные напряжения, приложенные в схеме к управляемому ключу. В то же время эти напряжения не должны превышать предельно допустимых значений напряжения для данного типа управляемого ключа. У генераторов с ключом во входном контуре максимальное значение прямого напряжения, как это следует из (7.23), близко по величине к напряжению E источника питания. В схеме генераторов с ключом в первом звене, как будет показано ниже, это напряжение превышает величину E . Это значит, что генератор с ключом во входном контуре можно питать от источника с более высоким напряжением, чем генераторы II вида, построенные по другим схемам. Поэтому средняя мощность рассмотренного генератора, как показывает более детальный анализ, проведенный в § 7.2, может быть примерно в два раза выше мощности других типов генераторов II вида, использующих такие же управляемые ключи и те же режимы их, что и сравниваемый генератор.

Заканчивая рассмотрение особенностей генератора с ключом во входном контуре, остановимся на сравнительной оценке его режимов. Из изложенного в настоящем параграфе следует, что генератор может работать в одном из двух режимов: режиме с обратным насыщением и режиме без обратного насыщения. Граница между этими режимами определяется условием (7.16).

В режиме с обратным насыщением процессы формирования импульса и возвращение схемы в исходное состояние, которое в этом режиме характеризуется нулевыми начальными условиями, успевают закончиться за часть периода. Поэтому для этого режима характерно отсутствие процесса установления при включении схемы, что важно для ряда практических применений. То обстоятельство, что до прихода очередного импульса синхронизации схема уже некоторое время находится в исходном состоянии, делает независимым режим генератора от стабильности периода импуль-

сов синхронизации. Это свойство режима позволяет осуществлять в схеме качание частоты следования импульсов и ждущий режим работы.

Режим без обратного насыщения характеризуется одним насыщением сердечника первого переключающего дросселя за период и непрерывным процессом во входном контуре. Этот режим целесообразно применять тогда, когда в силу каких-либо причин длительность интервала восстановления (T_4) составляет малую часть периода (T). Применение в этом случае режима с обратным насыщением привело бы к низкому к. п. д. из-за чрезмерно большой амплитуды импульса обратного перемагничивания.

7.2. ГЕНЕРАТОР С КЛЮЧОМ В ПЕРВОМ ЗВЕНЕ

Два варианта схем генераторов этого типа изображены на рис. 7.5. Эти схемы отличаются друг от друга типом

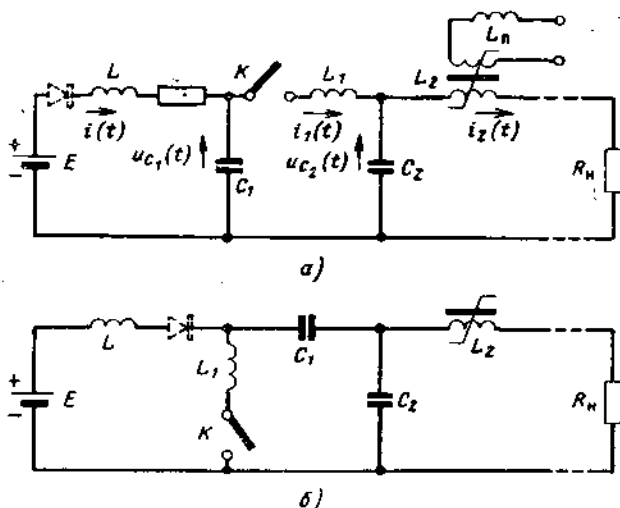


Рис. 7.5. Схемы генераторов с ключом в первом звене:
а — в звене типа А; б — в звене типа Б.

первого звена, в состав которого входит управляемый ключ. Второе звено (C_2L_2) каждого из генераторов, в свою очередь, может быть как звеном типа А, так и звеном типа Б. В зависимости от типа второго звена форма напряжения,

приложенного к управляемому ключу, будет различна. Так, в генераторе со вторым звеном типа Б на управляемом ключе сразу после разряда конденсатора C_2 возникает кратковременный импульс прямой полярности, обусловленный импульсом напряжения на конденсаторе C_3 . Если в качестве управляемого ключа используется тиристор, указанное явление приводит к уменьшению его времени восстановления. Поэтому чаще второе звено выбирается типа А.

Возможен еще один вариант схемы генератора с ключом в первом звене (рис. 7.6). Он отличается от рассмотренных

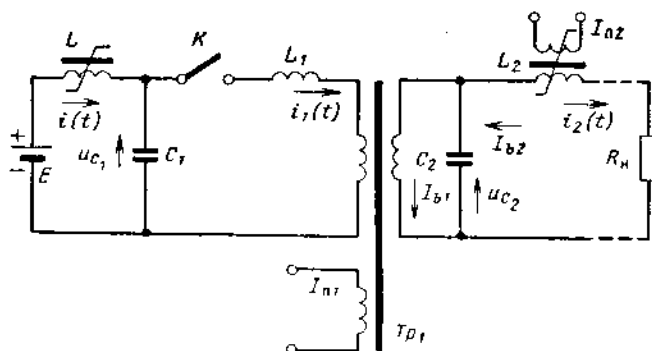


Рис. 7.6. Схема генератора с ключом в первом звене и дополнительным трансформатором.

тем, что перед конденсатором C_2 включается аналогично схеме рис. 7.1, в дополнительный трансформатор. Применение дополнительного трансформатора позволяет в этой схеме осуществить режим с одним насыщением сердечника дросселя L_2 за период при равенстве нулю среднего тока через его обмотку. В этом режиме амплитуда выходных импульсов практически определяется только величиной тока подмагничивания. Однако этот режим может быть осуществлен лишь при достаточно больших остаточных напряжениях на конденсаторе C_2 и больших интервалах T_2 задержки насыщения дросселя L_2 . Поэтому этот режим нашел практическое применение лишь в генераторах импульсов тока (§ 12.4).

Рассмотрение генераторов с ключом в первом звене начнем с генератора, построенного по схеме рис. 7.5, а,

получившего более широкое применение. Особенности генератора, собранного по схеме рис. 7.5, б, будут отмечены ниже.

При анализе процессов во входных звеньях генератора, построенного по схеме рис. 7.5, а, используем те же допущения, что и для генераторов с ключом во входном контуре (§ 7.1). В частности, управляемый ключ заменим последовательно соединенными идеальным ключом и сопротивлением. Переключающий дроссель L_2 в ненасыщенном состоянии представим эквивалентным генератором тока I_b , где I_b — ток смещения дросселя L_2 . Дроссель в насыщенном состоянии будем представлять эквивалентной схемой рис. 2.4.

Основываясь на этих допущениях, удобно разбить период колебаний на интервалы, границы которых соответствуют моментам изменения состояния ключевых элементов (управляемого ключа и переключающего дросселя L_2):

— интервал T_1 , в течение которого управляемый ключ замкнут и происходит разряд предварительно заряженного конденсатора C_1 на конденсатор C_2 ;

— интервал T_2 , начинающийся с момента, когда ключ размыкается, и заканчивающийся в момент насыщения сердечника дросселя L_2 ;

— интервал T_3 , в течение которого сердечник дросселя L_2 насыщен и происходит разряд конденсатора C_2 ;

— интервал T_4 , в течение которого происходит восстановление исходного состояния сердечников дросселей и трансформаторов.

Длительность периода (T) равна сумме всех названных интервалов

$$T = \sum_{m=1}^4 T_m.$$

Входная часть рассматриваемого генератора — двухконтурная система, состоящая из входного контура и первого звена. Однако анализ процессов во входном контуре и процессов в первом звене можно проводить независимо друг от друга. Во-первых, ключ разомкнут в течение большей части периода и тем самым входной контур отключен от остальных звеньев генераторов. Во-вторых, ключ замыкается на короткое по сравнению с длительностью периода время, и так как собственная частота входного контура обычно много меньше собственной частоты первого звена,

то влиянием входного контура на процессы в первом звене можно пренебречь.

Процессы во входном контуре. При рассмотрении процессов во входном контуре период колебаний T удобно разбить на два интервала: интервал T_1 , в течение которого управляемый ключ замкнут и происходит разряд конденсатора C_1 на конденсатор C_2 , и интервал T_{01} , в течение которого ключ разомкнут, входной контур отключен от последующих звеньев генератора, в нем происходит процесс заряда конденсатора C_1 от источника питания E . Длительность интервала T_{01} , очевидно, равна

$$T_{01} = T - T_1 = T_2 + T_3 + T_4. \quad (7.43)$$

Процесс заряда конденсатора C_1 в течение интервала T_{01} происходит в последовательном контуре LrC_1 (рис. 7.5, а), подключенном к источнику постоянного напряжения E . Начальные условия:

$$u_{C_1}(0) = U_{01}, \quad i(0) = 0.$$

Составив уравнения контура и решив их с учетом начальных условий, получим выражения, описывающие процесс во входном контуре в течение интервала T_{01} :

$$\left. \begin{aligned} i^{(01)}(t) &= \frac{E - U_{01}}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t, \\ u_{C_1}^{(01)}(t) &= E - (E - U_{01}) e^{-\alpha t} \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right). \end{aligned} \right\} \quad (7.44)$$

В (7.44) приняты обычные обозначения:

$\omega = \sqrt{\frac{1}{LC_1} - \alpha^2}$ — собственная частота входного контура;

$\alpha = \frac{r}{2L}$, где r — эквивалентное сопротивление потерь контура.

Индекс (01) указывает номер интервала.

Параметры входного контура выбираются так, чтобы процесс заряда конденсатора C_1 закончился в течение интервала T_{01} . Если этот процесс занимает лишь часть интервала T_{01} , во входной контур рекомендуется включать последовательно с дросселем L вентиль [2], фиксирующий на конденсаторе C_1 напряжение, достигнутое в процессе заряда.

Рассмотрим еще один вариант построения входного контура (рис. 7.7, а). В этой схеме вместо последовательного

соединения индуктивности и вентиля (диода) использован один элемент — переключающий дроссель (нелинейная индуктивность). В результате этого улучшается форма напряжения, приложенного к управляемому ключу в выключенном состоянии. На рис. 7.7, б и в приведены

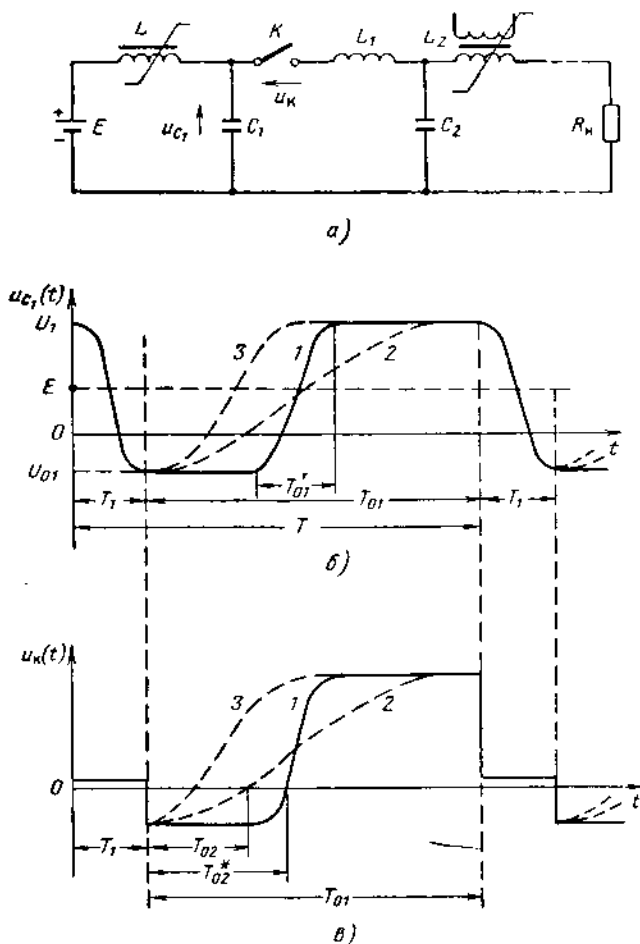


Рис. 7.7. Вариант входного контура с нелинейной индуктивностью (а) и временные диаграммы процессов в нем (б и в).

формы кривых напряжения на конденсаторе C_1 и напряжения, приложенного к управляемому ключу. Кривая 1 соответствует процессам в контуре с нелинейным зарядным дросселем L ; кривая 2 соответствует случаю, когда L — линейная индуктивность и длительность интервала T_{01} — выбрана равной полупериоду собственных колебаний входного контура; кривая 3 соответствует случаю, когда время заряда конденсатора C_1 меньше длительности T_{01} и последовательно с линейной индуктивностью включен фиксирующий диод.

В первом случае (кривая 1) процесс заряда конденсатора C_1 начинается не сразу после окончания интервала T_1 , а спустя определенное время, необходимое для перемagnичивания сердечника дросселя L . Тем самым время, в течение которого к управляемому ключу приложено обратное восстанавливающее напряжение, увеличивается по сравнению с временем при кривых 2 и 3. Это время обозначено на рис. 7.7 как T_{02}^* . Длительность интервала T_{02}^* в схеме с нелинейной зарядной индуктивностью можно сделать близкой половине длительности интервала T_{01} . Подобного соотношения между T_{02}^* и T_{01} в обычной схеме (с линейной индуктивностью L) можно достичь лишь за счет чрезмерно большого остаточного напряжения на конденсаторе C_1 , что связано со значительным увеличением перегрузок по току и напряжению управляемого ключа и со снижением к. п. д. генератора. Кроме того, применение переключающего дросселя вместо линейного дросселя L практически устраняет влияние входного контура на процессы в первом звене в течение интервала T_1 .

К недостаткам генератора с нелинейной индуктивностью во входном контуре следует отнести то обстоятельство, что в момент включения генератора во входном контуре начинается процесс установления, в ходе которого длительность интервала $T_{02}^*(k)$ претерпевает от периода к периоду изменения колебательного характера около значения T_{02}^* , соответствующего установившемуся режиму. Если в качестве ключа применен тиристор, условие восстановления его в этом случае записывается в виде неравенства $T_{02 \text{ мин}}^*(k) > t_{\text{в}}$, где $T_{02 \text{ мин}}^*(k)$ — наименьшая длительность интервала в процессе установления. Так как величина $T_{02 \text{ мин}}^*(k)$ может быть в несколько раз меньше стационарного значения T_{02}^* , то последнее необходимо выбирать достаточно большим. Это затрудняет применение нелинейной

индуктивности во входном контуре генератора с повышенной частотой следования.

Процессы в первом звене. Как установлено выше, период колебаний в первом звене удобно разбить на интервалы: T_1 , T_2 , T_3 и T_4 .

Интервал T_1 начинается с момента замыкания ключа. Исходное состояние схемы к этому моменту характеризуется тем, что рассмотренный выше процесс заряда конденсатора C_1 закончился и конденсатор заряжен до максимального напряжения

$$u_{C_1}^{(1)}(0) = U_1 = u_{C_1}^{(0)}(T_{01}).$$

Величина его определяется выражением (7.44).

На конденсаторе C_2 остаточное напряжение равно величине U_{02} (обычно $U_{02} \leq 0$), сердечник дросселя L_2 находится в состоянии отрицательного насыщения или близок к этому состоянию. При замыкании ключа начинается процесс разряда конденсатора C_1 на конденсатор C_2 . Одновременно часть энергии запасается в цепях подмагничивания, шунтирующих конденсатор C_2 при его заряде.

Процессы в первом звене в течение интервала T_1 во многом подобны процессам в магнитном звене при насыщенном сердечнике переключающего дросселя, которые рассмотрены в § 3.1. Отметим некоторые отличия. В рассматриваемом генераторе переключающий дроссель первого магнитного звена должен быть подмагничен. Поэтому в нашем рассмотрении дроссель L_2 в ненасыщенном состоянии будет заменен генератором тока смещения I_b . По сравнению с процессами в последующих магнитных звеньях процессы в первом звене можно считать низкочастотными. Поэтому доля потерь энергии в сердечнике дросселя L_2 при его перемагничивании занимает в общей сумме потерь в первом звене значительно меньшую часть, чем в последующих магнитных звеньях. Это позволяет при составлении эквивалентной схемы первого звена не вводить отдельного сопротивления R , отображающего потери на перемагничивание, как это делалось при составлении эквивалентной схемы магнитного звена (рис. 3.1).

Еще одна особенность рассматриваемой схемы состоит в том, что ее входная часть представляет собой двухконтурную систему. Однако, как отмечалось выше, значительно меньшая собственная частота входного контура позволяет пренебречь его влиянием на процессы в первом

звене. Дополнительный анализ показывает, что это допущение приводит к ошибке в определении амплитуды, не превышающей 3%, если при этом выполняется соотношение $T_1 \leq 0,2T$. Если же в качестве зарядной индуктивности входного контура использована нелинейная индуктивность, принятое допущение справедливо при любых соотношениях между длительностями интервала T_1 и периода T .

С учетом сказанного эквивалентная схема первого звена для процессов в интервале T_1 имеет вид рис. 7.8. Здесь I_b — ток смещения дросселя L_2 ; r_1 — эквивалентное сопротивление потерь.

Составив систему уравнений для этой эквивалентной схемы и решив ее с учетом начальных условий ($u_{C_1}^{(1)}(0) = U_1$, $u_{C_2}^{(1)}(0) = U_{02}$, $i_1^{(1)}(0) = 0$), получим выражения, описывающие токи и напряжение в первом звене в течение интервала T_1 :

$$\left. \begin{aligned} i_1^{(1)}(t) &= \frac{U_1 - U_{02}}{\omega L_1} e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t + I_b \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \times \\ &\times \left[1 - e^{-\alpha_2 t} \left(\cos \omega_2 t + \frac{\alpha_2}{\omega_2} \sin \omega_2 t \right) \right], \\ u_{C_1}^{(1)}(t) &= U_1 - \frac{U_1 - U_{02} - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} I_b r_1}{1 + \lambda_2} (1 - e^{-\alpha_2 t} \cos \omega_2 t) - \\ &- \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{I_b}{C_1} t + \left[\left(\frac{U_1 - U_{02} - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{I_b r_1}{2}}{1 + \lambda_2} \right) \frac{\alpha_2}{\omega_2} + \right. \\ &\left. + \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} I_b \frac{\omega_2 L_1}{1 + \lambda_2} \right] e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t, \\ u_{C_2}^{(1)}(t) &= U_{02} + \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \left(U_1 - U_{02} - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} I_b r_1 \right) \times \\ &\times (1 - e^{-\alpha_2 t} \cos \omega_2 t) - \frac{I_b t}{(1 + \lambda_2) C_2} - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \left[\left(U_1 - U_{02} - \right. \right. \\ &\left. \left. - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} I_b \frac{r_1}{2} \right) \frac{\alpha_2}{\omega_2} + \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} I_b \omega_2 L_1 \right] e^{-\alpha_2 t} \sin \omega_2 t. \end{aligned} \right\} \quad (7.45)$$

В (7.45) приняты обозначения:

$$\lambda_2 = \frac{C_1}{C_2}, \quad \alpha_2 = \frac{r_1}{2L_1}, \\ C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}, \quad \omega_2 = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} - \alpha_2^2}.$$

Обладающий вентильными свойствами управляемый ключ выключается, когда протекающий через него ток стремится изменить свое направление. Таким образом, интервал T_1 заканчивается тем, что ток через управляемый ключ прекращается, конденсаторы C_1 и C_2 оказываются заряженными до напряжений, которые обозначим

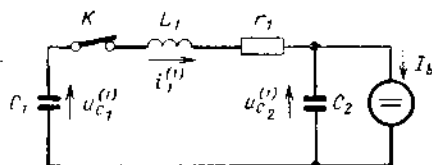


Рис. 7.8. Эквивалентная схема первого звена для процессов в течение интервала T_1 .

$u_{C1}^{(1)}(T_1) = U_{01}$, $u_{C2}^{(1)}(T_1) = U_{2m}$, а индукция сердечника первого переключающего дросселя L_2 близка к значению положительного насыщения.

Процессы в течение интервала T_2 аналогичны процессам в течение интервала задержки насыщения в генераторе с ключом во входном контуре (эквивалентная схема рис. 7.2, б)

$$\left. \begin{aligned} u_{C2}^{(2)}(t) &= U_{2m} - \frac{I_b t}{C_2}, \\ i_{C2}^{(2)}(t) &= -I_b. \end{aligned} \right\} \quad (7.46)$$

Необходимо подчеркнуть, что в генераторе с ключом в первом звене к длительности интервала T_2 обычно не предъявляется требование $T_2 > t_b$. В случае применения тиристора надежное его выключение в генераторах этого типа обеспечивается за счет обратного остаточного напряжения на конденсаторе C_1 . В течение интервала T_{02}^* (рис. 7.7) оно приложено к управляемому ключу и способствует его надежному выключению. Интервал T_2 играет роль защитного интервала, исключающего преждевременное насыщение сердечника дросселя L_2 . К концу интервала T_2 напряжение на конденсаторе C_2 согласно (7.46) равно

$$U_2 = u_{C2}(T_2) = U_{2m} - \frac{I_b T_2}{C_2}. \quad (7.47)$$

В течение интервала T_3 сердечник дросселя L_2 насыщен. Процессы, протекающие в контуре $C_2 L_{п2} C_3$, рассмотрены

выше (см. § 4.1 и 3.1). Напряжение на конденсаторе C_2 в конце интервала T_3 оказывается равным

$$U'_2 = u_{C_2}^{(3)}(T_3) = g_2 U_2 = \frac{\lambda_3 \delta'_3 - \delta_3}{1 + \lambda_3} U_2. \quad (7.48)$$

В магнитных звеньях в течение интервала T_4 происходит восстановление исходного магнитного состояния сердечников переключающих дросселей и трансформаторов. Процессы восстановления полностью аналогичны рассмотренным ранее процессам в генераторе с ключом во входном контуре во время интервала T_4 . Различают обратное перемagnичивание с насыщением и без насыщения сердечника первого переключающего дросселя (дросселя L_2 в нашем случае). Напряжения и токи при ненасыщенном сердечнике дросселя L_2 в течение интервала T_4 описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} u_{C_2}^{(4)}(t) &= g_2 U_2 - \frac{I_b t}{C_2}, \\ i_{C_2}^{(4)}(t) &= -I_b. \end{aligned} \right\} \quad (7.49)$$

К концу интервала T_4 , т. е. к началу следующего периода, конденсатор C_2 в режиме без обратного насыщения оказывается заряженным до величины

$$U_{02} = u_{C_2}^{(4)}(T_4) = g_2 U_2 - \frac{I_b T_4}{C_2}. \quad (7.50)$$

В режиме с обратным насыщением $u_{C_2}^{(4)}(T_4) = 0$. В зависимости от того, как протекает процесс обратного перемagnичивания сердечника дросселя L_2 , во входной части рассматриваемого генератора может установиться один из двух стационарных режимов: режим с обратным насыщением и режим без обратного насыщения. Названные стационарные режимы во многом аналогичны одноименным стационарным режимам в генераторе с ключом во входном контуре. Поэтому их анализ ведется теми же методами, что и в § 7.1.

Стационарный режим с обратным насыщением. Он характеризуется тем, что сердечник дросселя L_2 насыщается в течение периода как в прямом, так и в обратном направлениях. В этом режиме схема возвращается в исходное состояние раньше, чем закончится период. В исходном состоянии напряжение на конденсаторе C_2 и конденсаторах последующих звеньев практически равно нулю. Времен-

ные диаграммы рис. 7.9 иллюстрируют процессы в рассматриваемом генераторе в этом режиме.

При определении параметров исследуемого режима используется система уравнений, аналогичная системе

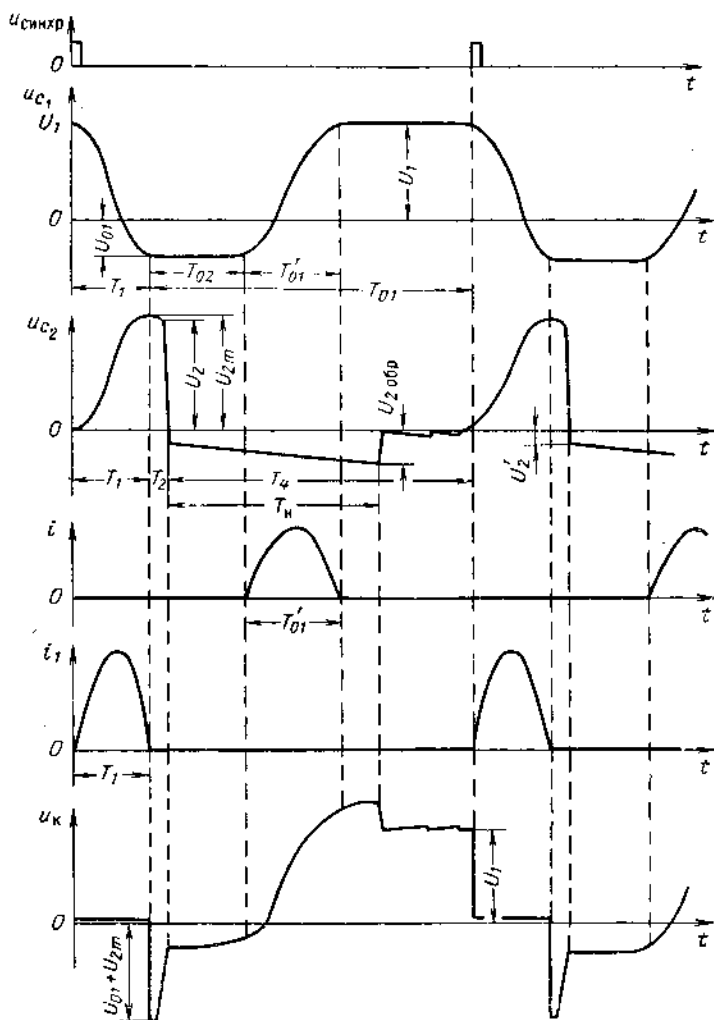


Рис. 7.9. Временные диаграммы процессов в режиме с обратным насыщением.

(7.12), составленной для режима с импульсным восстановлением в § 7.1:

$$\left. \begin{aligned} i_1^{(1)}(x_1) &= 0, & (a) \\ \int_0^{T_1} u_{C_2}^{(2)}(t) dt + \int_0^{T_2} u_{C_2}^{(2)}(t) dt &= 2B_s N_2 A_2, & (б) \\ \int_0^{T_H} u_{C_2}^{(2)}(t) dt &= -2B_s N_2 A_2, & (в) \\ x_1 + x_2 + x_4 &= x, & (г) \\ x_H &= \zeta x_4. & (д) \end{aligned} \right\} \quad (7.51)$$

Здесь $x_k = \frac{T_k}{\pi/\omega_2}$ — относительная длительность k -го временного интервала; $\zeta = \frac{T_H}{T_4}$ — коэффициент восстановления.

Напомним, что уравнение (а) вытекает из вентильного характера управляемого ключа. Уравнения (б) и (в) описывают процесс перемагничивания сердечника дросселя L_2 в прямом и обратном направлениях. Уравнение (г) составлено в предположении малой длительности интервала T_3 разряда конденсатора C_2 .

Трансцендентные уравнения (а), (б), (в) будем, как и в § 7.1, решать приближенно путем разложения в ряды по степеням M и $(1-\delta)$ и отбрасывания членов порядка M^2 , $(1-\delta)^3$ и выше. Аналогично предыдущему:

$M = \frac{I_b \omega_2 L_1}{E}$ — относительная величина тока смещения;

$\delta_k = e^{\frac{-\alpha_k \pi}{\omega_k}}$ — декремент k -го контура.

При этом решение уравнения (7.51а) можно представить в виде

$$x_1 \approx 1 + \frac{1+\delta_2}{\pi\delta_2} \operatorname{arctg} \frac{\lambda_2}{1+\lambda_2} \frac{M}{1+z\delta} \approx 1 + \frac{1+\delta_2}{\pi\delta_2} \frac{\lambda_2}{1+\lambda_2} \frac{M}{1+z\delta}, \quad (7.52)$$

где $\lambda_2 = \frac{C_1}{C_2}$; $\delta = e^{\frac{-\alpha \pi}{\omega}}$;

$$\delta_2 = e^{\frac{-\alpha_2 \pi}{\omega_2}}; \quad z = 1 - \frac{U_{01}}{E}.$$

Уравнения (7.51б) и (7.51в) служат для определения параметра M и коэффициента формы γ_2 , необходимого для расчета параметров дросселя L_2 . При этом значения κ_2 и ξ должны быть выбраны предварительно.

Выше указывалось, что в рассматриваемом типе генератора длительность интервала T_2 не связана с длительностью процессов восстановления управляемого ключа и интервал T_2 играет лишь роль защитного интервала. Поэтому величина κ_2 выбирается в пределах $\kappa_2 = 0,05 \div 0,2$. Величина коэффициента ξ выбирается в пределах $0,2 \leq \xi \leq 0,5$, что обычно обеспечивает достаточное затухание процессов перемагничивания в течение интервала восстановления T_4 . Кроме того, при выборе величины ξ необходимо, чтобы амплитуда импульса обратного перемагничивания не превышала определенной m -части амплитуды рабочего импульса:

$$|u_{C_2 \text{ обр}}| = |u_{C_2}^{(1)}(T_H)| \leq m U_2. \quad (7.53)$$

При этом энергия импульса обратного перемагничивания не будет превышать, как известно, m^2 -части энергии основного импульса

$$W_{2 \text{ обр}} = \frac{C_2 U_{2 \text{ обр}}^2}{2} \leq m^2 \frac{C_2 U_2^2}{2} = m^2 W_2. \quad (7.54)$$

Для того чтобы потери на перемагничивание были малы, величину m желательно выбирать в пределах $m = 0,2 \div 0,5$. Нетрудно видеть, что величину m можно сделать тем меньше, чем больше выбрано значение коэффициента ξ .

Таким образом, параметры M и γ_2 при выбранных κ_2 и ξ определяются из (7.51б) и (7.51в)

$$M = \frac{(1 + \lambda_2)(1 + \delta) \left[1 - \frac{4}{\pi^2} (1 - \delta_2) + \kappa_2 (1 + \delta_2) + g_2 \xi \kappa_4 (1 + \delta_2) \right]}{\frac{\kappa_2^2 + \xi^2 \kappa_4^2}{2} [1 + \lambda_2 + \delta (\lambda_2 - \delta_2)] + g_2 \xi \kappa_4 \{ 1 + \delta \delta_2 + [1 + \lambda_2 + \rightarrow} \\ \rightarrow + \delta (\lambda_2 - \delta_2) \kappa_2 \} + \frac{\lambda_2 (1 - \delta \delta_2) \kappa_2}{1 + \lambda_2} + \frac{1 + \lambda_2 + \delta (\lambda_2 - \delta_2)}{1 + \lambda_2} \times} \\ \times \left[0,5 + \frac{\lambda_2 (1 + \delta_2)}{\pi^2} \right] - \frac{\lambda_2 \delta}{1 + \lambda_2} \left[1 - \frac{4}{\pi^2} (1 - \delta_2) \right]. \quad (7.55)$$

Коэффициент γ_2 , служащий для определения параметров дросселя L_2 , был введен ранее (§ 3.2):

$$\Delta B_2 N_2 A_2 = \frac{\gamma_2 U_2}{\omega_2}. \quad (7.56)$$

Для рассматриваемого режима коэффициент γ_2 определяется из (7.51б)

$$\gamma_2 U_2 = \frac{\pi \lambda_2}{1 + \lambda_2} \left\{ U_1 \left[1 - \frac{4}{\pi^2} (1 - \delta_2) \right] + \frac{1 + \lambda_2}{\lambda_2} \kappa_2 U_2 - \pi M E \left[\frac{0,5}{1 + \lambda_2} + \frac{\kappa_2^2}{2} + \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{1 + \delta_2}{\pi^2} \right] \right\} \quad (7.57)$$

Для того чтобы определить значение напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 , применим метод приспособывания полученных выше решений (7.44) — (7.46) для отдельных временных интервалов. Конденсатор C_1 в течение интервала T_{01} заряжается согласно (7.44) до напряжения

$$U_1 = u_{C_1}^{(01)}(T_{01}) = E(1 + z\delta), \quad (7.58)$$

В процессе разряда в течение интервала T_1 конденсатор C_1 разряжается до напряжения

$$U_{01} = u_{C_1}^{(1)}(T_1) = (1 - z)E. \quad (7.59)$$

В выражениях (7.58) и (7.59) применен коэффициент $z = 1 - \frac{U_{01}}{E}$, характеризующий остаточное напряжение на конденсаторе C_1 в конце интервала T_1 . Его значение можно определить, если подставить (7.52), (7.58) и (7.59) в выражение (7.45), описывающее процесс разряда конденсатора C_1 в интервале T_1 . При этом $U_{02} = 0$, что характерно для режима с импульсным восстановлением. После упрощений можно получить значение z для рассматриваемого стационарного режима

$$z = \frac{1 + \delta_2 + \lambda_2 \pi M \left(1 - \frac{4}{\pi^2} \frac{1 - \delta_2}{1 + \lambda_2} \right)}{1 + \lambda_2 + \delta(\lambda_2 - \delta_2)}. \quad (7.60)$$

Для напряжения на конденсаторе C_2 с помощью (7.45), (7.46) и (7.52) можно получить

$$U_{2m} = u_{C_2}^{(1)}(T_1) = \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} E \left\{ (1 + \delta_2)(1 + z\delta) - \pi M \left[1 + \frac{4}{\pi^2} \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} (1 - \delta_2) \right] \right\}, \quad (7.61)$$

$$U_2 = u_{C_2}^{(02)}(T_2) = U_{2m} - \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \pi M E \kappa_2.$$

Важным параметром является среднее значение тока управляемого ключа. Определить его можно следующим образом. В стационарном режиме среднее значение тока в любой ветви, содержащей конденсатор, равно нулю. В частности, равно нулю среднее значение тока через конденсатор C_1 . Поэтому среднее значение тока $I_{\text{ср вх}}$, потребляемого от источника питания, равно среднему значению тока $I_{1\text{ср}}$ через управляемый ключ в первом звене. Величина этого тока может быть записана в виде

$$I_{\text{ср вх}} = I_{1\text{ср}} = \frac{C_1 (U_1 - U_{01})}{T}. \quad (7.62)$$

Расчетная формула для определения среднего тока получается после подстановки (7.58) и (7.59) в (7.62)

$$I_{\text{ср вх}} = I_{1\text{ср}} = f C_1 E z (1 + \delta). \quad (7.63)$$

Амплитуда импульса тока через управляемый ключ находится из (7.45). Величина амплитуды в первом приближении равна

$$I_{1m} \approx \frac{E}{\omega_2 L_1} \sqrt{\delta_2} (1 + z\delta). \quad (7.64)$$

Максимальное прямое напряжение, приложенное к управляемому ключу, можно считать (при $\xi \leq 0,5$) равным

$$U_{\text{пр макс}} = U_1 = E (1 + z\delta). \quad (7.65)$$

При $\xi > 0,5$, как это следует из рис. 7.9, $U_{\text{пр макс}} = U_1 + |U_{2\text{обр}}|$.

Величина обратного напряжения равна

$$U_{\text{обр}} = U_{01} = E (1 - z). \quad (7.66)$$

В течение короткого интервала T_2 к ключу приложено обратное напряжение (см. рис. 7.9)

$$U_{\text{обр макс}} = U_{01} + U_{2m}.$$

Коэффициент передачи входного контура β_{01} и первого звена генератора β_{12} может быть определен из (7.58), (7.59), (7.60) и (7.63)

$$\left. \begin{aligned} \beta_{01} &= \frac{C_1 U_1^2 f}{2 E I_{\text{ср вх}}} = \frac{(1 + z\delta)^2}{2z(1 + \delta)}, \\ \beta_{02} &= \frac{C_2 U_2^2}{C_1 U_1^2} = \\ &= \frac{\lambda_2 \left\{ (1 + \delta_2) (1 + z\delta) - \pi M \left[1 + \kappa_2 + \frac{4}{\pi} \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} (1 - \delta_2) \right] \right\}^2}{(1 + \lambda_2)^2 (1 + z\delta)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (7.67)$$

Стационарный режим без обратного насыщения. В этом режиме сердечник дросселя L_2 насыщается один раз за период во время интервала T_3 при формировании рабочего импульса. В течение интервала T_4 сердечник перемагни-

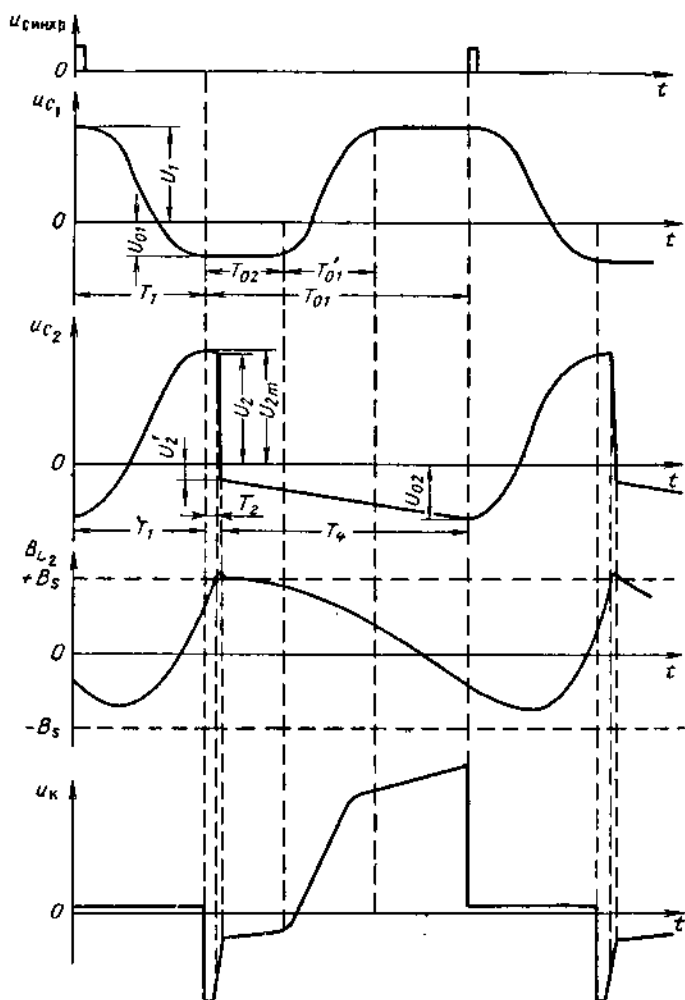


Рис. 7.10. Временные диаграммы процессов в режиме без обратного насыщения.

чивается под действием напряжения, образующегося на конденсаторе C_2 , но к концу интервала T_4 не успевает достигнуть состояния обратного насыщения. Таким образом, исходное состояние схемы к приходу очередного импульса запуска характеризуется тем, что сердечник дросселя L_2 не насыщен, поэтому напряжение на конденсаторе C_2 не равно нулю, как в предыдущем режиме, а определяется выражением (7.49)

$$U_{02} = u_{C_2}^{(4)}(T_4) = g_2 U_2 - \frac{I_b T_4}{C_2}.$$

Временные диаграммы рис. 7.10 иллюстрируют процессы в этом режиме. Режим во многом подобен одноименному режиму, рассмотренному в § 7.1. Для определения его параметров можно составить систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned} i_1^{(1)}(\kappa_1) &= 0, & (a) \\ \int_0^T u_{C_1}(t) dt &= 0, & (б) \\ \kappa_1 + \kappa_2 + \kappa_4 &= \kappa, & (в) \\ U_{02} &= f[u_{C_2}^{(1)}(\kappa_1); u_{C_2}^{(2)}(\kappa_2); u_{C_2}^{(4)}(\kappa_4); u_{C_1}^{(01)}(\kappa_{01})]. & (г) \end{aligned} \right\} (7.68)$$

Эта система аналогична системе (7.27), описывающей подобный режим в предыдущем типе генератора. Решается система (7.68) приближенно, при тех же допущениях, что и системы (7.12) и (7.27). Так, например, решение уравнения (7.68а) получается в виде

$$\begin{aligned} \kappa_1 \approx 1 + \frac{1 + \delta_2}{\pi \delta_2} \operatorname{arctg} \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{ME}{U_1 - U_{02}} \approx 1 + \\ + \frac{1 + \delta_2}{\pi \delta_2} \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{ME}{U_1 - U_{02}}. \end{aligned} \quad (7.69)$$

В нулевом приближении можно полагать

$$\kappa_1 \approx 1. \quad (7.70)$$

Принимая это допущение, можно получить с помощью (7.44), (7.45) и (7.68г) выражения, определяющие значения напряжения на конденсаторах C_1 и C_2 в конце каждого

из интервалов (см. рис. 7.10):

$$U_1 = u_{C_1}^{(1)}(T_{01}) = \frac{(1+\lambda_2)(1+\delta)[1+\lambda_2-g_2(1-\lambda_2\delta_2)] + \pi M \lambda_2 \delta \times}{E} \times [1+g_2\delta_2 + (1+\delta_2)(\kappa_4+g_2\kappa_2)] \\ = \frac{E}{1+\lambda_2} \frac{(1+g_2\delta\delta_2)(1+\lambda_2)-g_2(1-\lambda_2\delta_2)-\delta(\delta_2-\lambda_2)}{(1+g_2\delta\delta_2)(1+\lambda_2)-g_2(1-\lambda_2\delta_2)-\delta(\delta_2-\lambda_2)}, \quad (7.71)$$

$$U_{2m} = u_{C_2}^{(1)}(T_1) = \frac{(1+\lambda_2)(1+\delta)(1+\delta_2) - \pi M \{1-\delta\delta_2 + [1-\delta_2(\lambda_2+\delta+\lambda\delta_2)](\kappa_4+g_2\kappa_2)\}}{E} \times \frac{\lambda_2}{(1+g_2\delta\delta_2)(1+\lambda_2)-g_2(1-\lambda_2\delta_2)-\delta(\delta_2-\lambda_2)}, \quad (7.72)$$

$$U_2 = u_{C_2}^{(2)}(T_2) = U_{2m} - \frac{\lambda_2}{1+\lambda_2} \pi M E \kappa_2, \quad (7.73)$$

$$U_{01} = u_{C_1}^{(1)}(T_1) = \frac{(1+\delta)[g_2\delta_2(1+\lambda_2)-\delta_2+\lambda_2] - \frac{\lambda_2}{1+\lambda_2} \pi M \times}{E} \times \frac{[1+g_2\delta_2 + (1+\delta_2)(\kappa_4+g_2\kappa_1)]}{(1+g_2\delta\delta_2)(1+\lambda_2)-g_2(1-\lambda_2\delta_2)-\delta(\delta_2-\lambda_2)}, \quad (7.74)$$

$$U_{02} = u_{C_2}^{(4)}(T_4) = g_2 U_2 - \frac{\lambda_2}{1+\lambda_2} \pi M E (\kappa_4 + g_2 \kappa_2). \quad (7.75)$$

Величина g_2 — коэффициент остаточного напряжения на конденсаторе C_2 — определяется значениями параметров второго звена генератора. Согласно (3.11) и (3.27)

$$g_2 = \frac{\lambda_3 \delta_3 - \delta_3}{1+\lambda_3}, \quad (7.76)$$

где

$$\lambda_3 = \frac{C_2}{C_3}.$$

В выражения (7.71) — (7.75) входит параметр $\lambda_2 = C_1/C_2$. Его величина должна быть выбрана такой, чтобы обеспечить надежное запирающее тиристора, если он применен в роли управляемого ключа. Напомним, что условие это заключается в том, что в течение определенного времени T_{02}^* , не меньшего, чем время восстановления управляемого ключа, к нему должно быть приложено запирающее напряжение $U_{обр} < 0$. Величину его можно представить в виде

$$|U_{обр}| = |U_{01} - u_{C_2}^{(4)}(T_{02})| > hE. \quad (7.77)$$

Значение коэффициента h выбирается в зависимости от типа управляемого ключа. Определение значений M

и λ_2 при выбранных значениях x_2 и h требует совместного решения уравнений (7.686) и (7.77), с подстановкой в последнее уравнение соответствующих значений из (7.49) и (7.74). Однако значение величины h может лежать в довольно широких пределах. Поэтому можно упростить задачу: задаться величиной λ_2 , определить параметр M и значения напряжений на конденсаторах C_1 и C_2 , после чего проверить по (7.77) величину обратного напряжения на управляемом ключе при его восстановлении.

Среднее и амплитудное значение тока через управляемый ключ определяются, как и для предыдущего режима. Так, например,

$$I_{\text{ср вх}} = I_{\text{ср}} = \frac{C_1 (U_1 - U_{01})}{T} = C_1 f \left(1 + \frac{1}{\delta} \right) (U_1 - E). \quad (7.78)$$

Значения прямого и обратного напряжения, приложенного к управляемому ключу, по-прежнему равны

$$\begin{aligned} U_{\text{пр макс}} &\approx U_1 + U_{02}, \\ U_{\text{обр}} &\approx U_{01}. \end{aligned} \quad (7.79)$$

В течение короткого интервала T_2 к ключу приложено дополнительно напряжение заряженного конденсатора C_2 . Таким образом, $U_{\text{обр макс}} \approx U_{01} + U_{2m}$.

Основные особенности генератора с ключом в первом звене. Как уже отмечалось, важной особенностью генераторов II вида является работа их в режиме внешней синхронизации. Для обеих схем генераторов II вида характерна задержка выходного импульса относительно импульса синхронизации, равная длительности процессов формирования импульса в генераторе. Однако в генераторе с ключом в первом звене эта задержка может быть значительно меньше, чем в генераторе с ключом во входном контуре. Вследствие другого механизма выключения управляемого ключа в рассматриваемом генераторе на уменьшение длительностей интервалов T_1 и T_2 не налагаются ограничения, присущие схемам с ключом во входном контуре. Сказанное относится к случаю, когда в качестве управляемого ключа используется тиристор, для выключения которого, как уже отмечалось, необходимо, чтобы к нему в течение определенного времени t_v было приложено обратное напряжение. В генераторе с ключом во входном контуре это условие обеспечивалось за счет введения интервала задержки T_2 , в течение которого к тиристору прило-

жено обратное напряжение. Тем самым возможность уменьшения длительности интервалов T_2 и T_1 оказывалась ограниченной.

В генераторе с ключом в первом звене условие выключения тиристора удовлетворяется иначе. Параметры схемы выбираются так, что конденсатор C_1 за время интервала T_1 разряжается до напряжения $U_{01} < 0$. Поэтому к управляемому ключу в течение определенного интервала T_{02}^* (рис. 7.7) будет приложено обратное напряжение. При этом интервал T_2 выполняет только роль защитного промежутка, препятствующего преждевременному насыщению первого переключающего дросселя L_2 , и его длительность может быть относительно небольшой. В силу этого может быть соответственно уменьшена длительность интервала T_1 , что позволяет, во-первых, уменьшить время задержки магнитного генератора и тем самым уменьшить нестабильность синхронизации генератора; во-вторых, увеличить предельную частоту следования генератора и, в-третьих, уменьшить объем магнитных звеньев и потери в них.

Еще одна особенность рассматриваемого генератора может оказаться существенной, если в качестве управляемого ключа применяется тиристор. На работу этого прибора оказывает влияние скорость роста подаваемого на него прямого напряжения. Существует предельное значение скорости, превышение которого ведет к преждевременному открыванию тиристора. В генераторе с ключом в первом звене к разомкнутому ключу приложено напряжение

$$u_K(t) = u_{C1}(t) - u_{C2}(t).$$

При этом скорость роста прямого напряжения — это скорость роста напряжения на конденсаторе C_1 . Конденсатор C_1 заряжается в течение интервала T_{01} и скорость роста прямого напряжения на ключе в рассматриваемом генераторе относительно мала. В генераторе с ключом во входном контуре к разомкнутому ключу приложено напряжение $u_K(t) = E - u_{C1}(t)$. При этом скорость роста прямого напряжения на разомкнутом ключе определяется скоростью разряда конденсатора C_1 (см. интервал T_3 на рис. 7.3). Поэтому в отличие от рассматриваемого генератора в генераторе с ключом во входном контуре на уменьшение длительности интервала T_3 и, следовательно, на уменьшение длительности интервала T_1 налагаются дополнительные ограничения, связанные с предельно допусти-

мой скоростью изменения прямого напряжения на тиристоре.

Еще одно различие между генератором с ключом в первом звене и генератором с ключом во входном контуре заключается в том, что если в обоих генераторах управляемый ключ работает в идентичных режимах, то мощность генератора с ключом в первом звене оказывается меньше, чем мощность генератора с ключом во входном контуре. Об этом говорилось в § 7.1. Используя результаты настоящего параграфа, можно более детально рассмотреть этот вопрос. Потребляемая генераторами обоих типов мощность равна

$$P_{\text{ср вх}} = EI_{\text{ср вх}}.$$

В генераторах II вида значение тока $I_{\text{ср вх}}$ всегда равно среднему току через управляемый ключ. Величина последнего ограничена предельно допустимым значением среднего тока, которое определяется типом и режимом ключа. Поэтому максимально допустимые значения потребляемого тока ($I_{\text{ср вх макс}}$) одинаковы для обоих сравниваемых типов генераторов. Чтобы ответить на вопрос, мощность какого из генераторов выше, необходимо сравнить предельно допустимые значения напряжений питания, для чего, в свою очередь, необходимо рассмотреть значения прямых и обратных напряжений, приложенных в этих генераторах к ключу.

Для рассмотрения выберем режим с обратным насыщением. В генераторе с ключом во входном контуре, как следует из (7.23), приложенное к ключу максимальное прямое напряжение равно

$$U_{\text{I пр макс}} = E_{\text{I}} + |U_0|,$$

где U_0 — амплитуда импульса обратного перемagnичивания (7.19) на конденсаторе C_1 ; E_{I} — напряжение питания генератора с ключом во входном контуре.

Чтобы уменьшить потери при обратном перемagnичивании, величину U_0 стараются сделать достаточно малой, не превышающей m -й части прямого напряжения U_1 :

$$|U_0| \leq mU_1.$$

Используя это соотношение и (7.19), можно записать

$$U_{\text{I пр макс}} = E_{\text{I}} + mU_1 \approx E_{\text{I}} [1 + (1 + \delta)m]. \quad (7.80)$$

В генераторе с ключом в первом звене, как следует из (7.65):

$$U_{II \text{ пр макс}} = U_1 + |U_{\text{обр}}| = U_1 (1 + m).$$

Используя (7.58), получим

$$U_{II \text{ пр макс}} = E_{II} (1 + z\delta) (1 + m), \quad (7.81)$$

где E_{II} — напряжение питания генератора с ключом в первом звене.

Если управляемый ключ в генераторах обоих типов используется при одинаковых $U_{\text{пр макс}}$, то, сравнивая (7.80) и (7.81), получим следующее соотношение между величинами питающего напряжения:

$$E_I = E_{II} \frac{1+m}{1+m(1+\delta)} (1+z\delta).$$

Так как значение m должно быть достаточно малым (обычно стараются выбрать $m \leq 0,3$), то последнее соотношение можно записать в виде

$$E_I \approx E_{II} (1+z\delta).$$

Из сказанного следует, что подобное же соотношение справедливо для мощностей сравниваемых генераторов

$$P_{I \text{ ср вх}} \approx P_{II \text{ ср вх}} (1+z\delta). \quad (7.82)$$

Коэффициент $z = 1 - \frac{U_{01}}{E}$ характеризует остаточное напряжение на конденсаторе C_1 . Чтобы обеспечить условие запираания ключа (тиристора), обычно используется режим с обратным остаточным напряжением ($U_{01} < 0$), что соответствует $z > 1$. Декремент входного контура обычно имеет величину $\delta = 0,6 \div 0,9$. Значение z равно $z = 1,2 \div 2,0$. Таким образом, мощность генератора с ключом во входном контуре может быть по крайней мере в 2 раза выше, чем мощность генератора с ключом в первом звене, если в генераторах использован одинаковый тип и режим управляемого ключа.

Режим с обратным остаточным напряжением на конденсаторе C_1 обеспечивается соответствующим выбором емкостей конденсаторов C_1 и C_2 . Как следует из (7.60), $z > 1$, т. е. $U_{01} < 0$, если $\frac{C_1}{C_2} = \lambda_2 \leq \delta_2$. Из анализа (7.60) следует также, что если увеличивать λ_2 , то z будет убывать.

Видно, что z стремится к величине $\frac{\pi M}{1+\delta} \approx 0$, если λ_2 увеличивать безгранично. При этом, как следует из (7.82), реализуемые в обоих генераторах мощности примерно равны. Это естественно, так как при большом рассогласовании емкостей ($C_1 \gg C_2$) входное звено генератора с ключом в первом звене вырождается в звено фильтра источника питания, и генератор становится фактически генератором с ключом во входном контуре.

Соотношение, аналогичное формуле (7.82), можно получить и для режима без обратного насыщения. Все сказанное о предельной мощности сравниваемых типов генераторов относится к случаю, когда с целью получения максимальной мощности в процессе проектирования выбирается максимально допустимая величина напряжения источника питания. Однако, если напряжение источника питания задано, а не выбирается в процессе проектирования и его величина в несколько раз ниже предельно допустимого напряжения управляемого ключа, то мощность, которую можно реализовать в генераторах сравниваемых типов, оказывается примерно одинаковой.

В заключение отметим, что из двух рассмотренных стационарных режимов наиболее широко используется режим с обратным насыщением. Второй режим — режим без обратного насыщения — целесообразно применять в тех случаях, когда длительность интервала T_1 становится соизмеримой с длительностью интервала T_4 . Этот режим надо считать предпочтительным в генераторах повышенной частоты следования и в генераторах импульсов тока, работающих с большими остаточными напряжениями. Применение в названных генераторах режима с обратным насыщением привело бы к снижению к. п. д. генератора из-за чрезмерно большой амплитуды импульса обратного перемагничивания.

Нами рассмотрен магнитный генератор с ключом в первом звене типа А (схема рис. 7.5, а). Магнитный генератор с ключом в первом звене типа Б (схема рис. 7.5, б) обладает основными свойствами генератора с ключом в первом звене типа А. Отличительной особенностью этого генератора является восстановление исходного состояния сердечников переключающих дросселей и трансформаторов в процессе заряда конденсатора C_1 . Поэтому в генераторах данного типа могут отсутствовать цепи подмагничивания,

что упрощает их конструкцию. В то же время генератор с ключом в первом звене типа Б в отличие от других генераторов II вида является менее гибким именно вследствие отсутствия тока подмагничивания, который легко регулировать в процессе эксплуатации и с помощью которого легко управлять режимом колебаний в магнитном генераторе. Кроме того, в генераторе этого типа невозможен режим без обратного насыщения, что затрудняет его применение при высоких частотах следования.

7.3. ГЕНЕРАТОР С ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НА ВХОДЕ

Генератор с преобразователем на входе должен быть отнесен к генераторам I вида. Причина рассмотрения его в данной главе заключается в том, что генераторы с преобразователем так же, как и генераторы II вида, питаются от источника постоянного напряжения. Совместное рассмотрение магнитных генераторов с питанием от источника постоянного напряжения целесообразно с точки зрения ряда практических задач, например задачи выбора типа генератора при заданном источнике питания и т. п. Генератор с преобразователем обладает многими особенностями схем II вида. К их числу можно отнести возможность выбора при проектировании произвольной частоты следования генератора; возможность осуществления внешней синхронизации; питание от низковольтного источника постоянного напряжения и т. д. В то же время генератор с преобразователем обладает свойствами генератора I вида. В генераторе с преобразователем может быть легко осуществлен режим с одним насыщением сердечника первого переключающего дросселя за период при равенстве нулю среднего тока. При этом, как было показано в гл. 5, амплитуда выходных импульсов зависит практически только от величины тока подмагничивания, что дает возможность осуществлять управление амплитудой импульсов.

Генератор с преобразователем можно рассматривать, как генератор I вида, который питается переменной э. д. с., вырабатываемой преобразователем (рис. 7.11). Поэтому к нему применимы все результаты, полученные при анализе генераторов I вида в гл. 4 и 5. В настоящем параграфе остановимся лишь на отличиях, вызванных другой формой напряжения, воздействующего на входной контур генератора. Ранее рассматривались генераторы I вида, питае-

мые от напряжения синусоидальной формы. Выходное напряжение преобразователя можно аппроксимировать

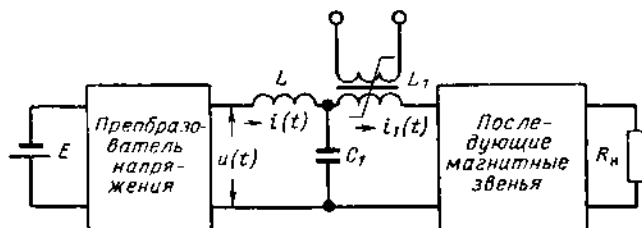


Рис. 7.11. Схема генератора с преобразователем на входе.

напряжением трапецеидальной формы (рис. 7.12). Функция такого вида представляется рядом

$$u(t) = \frac{4E}{\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \frac{\sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)\alpha} \sin(2n+1)(\omega t + \psi_1),$$

где E , α — обозначенные на рис. 7.12 параметры; ψ_1 — начальная фаза 1-й гармоники относительно момента $t = 0$,

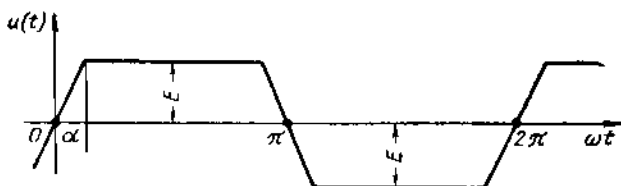


Рис. 7.12. Идеализированная форма напряжения преобразователя

когда сердечник дросселя L_1 переходит в ненасыщенное состояние.

Для анализа процессов во входном контуре при ненасыщенном сердечнике L_1 воспользуемся эквивалентной схемой рис. 4.2, полученной в § 4.1 для генератора I вида.

Процессы во входном контуре описываются уравнением

$$\begin{aligned} & \frac{1}{b^2} \frac{d^2 u_1}{dt^2} + \frac{d}{b} \frac{du_1}{dt} + u_1 = \\ & = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{1}{2n+1} \frac{\sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)\alpha} \sin(2n+1)(t' + \psi_1) - \frac{d}{2b} M. \quad (7.83) \end{aligned}$$

Оно аналогично уравнению (4.3). В (7.83) для упрощения записи введены безразмерные переменные и коэффициенты:

$$t' = \omega t, \quad u_1 = \frac{\pi u_{C_1}(t)}{4E},$$

$$b = \frac{\omega_1}{\omega}, \quad d = r\omega_1 C_1,$$

$$M = \frac{\pi I_{b_1}}{2E\omega C_1},$$

причем

$$\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{LC_1}}.$$

Общее решение уравнения (7.83) имеет вид, аналогичный (4.4):

$$u_1(t) = ye^{-\frac{bd}{2}t'} \sin(b_1 t' + z) + \sum_{n=0}^{\infty} \beta_{n+1} \sin[\varphi_{n+1} + (2n+1)(t' + \psi_1)] - \frac{d}{2b} M, \quad (7.84)$$

где $b_1 = b \sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}$.

Подставляя (7.84) в (7.83), находим

$$\operatorname{tg} \varphi_{n+1} = -\frac{(2n+1)bd}{b^2 - (2n+1)^2}, \quad (7.85)$$

$$\beta_{n+1} = \frac{b^2 \sin(2n+1)\alpha}{(2n+1)^4 \alpha \sqrt{\left[1 - \frac{b^2}{(2n+1)^2}\right]^2 + \frac{b^2 d^2}{(2n+1)^2}}}.$$

Прежде чем перейти к определению параметров y , z , ψ_1 , отметим, что в генераторе с преобразователем не нашли применения режимы с делением частоты и симметричный режим с умножением частоты. В рассматриваемом генераторе всегда может быть использован режим основной частоты, так как частота преобразователя может быть выбрана произвольно. Поэтому наиболее широкое применение получил асимметричный режим с одним насыщением первого переключающего дросселя за период напряжения преобразователя. Значения параметров этого

стационарного режима определяются из уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \int_0^{2\pi} u_1(t') dt' &= 0, & (a) \\ \frac{du_1(2\pi)}{dt'} &= \frac{du_1(0)}{dt'}, & (б) \\ u_1(0) &= g_1 u_1(2\pi). & (в) \end{aligned} \right\} \quad (7.86)$$

Система (7.86) аналогична системе уравнений, описывающих генератор I вида. Уравнение (а) аналогично уравнению (4.23) и является записью условия периодичности колебаний, заключающегося в равенстве нулю изменения индукции в сердечнике L_1 . Уравнение (б) составлено на основании допущения о малой длительности насыщенного состояния первого переключающего дросселя, в течение которого ток во входном контуре практически не изменяется. Уравнение (в) устанавливает связь напряжения на C_1 в начале и конце интервала. Решение уравнений (7.86) ведется так же, как решение аналогичных им уравнений в гл. 4.

Результаты решения можно записать в виде:

$$\left. \begin{aligned} y &= \frac{b}{b_1} \frac{\pi M}{\sqrt{1 - 2\delta \cos \theta + \delta^2}}, & (a) \\ \operatorname{ctg} z &= - \frac{\delta \sin \theta - \frac{bd}{2b_1} (1 - \delta \cos \theta)}{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}, & (б) \\ y \sin z &= \pi MS, & (в) \end{aligned} \right\} \quad (7.87)$$

где

$$\begin{aligned} \delta &= e^{-\pi b d}; \quad \theta = 2\pi b_1; \\ S &= \frac{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}{1 - 2\delta \cos \theta + \delta^2} > 0,5. \end{aligned}$$

Для нахождения фазы ψ_1 первой гармоники напряжения преобразователя относительно момента выхода из насыщения первого переключающего дросселя используется уравнение (7.86в). Для случая согласования конденсаторов C_1 и C_2 оно записывается в виде

$$u_1(0) = 0. \quad (7.88)$$

Если подставить в это уравнение (7.84) и (7.87), то получим после тождественных преобразований

$$\sum_{n=0}^{\infty} \beta_{n+1} \sin [\varphi_{n+1} + (2n+1) \psi_1] = -\pi M \left(S - \frac{d}{2\pi b} \right). \quad (7.89)$$

С помощью уравнения (7.89) можно определить ψ_1 с любой требуемой для практики точностью, используя для этого необходимое число членов равномерно сходящегося тригонометрического ряда, стоящего слева. Как следует из (7.86), коэффициенты ряда убывают пропорционально $(2n+1)^{-4}$ и ряд сходится достаточно быстро. Оценка членов, входящих в уравнение (7.89), приводит к следующим соотношениям, справедливым в области практически реализуемых значений параметров генератора:

$$\left. \begin{aligned} |a| &= \left| \sum_{n=1}^{\infty} \beta_{n+1} \sin [\varphi_{n+1} + (2n+1) \psi_1] \right| < 0,14, \\ \left| \pi M \left(S - \frac{d}{2\pi b} \right) \right| &\approx 0,8 \div 2,0. \end{aligned} \right\} \quad (7.90)$$

Поэтому в первом приближении достаточно ограничиться первым членом ряда в (7.89) и определить ψ_1 с помощью уравнения

$$\begin{aligned} \sin (\varphi_1 + \psi_1) &= -\frac{\pi M}{\beta_1} \left(S - \frac{d}{2\pi b} \right) - \\ &-\frac{a}{\beta_1} \approx -\frac{\pi M}{\beta_1} \left(S - \frac{d}{2\pi b} \right). \end{aligned} \quad (7.91)$$

Таким образом, и фаза ψ_1 может быть определена по формулам, полученным в гл. 4 для генератора, питаемого синусоидальным напряжением, если под величиной E_m понимать амплитуду первой гармоники выходного напряжения преобразователя (рис. 7.12), равную $E_m = 4E/\pi$.

Из изложенного может быть сделан вывод, что поскольку процессы во входной части генератора с преобразователем с достаточной для практики точностью могут быть описаны выражениями, полученными в гл. 4 для генератора I вида, то все результаты анализа асимметричного режима с одним насыщением, проведенного в гл. 4 и 5, применимы к генератору с преобразователем.

Так, анализ устойчивости режима с одним насыщением в рассматриваемом генераторе, проведенный подобно выполненному в гл. 4, а также данные эксперимента пока-

зывают, что при решении вопросов устойчивости и при определении границ области существования режима с одним насыщением достаточную для практики точность дают расчёты по первой гармонике напряжения преобразователя. Таким образом, область существования режима с одним насыщением в генераторе с преобразователем определяется рис. 4.4 и 4.5.

Особенно важно подчеркнуть, что стабилизирующие свойства режима с одним насыщением, как показано в гл. 5, не зависят от формы питающего напряжения. Следовательно и в генераторе с преобразователем при использовании этого режима амплитуда напряжения на выходе генератора практически зависит только от величины тока подмагничивания. Это позволяет достаточно просто осуществить как стабилизацию, так и регулирование в широких пределах амплитуды выходных импульсов. Это обстоятельство выгодно отличает генераторы с преобразователем от генераторов II вида.

При сравнении генераторов этих типов необходимо отметить также, что в симметричных преобразователях управляемые полупроводниковые ключи работают в более облегченном режиме по току, чем управляемые ключи генераторов II вида. В преобразователе эти приборы открыты поочередно, каждый в течение полупериода, в генераторе II вида — в течение интервала T_1 , обычно значительно меньшего, чем период. Поэтому амплитуда импульса тока, проходящего через ключ в генераторе II вида, больше, чем амплитуда тока, проходящего через ключ преобразователя, если сравниваются генераторы равной мощности при прочих равных условиях.

Генератору с преобразователем, как генератору I вида, свойственно, что его габариты увеличиваются при понижении частоты следования. Это связано с увеличением сжатия, осуществляемого звеньями генератора. Генераторы II вида этим недостатком не обладают.

Преобразователи напряжения наиболее часто работают в автоколебательном режиме. Это соответствует работе генератора без внешней синхронизации, когда синхронизация радиотехнического устройства, в состав которого входит генератор, осуществляется от самого генератора. При этом отметим, что осуществление внешней синхронизации в генераторах с преобразователем связано со значительно большими трудностями, чем в генераторах II вида.

ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ГЕНЕРАТОРОВ II ВИДА

Генераторы II вида обладают рядом особенностей, отличающих их от генераторов I вида. К числу этих особенностей в первую очередь необходимо отнести построение входной части, в состав которой входит управляемый ключ.

Ряд параметров генераторов II вида: мощность, максимальная частота следования импульсов, габариты, температурный диапазон работы и другие — в значительной степени определяются свойствами управляемого ключа. Поэтому выбор типа управляемого ключа и выбор его режима, проведенные с учетом особенностей работы управляемого ключа в составе магнитного генератора, приобретают особое значение.

Настоящая глава посвящена рассмотрению особенностей разработки входной части генераторов II вида, выбору типа и режима управляемого ключа.

В главе рассматриваются также способы регулирования амплитуды в генераторах II вида и особенности осуществления синхронизации этих генераторов.

8.1. УПРАВЛЯЕМЫЕ КЛЮЧИ

Применение управляемого ключа не должно ухудшать эксплуатационные характеристики генератора II вида по сравнению с характеристиками генератора I вида. Поэтому к управляемому ключу предъявляются требования высокой надежности, мгновенной готовности к действию и малых потерь энергии. Ключ должен также работать в широком температурном диапазоне и выдерживать большие механические перегрузки.

Кроме того, учитывая функции, выполняемые управляемым ключом в генераторе, ключ должен удовлетворять

следующим дополнительным требованиям: допустимые значения напряжений и токов (средние и импульсные) должны быть достаточно большими; ключ должен обладать малыми временами включения и выключения; стабильность времени включения должна быть высока; мощность управления ключом должна быть малой.

Наиболее полно предъявленным к управляемому ключу требованиям удовлетворяют полупроводниковые приборы: мощные триоды и тиристоры (кремниевые четырехслойные управляемые диоды). Эти приборы нашли преимущественное применение в качестве управляемых ключей генераторов II вида.

В то же время, эти приборы неодинаковы по своим свойствам и решение вопроса о выборе типа ключа требует детального рассмотрения в каждом конкретном случае. Чтобы облегчить решение этой задачи, проведем сравнение полупроводниковых ключевых приборов по наиболее важным, применительно к их использованию в магнитных генераторах, параметрам: допустимым значениям напряжений и токов, длительностям процессов включения и выключения.

В запертом состоянии ключ характеризуется допустимым прямым напряжением, допустимым обратным напряжением и током утечки. У тиристоров допустимые прямые и обратные напряжения значительно выше, чем у мощных триодов. Так, например, допустимые напряжения большинства типов триодов не превышают 60—80 в, а допустимые напряжения тиристоров имеют порядок 400—700 в. Важно то, что эти цифры отражают не столько соотношение параметров сравниваемых приборов в настоящее время, сколько подтверждают принципиальное различие между тиристорами и триодами по допустимым напряжениям. Токи утечки у обоих сравниваемых приборов малы.

В открытом состоянии приборы в режиме постоянного тока характеризуются номинальным током $I_{\text{ном}}$, остаточным напряжением $U_{\text{ост н}}$ — падением напряжения на открытом приборе при токе $I_{\text{ном}}$.

У выпускаемых серийно мощных триодов величина номинального тока лежит в пределах $I_{\text{ном}} = 2 \div 10 \text{ а}$. Тиристоры средней и большой мощности имеют токи $I_{\text{ном}} = 2 \div 200 \text{ а}$. Это различие в величине номинального тока, так же как и отмеченное выше различие по величине допустимых напряжений, является принципиальным для

сравниваемых приборов. Объясняется оно различными принципами действия тиристора и триода.

Падение напряжения $U_{\text{ост н}}$ на открытом полупроводниковом ключе невелико. По этому параметру тиристоры и триоды мало отличаются. Если сравнивать приборы при равных значениях тока, то у кремниевых тиристоров величина $U_{\text{ост}}$ несколько меньше, чем у кремниевых триодов в состоянии насыщения. Величина $U_{\text{ост}}$ у германиевых триодов несколько ниже, чем у кремниевых тиристоров.

И м п у л ь с н ы й р е ж и м. При работе сравниваемых приборов в импульсном режиме уменьшается допустимое значение среднего тока $I_{\text{ср доп}}$ по сравнению с током $I_{\text{ном}}$. Это уменьшение определяется параметрами импульсного режима. Так, например, величина $I_{\text{ср доп}}$ уменьшается при увеличении скважности импульсов. Важно отметить, что у триодов указанное уменьшение $I_{\text{ср доп}}$ более значительно, чем у тиристоров. В импульсном режиме сравниваемые приборы характеризуют также их способностью к перегрузкам по току, понимая под этим допустимое превышение амплитуды I_m импульса тока через прибор над номинальным значением тока прибора. При этом среднее значение тока через прибор не должно, конечно, превышать значения $I_{\text{ср доп}}$ для данного режима.

Форма импульса тока, проходящего через ключевой прибор в генераторе, близка к полусинусоидальной форме.

Тиристор в этом режиме способен работать импульсами, амплитуда которых значительно превышает номинальный ток прибора. Допустимая перегрузка по току при этом зависит от длительности T_1 импульса тока, частоты следования (f) и температуры корпуса.

В качестве примера укажем, что для тиристоров Д238, работающих в таком режиме при $T_1 = 50 \text{ мксек}$, $t^\circ = 20^\circ \text{ С}$ и частотах $f < 400 \text{ гц}$, допустимая перегрузка по току

$$\frac{I_m \text{ доп}}{I_{\text{ном}}} \leq 25.$$

У мощных полупроводниковых триодов способность к перегрузке по току в импульсном режиме намного меньше. Известно, что у триодов при высоких уровнях инжекции наблюдается снижение коэффициента усиления по току с увеличением тока эмиттера. Данное явление приводит, с одной стороны, к непропорциональному по сравнению с ростом амплитуды тока увеличению тока базы. Это, в свою

очередь, дополнительно увеличивает рассеиваемую мощность и температуру полупроводниковой структуры и тем самым ограничивает рост $I_{т\text{ доп}}$. С другой стороны, работа с низким коэффициентом усиления по току нерациональна. Поэтому перегрузочная способность по току у мощных триодов в импульсном режиме практически ограничивается величиной

$$\frac{I_{т\text{ доп}}}{I_{ном}} \leq 3 \div 4.$$

Длительность процессов переключения. Время включения — это время, в течение которого падение напряжения на приборе уменьшается от уровня $0,9 U_{пр}$ до уровня $0,1 U_{пр}$. У тиристоров и предназначенных для импульсной работы триодов с одинаковыми токами $I_{ном}$ время включения одного порядка. Под временем выключения или временем восстановления t_v понимают время, в течение которого прибор восстанавливает свои запирающие свойства. У тиристоров время выключения обычно больше, чем у импульсных триодов.

Необходимо отметить, что большинство типов тиристоров являются приборами с неуправляемым выключением. Это означает, что они не могут быть выключены воздействием по цепи управления. Для их выключения необходимо, чтобы ток уменьшился практически до нуля и в течение определенного времени после прохождения импульса тока к прибору не было приложено прямое напряжение. Как следует из изложенного в гл. 7, в генераторах II вида обеспечиваются оба условия выключения тиристора, но это связано с ограничениями, налагаемыми на частоту следования и другие параметры генератора. Поэтому относительно большая длительность времени выключения тиристора (например, для Д238 $t_v = 25 \div 35$ мксек) является существенным недостатком этого прибора.

Кроме тиристоров с неуправляемым выключением известны полностью управляемые тиристоры. Эти приборы могут быть выключены подачей соответствующего импульса по цепи управления. Время выключения полностью управляемого тиристора может быть того же порядка, что и время выключения триода.

Отметим еще одну особенность, связанную с выключением полупроводниковых ключей. Тиристор — прибор с проводимостью вентильного характера. Его запираение

происходит в тот момент, когда ток звена генератора, в который входит тиристор, стремится изменить свое направление. Триод же не выключается, а переходит в режим инверсного включения в момент, когда ток коллектора изменяет направление, а управляющий импульс в цепи базы еще не закончился. Чтобы избежать этого явления, нарушающего режим генератора, последовательно с триодом приходится включать диод или применять обратную связь для своевременного выключения триода.

Особенности цепей управления. Для управления открыванием тиристора необходима мощность порядка сотых — десятых долей ватта при импульсной мощности в цепи анода в десятки киловатт. Иначе говоря, тиристор является прибором с очень большим коэффициентом усиления по мощности. Величина этого коэффициента 10^4 — 10^6 в зависимости от типа тиристора и его режима. У триода коэффициент усиления по мощности значительно меньше.

Таким образом, из изложенного можно сделать следующие выводы. По сравнению с триодами тиристоры обладают преимуществами: значительно более высокими прямыми и обратными напряжениями, более высокими допустимыми значениями токов, способны к более высоким перегрузкам по току в импульсном режиме. Другими словами, тиристорный ключ способен работать в режиме значительно большей мощности (импульсной и средней), чем триодный ключ. Поэтому замена тиристорным ключом триодного позволяет повысить мощность генератора. Если же сравнивать генераторы равной мощности, то длительность тока через тиристорный ключ может быть сделана значительно меньше, чем через триодный, что объясняется вышеуказанными преимуществами тиристора. При уменьшении длительности импульса через ключ уменьшается сжатие, выполняемое магнитными звеньями, уменьшается время формирования импульса в генераторе, т. е. улучшается ряд параметров генератора. Кроме того, тиристоры требуют значительно меньшей мощности управления.

Недостатком обычных тиристоров (тиристоров с неуправляемым выключением) является большое время восстановления, что требует принятия специальных мер для их выключения и затрудняет применение тиристоров в генераторах с повышенной частотой следования. В этих генераторах, если средняя мощность их не превышает десятков ватт, целесообразно применять триодные ключи.

Заканчивая сравнительную оценку свойств тиристорного и триодного ключей, необходимо еще раз подчеркнуть, что вопрос о выборе типа ключа решается в каждом конкретном случае отдельно. Однако ряд перечисленных выше преимуществ тиристорных ключей позволяет считать, что они находят в магнитных генераторах более широкое применение, чем триодные ключи. Поэтому остановимся более подробно на свойствах тиристорных и особенностях их применения в схемах магнитных генераторов.

Принцип действия тиристора. Тиристор — полупроводниковый прибор, созданный на основе четырехслойной кремниевой структуры

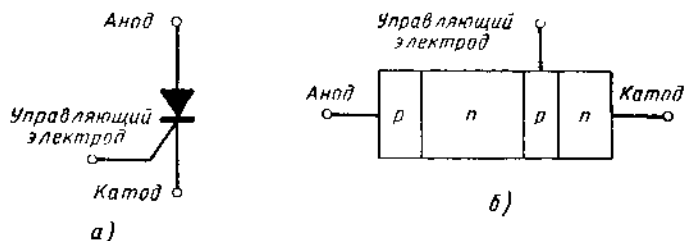


Рис. 8.1. Условное обозначение (а) и структура (б) тиристора

типа $p-n-p-n$ (рис. 8.1). Вольтамперную характеристику тиристора (рис. 8.2) можно разделить на четыре участка, соответствующие

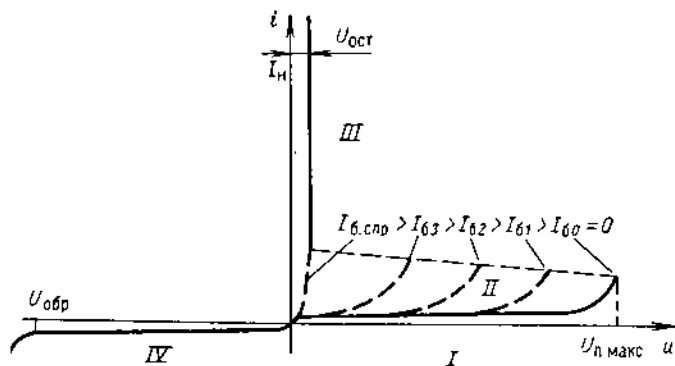


Рис. 8.2. Вольтамперная характеристика тиристора.

четырем различным состояниям прибора: участок I — прибор закрыт; участок II — участок отрицательного сопротивления, соответствует состоянию переключения прибора; участок III — прибор

открыт, протекающий через него ток поддерживает это состояние; участок IV — обратная ветвь характеристики.

Для объяснения вида вольтамперной характеристики и рассмотрения основных процессов в четырехслойной структуре удобно воспользоваться ее двухтриодным эквивалентом [61, 64]. Если к четырехслойной структуре (рис. 8.3, а) приложить напряжение прямой полярности (равное U), то переходы J_1, J_2, J_3 между чередующимися слоями полупроводника с p - и n -типами проводимости окажутся смещенными: J_1 и J_3 — в прямом направлении, J_2 — в обратном. Это позволяет представить четырехслойную структуру в виде двух триодов p - n - p и n - p - n , соединенных согласно рис. 8.3, б,

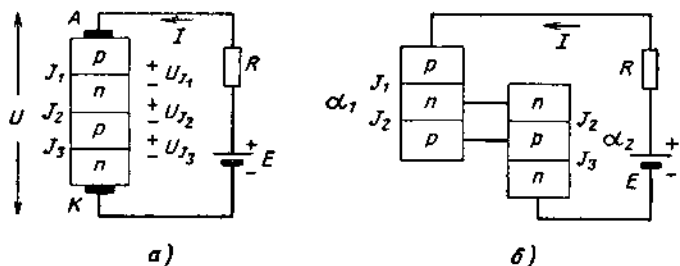


Рис. 8.3. Четырехслойная структура (а) и ее двухтриодный эквивалент (б).

у которых эмиттерные переходы J_1, J_3 смещены в прямом направлении, коллекторные переходы J_2 — в обратном направлении. Падение напряжения на смещенных в прямом направлении переходах J_1 и J_3 мало по сравнению с падением напряжения U_{J_2} на смещенном в обратном направлении переходе J_2 . Можно считать, что U_{J_2} равно напряжению U , приложенному к прибору.

Ток через центральный переход J_2 складывается из трех составляющих:

$I_{к0}$ — обратного тока перехода J_2 , величина которого зависит от напряжения U_{J_2} ;

I_p — тока дырок, инжектированных переходом J_1 и дошедших до перехода J_2 , а также дырок, возникших вследствие лавинного умножения в переходе J_2 ;

I_n — тока электронов, инжектированных переходом J_3 и дошедших до перехода J_2 , а также электронов, возникших вследствие лавинного умножения в переходе J_2 .

Токи I_p и I_n можно записать как

$$I_p = M_p \alpha_1 I_1, \quad (8.1)$$

$$I_n = M_n \alpha_2 I_3, \quad (8.2)$$

где I_1, I_3 — токи через переходы J_1 и J_3 ; α_1, α_2 — коэффициенты передачи тока эмиттера триодов p - n - p и n - p - n ; M_p, M_n — коэффициенты лавинного умножения дырок и электронов, происходящего в обедненном слое перехода J_2 .

Таким образом, ток через переход J_2 равен

$$I_2 = I_{K0}(U) + M_p \alpha_1 I_1 + M_n \alpha_2 I_3. \quad (8.3)$$

Учитывая, что $I_1 = I_2 = I_3 = I$, где I — ток внешней цепи, получаем

$$I = \frac{I_{K0}(U)}{1 - (M_p \alpha_1 + M_n \alpha_2)}. \quad (8.4)$$

Уравнение (8.4) определяет вольтамперную характеристику тиристора на участках I и II. Однако предварительно надо выяснить зависимость коэффициентов M и α от тока и напряжения тиристора.

Зависимость для коэффициентов умножения, как известно [61], имеет вид

$$M_{p,n} = \frac{1}{1 - \left(\frac{U_{J_2}}{U_0} \right)^n}, \quad (8.5)$$

где n — постоянная величина, зависящая от материала ($n = 2 \div 9$); U_0 — потенциал лавинообразного пробоя перехода J_2 . Для

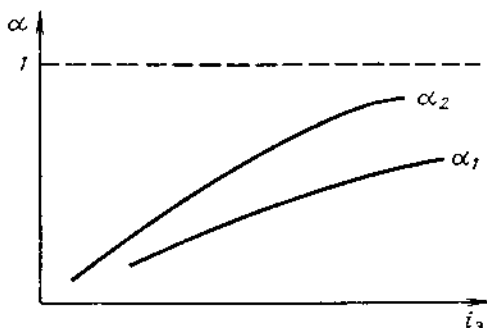


Рис. 8.4. Зависимость коэффициента усиления от тока эмиттера.

обычного кремниевого перехода можно считать $M_p \approx M_n = M$. Как следует из (8.5), величина M возрастает с ростом приложенного напряжения $U_{J_2} = U$.

Хорошо известно, что коэффициент α передачи тока эмиттера кремниевого триода является функцией тока эмиттера. Примерный вид зависимости $\alpha = f(i_3)$ приведен на рис. 8.4.

Если увеличивать прямое напряжение, приложенное к закрытому тиристор, это вызовет увеличение тока утечки коллекторного перехода, что будет сопровождаться ростом коэффициентов α_1 и α_2 . Кроме того, рост приложенного напряжения сопровождается ростом интенсивности ударной ионизации, т. е. сопровождается ростом коэффициентов $M_{p,n}$. До тех пор пока $M(\alpha_1 + \alpha_2) < 1$ тиристор заперт, ток утечки определяется формулой (8.4), напоминающей выражение для тока триода в схеме

с общим эмиттером при нулевом токе базы, где вместо коэффициента усиления α входит член $M(\alpha_1 + \alpha_2)$.

Как только величина $M(\alpha_1 + \alpha_2)$ приблизится к единице, это вызовет в соответствии с (8.4) резкое возрастание тока и переход тиристора в состояние, характеризующееся областью отрицательного сопротивления. Поэтому, когда приложенное к прибору растущее прямое напряжение достигнет некоторого значения, которое называется максимальным напряжением переключения $U_{\text{пмакс}}$, выполняется условие $M_p \alpha_1 + M_n \alpha_2 \approx 1$ и происходит переключение прибора.

Если от базы одного из триодов, составляющих четырехслойную структуру, сделать отвод и присоединить его к дополнительному источнику, то дополнительный ток базы I_b вызовет соответствующее увеличение тока четырехслойной структуры, коэффициенты α_1 и α_2 увеличатся и при некоторых значениях I_b и $U_{\text{п}} < U_{\text{пмакс}}$ произойдет переключение прибора. Так током базы осуществляется переключение тиристора в проводящее состояние.

Таким образом, в результате увеличения тока через прибор, которое вызывается увеличением приложенного к прибору прямого напряжения, дополнительным током базы или какими-либо другими причинами, наступает переключение тиристора. При переключении происходит быстрое уменьшение падения напряжения на приборе при соответствующем увеличении тока через прибор. Этому процессу на вольтамперной характеристике соответствует участок II. Уравнение, его описывающее, имеет вид

$$M(\alpha_1 + \alpha_2) = 1.$$

При переключении в четырехслойной структуре протекает ряд сложных взаимосвязанных процессов. Характер приведенной на рис. 8.4 зависимости $\alpha = f(I_a)$ означает, что все большая часть растущего потока неосновных носителей, инжектируемых эмиттерами в базовые области, достигает коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении; подхватывается его полем и перебрасывается: дырки — в p -базу, электроны — в n -базу, компенсируя пространственный заряд и уменьшая потенциальный барьер коллекторного перехода. С уменьшением напряжения U_{J_2} уменьшается падение напряжения на четырехслойной структуре, однако при этом происходит такое перераспределение напряжений на переходах, что прямые напряжения U_{J_1} и U_{J_3} несколько увеличиваются, увеличивается и ток через тиристор.

Глубокая обратная связь приводит к быстрому нарастанию тока, настолько быстрому, что переброшенные переходом J_2 неосновные носители не успевают отводиться из обедненного слоя перехода J_2 и их объемный динамический заряд полностью компенсирует, а к концу процесса переключения превышает пространственный заряд обедненного слоя. Поэтому в открытом состоянии (участок III) в четырехслойной структуре все три перехода смещены в прямом направлении, напряжения на приборе мало и определяется равенством

$$u = u_{J_1} + u_{J_3} - u_{J_2}. \quad (8.6)$$

Тиристор находится в состоянии насыщения. При этом ток прибора определяется сопротивлением нагрузки.

Важно подчеркнуть, что внутренние обратные связи в тиристоре обеспечивают поддержание его в состоянии насыщения независимо от тока управляющего электрода. Возвращаясь к двухтриодной аналогии тиристора (рис. 8.3), видим, что коллекторный ток каждого из составных триодов является током базы второго триода. Важно также и то, что этот ток течет *равномерно* по площади базы. Поэтому в тиристоре отсутствует характерный для мощных триодов эффект смещения тока к периферии эмиттера, приводящий к ограничению токопроводящей площади и повышению падения напряжения на триоде. Поэтому тиристоры характеризуются более высокой плотностью тока на единицу площади p - n перехода и значительно превосходят триоды по номинальному току.

С уменьшением нагрузки рабочая точка будет двигаться вниз по участку III вольтамперной характеристики до тех пор, пока ток не уменьшится до величины $I_{\text{выкл}}$, при которой $(M\alpha_1 + M\alpha_2) = 1$. Дальнейшее уменьшение тока приводит к переходу тиристора в закрытое состояние (участок I).

Обратная ветвь вольтамперной характеристики (участок IV) является суммарной вольтамперной характеристикой переходов J_1 и J_3 , смещенных в обратном направлении. У тиристоров обратная ветвь определяется видом вольтамперной характеристики перехода J_1 , так как J_3 — обычно низковольтный переход.

Включение тиристора. При использовании тиристора в импульсных цепях удобно время включения считать состоящим из трех интервалов:

- интервала задержки t_{01} , отсчитываемого от момента подачи импульса запуска в цепь управляющего электрода до момента, когда напряжение на приборе уменьшится до $0,9 U_{\text{пр}}$;

- интервала открывания t_{02} , в течение которого напряжение на приборе уменьшается от $0,9 U_{\text{пр}}$ до $0,1 U_{\text{пр}}$;

- интервала установления полной проводимости t_{03} , в течение которого падение напряжения на тиристоре уменьшается от $0,1 U_{\text{пр}}$ до стационарного остаточного напряжения $U_{\text{ост}}(I)$.

На рис. 8.5 показана форма тока и напряжения при включении тиристора. Сплошная линия соответствует простейшему случаю — ключу с омической нагрузкой; пунктирная — процессу включения тиристора в схеме магнитного генератора, когда импульс тока имеет форму полусинусоиды.

Включение тиристора определяют процессы диффузии и дрейфа носителей зарядов, процесс рекомбинации в базовых областях прибора, наличие внутренней положительной обратной связи, процесс распространения состояния переключения по поверхности p - n перехода и др. Однако назван-

ные факторы на разных стадиях переходного процесса играют различную роль.

Так, на первой стадии переходного процесса (интервал задержки t_{01}) наиболее существенными являются процессы

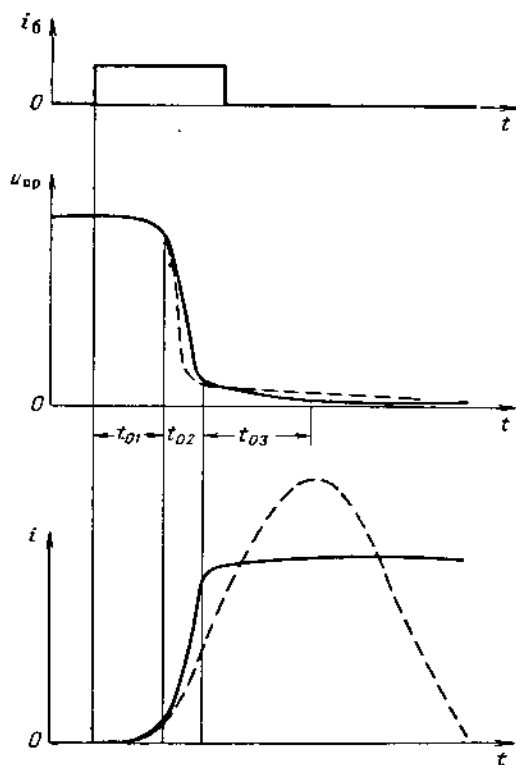


Рис. 8.5. Кривые тока и напряжения при включении тиристора.

диффузии и рекомбинации. При этом длительность интервала t_{01} практически определяется переходным процессом в тонкой базе (базе p -типа) и может быть уменьшена при увеличении амплитуды импульса тока базы I_b . Для длительности интервала задержки в работе [62] было получено приближенное соотношение

$$t_{01} \approx \frac{1}{\omega} \ln \left[\frac{0,1 I_{\text{вкл}}}{A (I_b - I_{b \text{ крит}})} \right], \quad (8.7)$$

где $I_{\text{вкл}} = \frac{E}{R_{\text{н}}}$ — ток нагрузки; ω и A — постоянные величины, зависящие от структуры прибора; $I_{\text{б}}$ — ток управления; $I_{\text{б крит}}$ — минимальное значение $I_{\text{б}}$, включающее прибор.

Из (8.7) следует, что при увеличении тока $I_{\text{б}}$ длительность t_{01} уменьшается.

Однако соотношение (8.7) получено в [62] с помощью линейной модели и нуждается в экспериментальном уточнении. На рис. 8.6 приведены графики зависимости

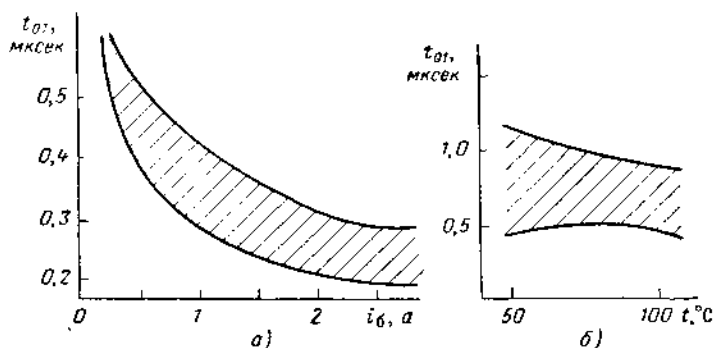


Рис. 8.6. Области изменения времени задержки t_{01} в зависимости от амплитуды управляющего тока (а) и от температуры (б).

длительности интервала t_{01} от различных параметров. Эти зависимости получены при исследовании тиристоров Д238. Как и следовало ожидать, наиболее сильное влияние на длительность t_{01} оказывает амплитуда импульса тока базы $I_{\text{б}}$. Длительность t_{01} не превышает долей микросекунды и отличается высокой стабильностью, если амплитуда тока базы достигает 1—2 а. Такая величина импульса тока базы в 10—20 раз превышает управляющий ток спрямления. Током спрямления называется минимальный ток базы, при котором исчезает участок отрицательного сопротивления на вольтамперной характеристике тиристора и она становится подобной характеристике диода.

Интервал открывания t_{02} — интервал, в течение которого происходят регенеративные процессы нарастания тока и уменьшения падения напряжения на тиристоре. Главную роль при этом играют дрейф неосновных носителей и внутреннего положительная обратная связь.

В [62] получено приближенное соотношение для определения длительности t_{02} :

$$t_{02} \approx \frac{1}{\omega} \ln \frac{0,9I_{\text{вкл}} + A(I_6 - I_{6\text{ крит}})}{0,1I_{\text{вкл}} + A(I_6 - I_{6\text{ крит}})}. \quad (8.8)$$

При работе на активную нагрузку обычно

$$I_{\text{вкл}} \gg AI_6 \text{ и } t_{02} \approx \frac{1}{\omega} \ln 9.$$

В этом случае длительность t_{02} не зависит от амплитуды тока управления. Однако в магнитном генераторе ток через тиристор при его открывании нарастает относительно медленно. Это приводит к тому, что длительность интервала t_{02} уменьшается и становится тем меньше, чем медленнее нарастает ток через тиристор при его открывании. Кроме того, длительность интервала t_{02} в магнитном генераторе несколько зависит от величины тока базы. Длительность интервала t_{02} у тиристоров Д238 в магнитных генераторах обычно меньше микросекунды, у более мощных тиристортов — единицы микросекунд.

Последняя стадия переходного процесса — интервал t_{03} установления полной проводимости — обусловлена двумя процессами: постепенной модуляцией сопротивления кремния неосновными носителями и процессом распространения состояния переключения по поверхности p - n перехода. Последний процесс свойствен только тиристорту. Суть его состоит в том, что рассмотренный выше регенеративный процесс переключения возникает первоначально около базового вывода и распространяется от него по поверхности центрального p - n перехода с конечной скоростью. Отметим, что у многих типов тиристортов базовый вывод представляет небольшую площадку на периферии полупроводниковой структуры. Следствием постепенного распространения процесса переключения по площади является постепенное уменьшение сопротивления тиристора. Кроме того, это является причиной возникновения в первые мгновения после включения чрезмерных плотностей тока и повышенного выделения мощности вблизи базового электрода. Эффект модуляции сопротивления базы также является причиной постепенного уменьшения сопротивления открытого тиристора.

Таким образом, внутреннее сопротивление тиристора непосредственно после окончания регенеративного про-

цесса (интервала t_{02}) в десятки раз превышает сопротивление тиристора в режиме постоянного тока и медленно уменьшается в течение интервала t_{03} , стремясь к этому стационарному значению сопротивления. Длительность интервала t_{03} примерно на порядок больше длительности интервала t_{02} . Постепенное уменьшение внутреннего сопротивления тиристора при включении приводит, естественно, к увеличению потерь в нем при работе в импульсном

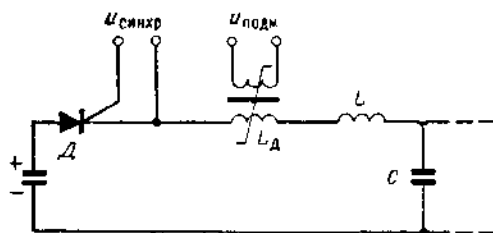


Рис. 8.7. Схема включения нелинейного дросселя для уменьшения потерь в тиристоре.

режиме и в конечном итоге является главной причиной, ограничивающей уменьшение длительности импульса тока через тиристор.

Один из наиболее эффективных способов уменьшения потерь в тиристорах в течение интервалов t_{02} и t_{03} заключается в применении небольших насыщающихся дросселей. Насыщающийся дроссель L_d включается в схему последовательно с тиристором D (рис. 8.7) и ограничивает ток через него в течение времени перемagnetизации сердечника дросселя L_d . Время перемagnetизации L_d выбирается равным или несколько менее длительности полного открывания диода: $t_{зд} \leq t_{02} + t_{03}$. Недостатком описанного способа является общее увеличение времени восстановления схемы, так как ко времени восстановления тиристора добавляется время, необходимое на восстановление исходного состояния сердечника вспомогательного дросселя L_d . Поэтому применение указанного способа в генераторах с повышенной частотой следования ограничено.

В магнитных генераторах с низкой частотой следования потери в течение интервалов t_{02} и t_{03} могут быть уменьшены выбором режима с длительностью импульса тока через тиристор, значительно большей, чем длительность $t_{02} + t_{03}$.

Выключение тиристора. Как уже отмечалось, существуют тиристоры с неуправляемым выключением и тиристоры с управляемым выключением по цепи базы. По поводу последних необходимо отметить, что если для включения тиристора достаточно короткого импульса малой мощности, то выключение тиристора такими же импульсами принципиально невозможно. Коэффициент усиления при выключении тиристора (отношение амплитуды тока, протекающего через тиристор, к выключающему току базы) обычно меньше десяти, что затрудняет выключение при больших импульсных токах.

Для большинства типов тириستоров характерно неуправляемое выключение. Для надежного выключения этих тиристоров требуется:

— чтобы ток через тиристор уменьшился до значения $I_{\text{выкл}}$. Величина тока выключения $I_{\text{выкл}}$ во много раз меньше номинального тока тиристора, поэтому в первом приближении можно считать, что для выключения тиристора необходимо уменьшение его тока до нуля;

— чтобы в течение определенного времени после прохождения импульса тока через тиристор к последнему не было приложено напряжение прямой полярности. В противном случае тиристор самопроизвольно переходит в проводящее состояние. Время, необходимое для полного восстановления запирающих свойств тиристора, называют временем восстановления или временем выключения и обозначают символом t_v .

При рассмотрении процессов выключения необходимо напомнить, что, когда тиристор находился в открытом состоянии, все p - n переходы были смещены в прямом направлении, базовые области были насыщены и распределение неосновных носителей в базовых областях [63] имело вид, показанный на рис. 8.8. Если к тиристоры приложить запирающее напряжение, то начнется процесс исчезновения избыточных неосновных носителей из базовых областей. При этом в структуре протекают обратные токи, показанные на рис. 8.8: дырочный ток I_{p1} через переход J_1 ; дырочный ток I_{p2} и электронный ток I_{n2} через переход J_2 ; электронный ток I_{n3} через переход J_3 . Обычно, чтобы обеспечить высокие рабочие напряжения тиристора, n -базу делают высокоомной. Тонкая p -база обычно легирована сильнее. Поэтому $I_{n2} \ll I_{p2}$ и можно считать, что $I_{p1} \approx I_{p2}$. Это значит, что количество дырок, уходящих из

n -базы через переход J_1 примерно равно числу дырок, приходящих через переход J_2 .

Таким образом, несмотря на относительно большую величину обратного тока, протекающего через тиристор, заряд в n -базе остается практически неизменным и лишь перераспределяется вдоль базы. Заряд же в p -базе быстро исчезает и переход J_3 пробивается, так как напряжение пробоя его обычно мало. Обратный ток продолжает протекать через тиристор до тех пор, пока в результате происходящего в n -базе перераспределения концентрации заряда

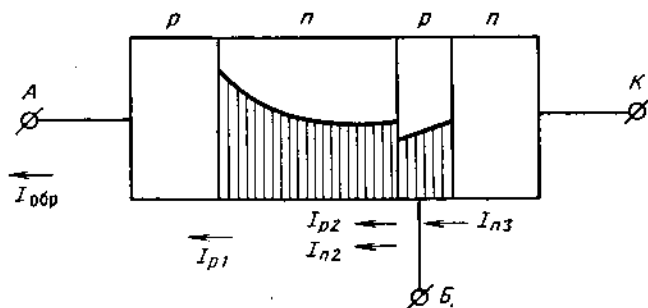


Рис. 8.8. Распределение концентраций неосновных носителей и токи при выключении тиристора.

вдоль базы не закроется переход J_1 . Этот момент — момент восстановления обратного сопротивления тиристора. Однако, как следует из изложенного, в n -базе к этому времени остается значительный заряд дырок и требуется дополнительное время на его рекомбинацию. При этом, если время восстановления обратного сопротивления составляет единицы микросекунд (в зависимости от величины прямого тока), полное время выключения t_v тиристора измеряется десятками микросекунд. Обычно $t_v = 15 \div 35$ мксек, за исключением специальных типов тиристоров с малым временем восстановления.

При использовании тиристора в схеме магнитного генератора обратный ток через тиристор и длительность процессов восстановления обратного сопротивления невелики, так как прямой ток через тиристор спадает постепенно по мере окончания заряда соответствующего накопительного конденсатора и поэтому переход J_1 закрывается

быстро вследствие малой концентрации около него избыточного заряда. Но время восстановления t_v , определяемое, в основном, временем рекомбинации заряда в толстой базе, остается по-прежнему большим.

Время восстановления t_v — один из важных параметров тиристора при применении его в генераторе. Длительность времени восстановления t_v зависит от ряда факторов:

— от амплитуды импульса тока через тиристор, так как степень насыщения базовых областей изменяется

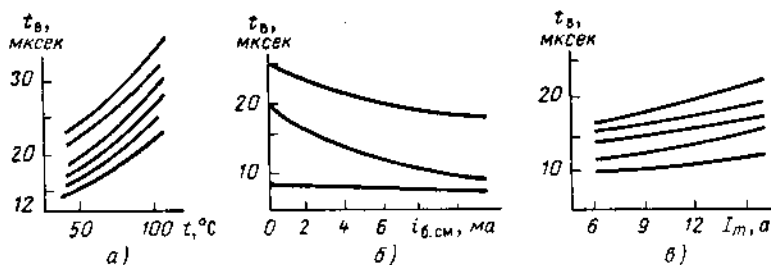


Рис. 8.9. Зависимости времени восстановления различных образцов тиристора от:

а — температуры; б — тока смещения; в — тока нагрузки.

с изменением амплитуды тока. Однако в магнитных генераторах эта зависимость очень слаба из-за указанного медленного уменьшения тока через тиристор перед выключением;

— от температуры полупроводниковой структуры, так как температурой определяется скорость процессов рекомбинации;

— от величины тока обратного смещения управляющего электрода, влияющего на процессы рассасывания (у образцов с большим временем восстановления).

На рис. 8.9 приведены экспериментально полученные зависимости времени восстановления t_v тиристоров Д238 от указанных факторов. Время восстановления зависит также от скорости роста приложенного к тиристорному прямого напряжения. Чем выше скорость роста прямого напряжения, тем с большей задержкой относительно момента прекращения тока надо подавать его на тиристор, чтобы избежать самопроизвольного открывания последнего.

Зависимость допустимого тока через тиристор от режима его работы. Как следует из ранее изложенного, при уменьшении длительности импульса тока через управляемый ключ уменьшается время задержки магнитного генератора. При этом также уменьшается сжатие, которое должны осуществить магнитные звенья, расположенные после управляемого ключа, тем самым уменьшается объем, вес и габариты магнитных звеньев и магнитного генератора в целом.

Поэтому важной задачей является определение такого режима работы управляемого ключа, при котором требуемая энергия от источника питания передается через управляемый ключ в последующие звенья генератора импульсами минимально возможной длительности.

Среднее значение выходной мощности генератора ($P_{\text{ср вых}}$) связано с величиной $I_{\text{ср}}$ среднего тока через управляемый ключ равенством

$$EI_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср вых}}}{\eta}, \quad (8.9)$$

где η — к. п. д. генератора.

Обычно величина $P_{\text{ср вых}}$ задана и тем самым определено среднее значение тока через управляемый ключ. Поэтому при уменьшении длительности импульса тока через ключ необходимо одновременно увеличивать его амплитуду так, чтобы среднее значение тока осталось неизменным. К. п. д. генератора при изменении длительности импульса через ключ несколько изменится. Однако при проводимом здесь приближенном рассмотрении этим изменением можно пренебречь.

Нетрудно показать, что при таком изменении длительности импульса тока и его амплитуды возрастает эффективное значение тока через ключ. Уже в силу этого, даже если бы можно было пренебречь переходными процессами и считать сопротивление открытого тиристора величиной постоянной, при укорочении импульса тока через тиристор возрастала бы рассеиваемая в нем мощность $P_{\text{расс}}$. Однако время полного открывания тиристора (интервал $t_{02} + t_{03}$) может составлять десятки микросекунд, и пренебрегать переходными процессами в тиристорах недопустимо при малых длительностях импульса тока. Совершенно очевидно, что рассмотренный ранее эффект постепенного уменьшения сопротивления тиристора при откры-

вании приводит к дополнительному увеличению мощности, рассеиваемой в нем, притом тем большему увеличению, чем короче длительность импульса тока через тиристор.

Рассмотрим, к каким ограничениям приводит рост рассеиваемой в тиристоре мощности при уменьшении длительности импульса и увеличении его амплитуды. Допустимость применения того или иного импульсного режима для тиристорov определяется в первую очередь условием, чтобы температура $t_{\text{п}}^{\circ}$ коллекторного перехода в исследуемом режиме не превышала максимально допустимой температуры $t_{\text{п макс}}^{\circ}$. (Для кремниевых тиристорov $t_{\text{п макс}}^{\circ} = 110 \div 125^{\circ}\text{C}$.) Температура перехода определяется мощностью, рассеиваемой в приборе, условиями теплоотдачи от полупроводниковой структуры к корпусу и температурой корпуса прибора.

Если длительность импульса тока через тиристор меньше тепловой постоянной времени полупроводниковой структуры, а длительность периода меньше тепловой постоянной времени корпуса тиристора (что соответствует для Д238, Д235 длительностям импульсов до сотен микросекунд и частотам следования, начиная от десятков герц), то температуру коллекторного перехода с достаточной степенью точности можно определить по формуле стационарного теплового процесса

$$t_{\text{п}}^{\circ} = t_{\text{к}}^{\circ} + R_t P_{\text{р ср}}, \quad (8.10)$$

где R_t — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом тиристора; $P_{\text{р ср}}$ — среднее значение рассеиваемой в тиристоре мощности, определяемое параметрами импульсного режима; $t_{\text{к}}^{\circ}$ — температура корпуса прибора.

В этом случае основное условие допустимости импульсного режима тиристора записывается в виде

$$P_{\text{р ср}} \leq P_{\text{р макс}} = \frac{t_{\text{п макс}}^{\circ} - t_{\text{к}}^{\circ}}{R_t}. \quad (8.11)$$

Условие (8.11) ограничивает допустимое значение рассеиваемой мощности и тем самым ограничивает пределы уменьшения длительности импульса тока через тиристор и пределы увеличения его амплитуды.

Из сказанного можно сделать также вывод о том, что при уменьшении длительности импульса тока через тири-

стор уменьшается допустимое значение среднего тока тиристора. Зависимость допустимых значений среднего тока $I_{\text{ср доп}}$ и амплитуды импульса тока $I_{\text{м доп}}$ от параметров

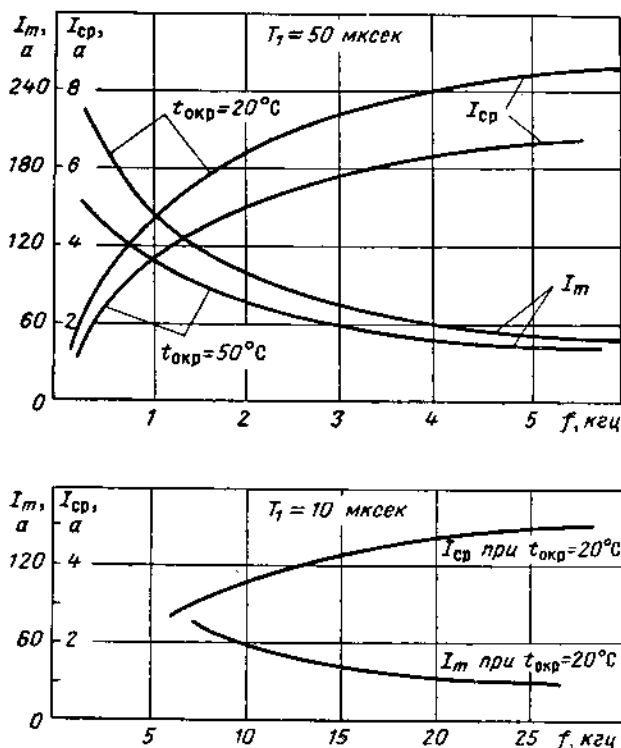


Рис. 8.10. Характер зависимости $I_{\text{ср}}$ и $I_{\text{м}}$ от основных параметров импульсного режима тиристоров Д238 при различной длительности интервала T_1 .

режима магнитного генератора (длительности T_1 полусинусоидального импульса тока через тиристор, частоты следования f и температуры) определяются для каждого типа тиристора экспериментально.

Примерный вид указанных зависимостей, полученных для тиристоров Д238, приведен на рис. 8.10. Это — предельно допустимые значения токов. Эксплуатационные значения должны быть соответственно уменьшены.

8.2. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ ИМПУЛЬСОВ

Как следует из гл. 7, в генераторах II вида амплитуда напряжения на конденсаторе, расположенном после управляемого ключа, следовательно, и амплитуда выходных импульсов пропорциональны величине питающего напряжения E . Управление величиной выходных импульсов путем изменения напряжения источника питания связано с применением весьма громоздких и инерционных регуляторов (стабилизаторов). Поэтому возникает ряд задач, связанных с управлением амплитудой импульсов в генераторах II вида. Это прежде всего задача изменения амплитуды выходных импульсов при питании генератора от постоянного напряжения. Вторая задача — задача стабилизации амплитуды выходных импульсов — возникает в связи с тем, что напряжение источника питания не является строго постоянным (разрядка аккумуляторов, пульсации выпрямленного напряжения). Кроме того, амплитуда выходных импульсов изменяется при изменении параметров магнитных звеньев, в том числе при изменении температурного режима генератора. Настоящий параграф посвящен вопросам управления (регулирования и стабилизации) амплитуды импульсов генераторов II вида.

Основной способ управления амплитудой. Управление амплитудой выходных импульсов в генераторах II вида может быть осуществлено путем управления длительностью интервала T_1 , в течение которого управляемый ключ замкнут. В гл. 7 рассматривались режимы, у которых интервал T_1 заканчивается в момент, когда ток через ключ спадает до нуля, а напряжение на конденсаторе, стоящем после ключа, достигает максимальной величины. Если ключ выключить раньше, чем закончится процесс заряда конденсатора, напряжение на конденсаторе и, следовательно, амплитуда импульсов на выходе уменьшатся соответственно укорочению интервала T_1 . Однако при уменьшении длительности T_1 этим способом увеличивается рассеиваемая в управляемом ключе мощность. Объясняется это тем, что последовательно с управляемым ключом в схеме включен дроссель. Вся запасенная в его магнитном поле энергия выделится в ключе в момент его размыкания. Кроме того, в качестве управляемого ключа наиболее часто используется тиристор, для выключения которого требуется выполнение определенных условий (§ 8.1).

Таким образом, для того чтобы изменять длительность T_1 в схеме генератора II вида должна быть предусмотрена возможность отвода от зарядного дросселя энергии, запасаемой в нем к моменту размыкания ключа, а также должны быть приняты меры, обеспечивающие выключение тиристорного ключа.

На рис. 8.11 приведена схема генератора с ключом во входном контуре, в которой выполнены эти условия

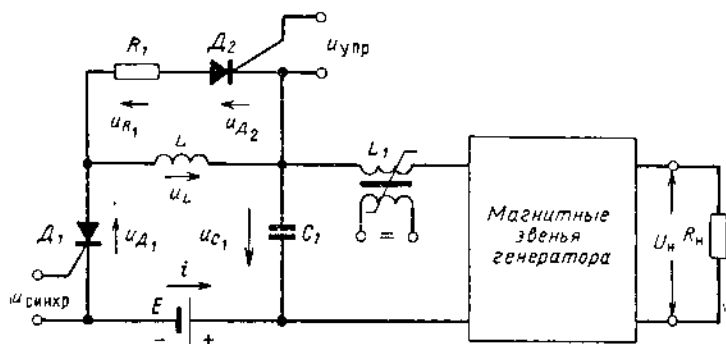


Рис. 8.11. Схема магнитного генератора II вида с управляемой амплитудой выходного напряжения.

[10]. Аналогичным образом может быть построена и схема генератора с ключом в первом звене.

Управление длительностью интервала T_1 в схеме генератора рис. 8.11 осуществляется с помощью цепи, шунтирующей зарядный дроссель контура с ключом. Эта цепь состоит из дополнительного ключа D_2 , в роли которого может быть использован тиристор, и резистора R_1 .

Рассмотрим работу схемы. Если ключ D_2 разомкнут, то схема не отличается от описанной в § 7.1. Токи и напряжения в течение интервала T_1 описываются выражениями (7.2), (7.3). Дополнительная цепь D_2, R_1 служит для выключения основного ключа D_1 раньше, чем закончится процесс заряда конденсатора.

Выключение основного управляемого ключа (D_1) достигается тем, что в определенный момент t_0 ключ D_2 замыкается и подключает параллельно зарядному дросселю балластное сопротивление R_1 . Параметры схемы выбирают так, что при этом ток через D_1 спадает до нуля и D_1

закрывается. Энергия, запасенная в индуктивности L , рассеивается на сопротивлении R_1 .

На рис. 8.12 приведены кривые токов и напряжений во входном контуре, иллюстрирующие работу рассматриваемого генератора. Сплошные линии относятся к случаю, когда D_2 разомкнут, пунктирные линии иллюстрируют работу схемы в случае, когда D_2 замыкается в момент t_0 .

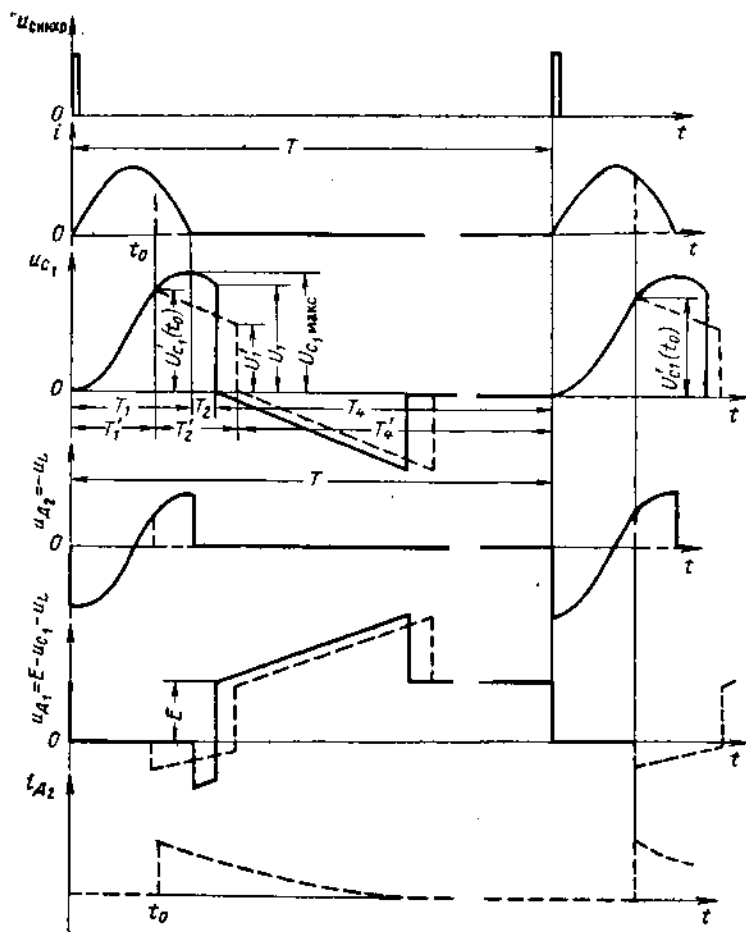


Рис. 8.12. Кривые токов и напряжений во входном контуре.

При описании работы генератора и в дальнейшем при анализе принимаются следующие допущения. Предполагается, что временем нарастания тока в ключе D_2 и временем спада тока в ключе D_1 можно пренебречь по сравнению с длительностями рассматриваемых процессов. Считается, что индуктивность входного контура сосредоточена в дросселе L . Предполагается также, что сопротивлением управляемого ключа D_2 в замкнутом состоянии и омическим сопротивлением дросселя L можно пренебречь.

Чтобы процесс заряда конденсатора C_1 был прерван в момент t_0 , необходимо выполнение следующих трех условий.

Во-первых, тиристор D_2 откроется в момент t_0 , если в этот момент напряжение на нем будет иметь прямую полярность. К тиристору D_2 приложено напряжение, образующееся на дросселе L в интервале T_1 . Поэтому данное условие можно записать в виде

$$u_L(t_0) = L \frac{di^{(1)}(t_0)}{dt} \geq 0, \quad (8.12)$$

где $i^{(1)}(t)$ определяется выражением (7.2)

Во-вторых, тиристор D_1 заперется в момент t_0 , если приложенное к нему напряжение будет иметь обратную полярность:

$$u_{D_1}(t_0) = E - u_{C_1}^{(1)}(t_0) \leq 0, \quad (8.13)$$

где $u_{C_1}^{(1)}(t)$ определяется выражением (7.3).

В-третьих, тиристор D_1 заперется в момент t_0 , если ток через него уменьшится до нуля. При этом ток в шунтирующей цепи D_2 , R_1 должен возрасти до величины $i^{(1)}(t_0)$. Используя (8.12), это условие можно записать в виде

$$\frac{L \frac{di^{(1)}(t_0)}{dt}}{R_1} \geq i^{(1)}(t_0). \quad (8.14)$$

Уравнения (8.12) — (8.14) вместе с выражениями, полученными в § 7.1 для схемы с ключом во входном контуре, полностью описывают рассматриваемую схему. С помощью уравнений (8.12) — (8.14) можно найти параметры, характеризующие работу схемы в режиме регулирования и стабилизации амплитуды.

Режим регулирования амплитуды. Считая напряжение источника питания неизменным, найдем пределы возмож-

ного изменения амплитуды. Изменение амплитуды осуществляется изменением момента t_0 открывания тиристора D_2 . Для характеристики этого режима введем коэффициент регулирования амплитуды напряжения на конденсаторе C_1 :

$$k_1 = \frac{u_{C1}^{(0)}(t_0)}{U_{1m}},$$

где U_{1m} определяется (7.8) и (7.19).

Введем также коэффициент регулирования амплитуды выходных импульсов

$$k_2 = \frac{U_H}{U_{H \max}}.$$

Рассматриваемый режим характеризуется пределами регулирования напряжения: $k_{1 \min} \leq k_1 \leq 1$; $k_{2 \min} \leq k_2 \leq 1$.

Необходимо определить нижние пределы регулирования. Величина $k_{1 \min}$ будет тем меньше, чем меньше длительность открытого состояния тиристора D_1 , которое обозначим как T'_1 (см. рис. 8.12). Условия (8.12) и (8.13) определяют минимальную длительность интервала T'_1 .

Оценка решений уравнений (8.12) и (8.13) показывает, что условие (8.13) доминирует над условием (8.12) во всей области практически реализуемых параметров. Из (8.13) следует, что в момент $t_{0 \min}$ $u_{C1 \min}(t_{0 \min}) = E$, и с помощью (7.19) можно определить величину $k_{1 \min}$:

$$k_{1 \min} = \frac{1}{1 + \delta - \frac{4}{\pi}(1 - \delta)M}.$$

Таким образом, пределы регулирования напряжения на конденсаторе C_1 равны

$$\frac{1}{1 + \delta - \frac{4}{\pi}(1 - \delta)M} \leq k_1 \leq 1. \quad (8.15)$$

Пределы изменения напряжения на выходе несколько отличаются от пределов изменения напряжения на конденсаторе C_1 . Объясняется это тем, что по мере уменьшения длительности интервала T'_1 увеличивается длительность интервала T'_2 задержки насыщения дросселя L_1 . Указанную зависимость можно получить, если воспользоваться уравнением (7.126). Увеличение интервала ожидания T'_2

приводит, как следует из (7.19), к дополнительному уменьшению амплитуды выходных импульсов.

Окончательно после выполнения соответствующих преобразований можно получить выражение, служащее для определения пределов регулирования амплитуды выходных импульсов:

$$\frac{1 - \pi M (0,5 - \kappa_2)}{1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi \kappa_2 M} < k_2 \leq 1. \quad (8.16)$$

Режим стабилизации амплитуды. Этот режим будем характеризовать коэффициентом стабилизации, который определим как

$$k_0 = \frac{U_{н\text{ макс}} - U_{н\text{ мин}}}{U_{н\text{ макс}}}.$$

Введем также коэффициент, характеризующий пределы изменения напряжения питания:

$$l_0 = \frac{E_{\text{макс}} - E_{\text{мин}}}{E_{\text{макс}}}.$$

Стабилизация амплитуды осуществляется изменением длительности интервала T_1 при изменении величины E напряжения питания. При $E = E_{\text{мин}}$ генератор работает в режиме наибольшей длительности интервала заряда ($T_{1\text{ макс}} = T_1$), что соответствует значению $k_2 = 1$. По мере увеличения напряжения E уменьшается длительность интервала T_1 , что соответствует уменьшению величины k_2 . Следовательно, максимальное значение $E_{\text{макс}}$ напряжения питания определяется допустимым значением $k_{2\text{ мин}}$ согласно (8.16).

Из определения k_0 и l_0 следует, что

$$\begin{aligned} \frac{U_{н\text{ мин}}}{U_{н\text{ макс}}} &= 1 - k_0, \\ \frac{E_{\text{мин}}}{E_{\text{макс}}} &= 1 - l_0. \end{aligned} \quad (8.17)$$

Поэтому величины k_0 , l_0 , $k_{2\text{ мин}}$ оказываются связанными соотношением

$$1 - k_0 = \frac{U_{н\text{ мин}} (E_{\text{мин}})}{U_{н\text{ макс}} (E_{\text{макс}})} = (1 - l_0) \frac{1}{k_{2\text{ мин}}}. \quad (8.18)$$

Из (8.18) предельная величина относительного изменения напряжения питания, при котором коэффициент стабили-

зации не превышает заданной величины k_0 , будет определяться условием

$$l_0 \leq 1 - (1 - k_0) k_{2 \text{ мин}}, \quad (8.19)$$

где согласно (8.16)

$$k_{2 \text{ мин}} = \frac{1 - \pi M (0,5 - \kappa_2)}{1 + \delta - \frac{4}{\pi} (1 - \delta) M - \pi \kappa_2 M}.$$

Из полученных выражений следует, что пределы регулирования амплитуды выходных импульсов, а также пределы допустимого изменения напряжения питания в схемах со стабилизацией зависят прежде всего от величины декремента входного контура δ и расширяются с увеличением его. Для довольно часто встречающегося случая, когда относительный ток подмагничивания достаточно мал ($M \ll 1$), а коэффициент стабилизации k_0 можно считать равным нулю, из (8.15), (8.16), (8.19) можно получить выражения для оценки величин k_1 , k_2 , l_0 :

$$k_{1 \text{ мин}} = k_{2 \text{ мин}} \approx \frac{1}{1 + \delta}; \quad l_0 \approx \frac{\delta}{1 - \delta}.$$

Отметим также влияние параметра M . С увеличением этого параметра ширина полосы регулирования несколько увеличивается. Однако при больших M ($M > 0,25$) его увеличение приводит к уменьшению ширины области регулирования и стабилизации.

Остановимся на требованиях, которым должны удовлетворять элементы дополнительной цепи D_2 , R_1 . Величина сопротивления R_1 должна быть достаточно малой, чтобы ток в цепи D_2 , R_1 в момент t_0 был не меньше, чем ток через тиристор $\ddagger D_1$ в момент его выключения. Это условие выражено уравнением (8.14). Его решение для случая $k_1 = k_{1 \text{ мин}}$ имеет вид

$$R_{1 \text{ мин}} = \frac{4}{\pi} \omega L \frac{1 - \delta}{1 + \delta}. \quad (8.20)$$

В резисторе R_1 должна рассеяться энергия, запасенная в индуктивности L в момент размыкания ключа D_1 . При работе в режиме $k_1 = k_{1 \text{ мин}}$ или $l_0 = l_{0 \text{ макс}}$ величина этой энергии примерно равна энергии, запасаемой в конденсаторе C_1 за время его заряда в течение интервала $T'_{1 \text{ мин}}$.

Вспомогательный ключ D_2 должен удовлетворять, как это следует из принципа работы генератора и временных диаграмм рис. 8.12, следующим требованиям:

— иметь прямое и обратное рабочие напряжения:

$$U_{пр} > \delta E_{мин}, \quad |U_{обр}| > E_{макс};$$

— обладать достаточной мощностью, так как через него проходит вся энергия, запасаемая в дросселе L .

Приведем несколько примеров схем, в которых используется описанный способ управления амплитудой выходных

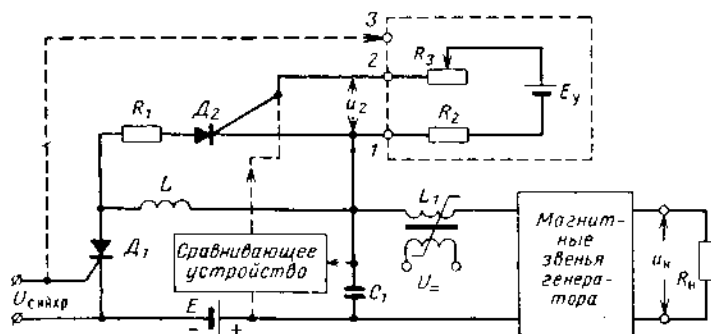


Рис. 8.13. Схема генератора импульсов с регулируемой амплитудой.

импульсов [10]. На рис. 8.13 приведена схема генератора импульсов с регулируемой амплитудой. Амплитуда выходных импульсов изменяется при изменении величины резистора R_3 , с помощью которого изменяется напряжение отпирания тиристора D_2 . Тем самым изменяется и момент его открывания.

В генераторе, построенном по схеме рис. 8.14, стабилизация амплитуды выходных импульсов осуществляется с помощью элементов цепи обратной связи, состоящей из пикового выпрямителя (обмотка W_3 , диод D_4 , конденсатор C_0 , резистор R_3), источника стабилизированного напряжения, роль которого выполняет опорный диод D_3 , и резистора R_2 . Эти элементы управляют моментом открывания тиристора D_2 .

Управление моментом открывания ключа D_2 в обоих генераторах (рис. 8.13 и 8.14) может быть осуществлено импульсами, задержанными на время t_0 относительно импульсов

синхронизации ключа D_1 . Импульсный способ управления ключом D_2 в схеме с регулируемой амплитудой осуществляется заменой элементов R_2 , R_3 , E_y устройством с переменной задержкой импульсов (на рис. 8.13 обозначено пунктиром). Этот же способ управления в схеме со стабилизацией амплитуды может быть осуществлен, если в цепь обратной связи вместо $R_2 D_3$ будет включено устройство переменной задержки импульса синхронизации, управляемое напряжением u_{c0} . Для импульсного способа управления может быть также применена схема, вырабатывающая импульс в момент, когда напряжение на конденсаторе

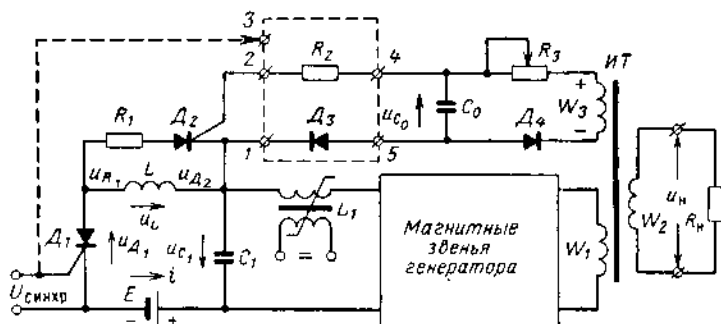


Рис. 8.14. Схема магнитного генератора со стабилизацией амплитуды выходных импульсов.

C_1 достигает заданного значения. Импульсный способ управления ключом D_2 позволяет устранить влияние ряда дестабилизирующих факторов, и в первую очередь температуры, на момент открывания тиристора D_2 ; он также применяется в случае, если роль ключа D_2 выполняет полупроводниковый триод.

Рассеивание части энергии в резисторе уменьшает к. п. д. генератора. Это уменьшение тем больше, чем шире пределы регулирования амплитуды или пределы изменения питающего напряжения при стабилизации амплитуды.

Рассмотрим способ, при котором управление амплитудой выходных импульсов основывается по-прежнему на управлении длительностью процесса заряда конденсатора (интервал T_1), но энергия, запасенная в зарядном дросселе к моменту размыкания ключа, не рассеивается в резисторе, а возвращается в источник питания [75].

Принципиальная схема генератора, в котором осуществляется управление амплитудой импульсов указанным способом, представлена на рис. 8.15, а. Зарядный дроссель L имеет еще одну дополнительную обмотку. Индуктивность первичной обмотки (L) играет роль зарядной индуктивности входного контура. Вторичная обмотка

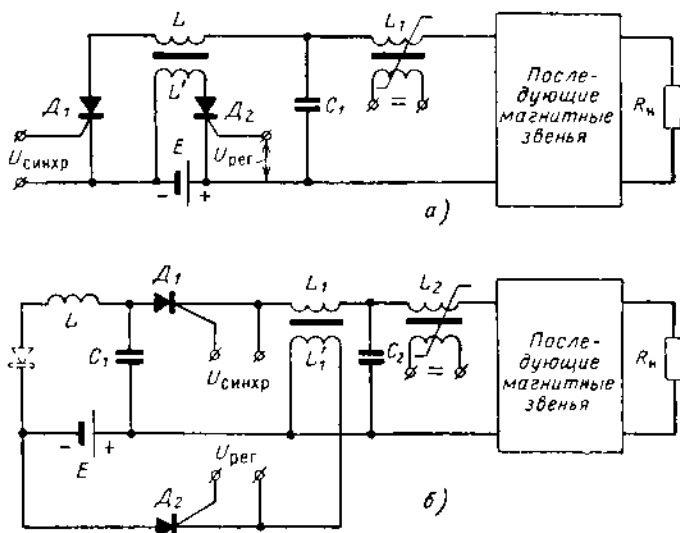


Рис. 8.15. Варианты схем магнитного генератора II вида с управляемой амплитудой:

а — ключ во входном контуре; б — ключ в первом звене.

(L') этого дросселя соединяется последовательно с дополнительным ключом D_2 . Цепь L' , D_2 присоединяется параллельно источнику питания E .

Напряжение, приложенное к ключу D_2 , описывается выражением, полученным из (7.2):

$$\begin{aligned} u_{D_2}(t) &= -E + u_{L'}(t) = -E + \frac{N_2}{N_1} L \frac{di^{(1)}(t)}{dt} = \\ &= -E \left[1 + \frac{N_2}{N_1} e^{-\alpha t} \left(\cos \omega t + \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t \right) \right], \end{aligned} \quad (8.21)$$

где N_1 и N_2 — числа витков основной и дополнительной обмоток соответственно. Если $N_2 > N_1$, то, начиная с некоторого момента t^* , определяемого из условия

$$u_{D_2}(t^*) = 0, \quad (8.22)$$

приложенное к ключу D_2 напряжение становится положительным (прямой полярности).

Если на ключ D_2 в момент t_0 , лежащий в интервале (t^*, T_1) , будет подан отпирающий импульс $U_{\text{рег}}$, ключ D_2 замкнется и источник питания E окажется подключенным параллельно индуктивности L . Колебательный процесс во входном контуре срывается, так как контур оказывается шунтированным цепью с малым сопротивлением. Ток через ключ D_1 спадает до нуля и последний размыкается. Энергия, запасенная в магнитном поле индуктивности L , к моменту t_0 возвращается в источник питания через замкнутый ключ D_2 . После этого D_2 размыкается, так как ток через него спадает до нуля. Управление моментом замыкания ключа D_2 (напряжение $U_{\text{рег}}$) осуществляется одним из описанных выше способов.

На рис. 8.15, б приведена схема генератора с ключом в первом звене, в которой применен рассмотренный способ управления амплитудой выходных импульсов.

Таким образом, способ управления амплитудой импульсов в магнитных генераторах II вида, основанный на управлении длительностью процесса заряда конденсатора, может быть осуществлен как в схемах с шунтированием зарядной индуктивности резистором, так и в схемах с возвращением части энергии источнику питания.

Второй вариант позволяет получить более высокий к. п. д. генератора, однако пределы регулирования при этом несколько меньше, чем при регулировании амплитуды в первом варианте, что следует из сравнения условий (8.12) и (8.22). Из сравнения видно, что момент t^* наступает позже момента $t_{0 \text{ мин}}$, т. е. пределы изменения амплитуды во втором случае меньше, чем в первом. Для того чтобы расширить пределы изменения амплитуды, в рассматриваемом генераторе необходимо, как это следует из (8.21) и (8.22), увеличивать отношение N_2/N_1 . Это приводит к тому, что в схеме, построенной по второму варианту, приложенное к вспомогательному ключу D_2 напряжение обычно выше, чем в схеме с первым вариантом регулирования.

Остановимся еще на одной особенности стабилизации амплитуды импульсов в магнитных генераторах. Рассмотренная ранее схема магнитного генератора со стабилизированной амплитудой (рис. 8.14) имеет недостаток: инерционность по цепи обратной связи не меньше длительности периода следования импульсов. В этих генераторах

затруднительно стабилизировать амплитуду импульсов при резких скачках напряжения питания, в частности при питании от выпрямителей с частотой пульсаций, близкой к частоте следования импульсов генератора. На рис. 8.16 приведена схема генератора, в котором отсутствует указанный недостаток.

В генераторе применена стабилизация амплитуды напряжения на конденсаторе C_1 (цепь L'_0 , D_2). Управление моментом открывания ключа D_2 осуществляется сравнивающим устройством, вырабатывающим импульс запуска

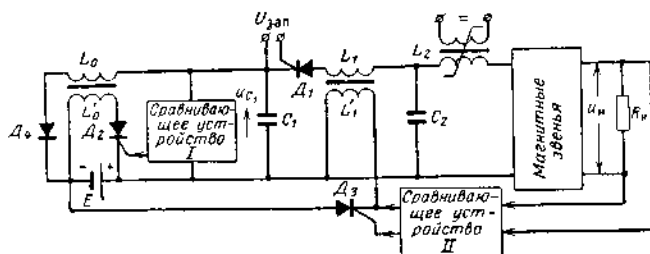


Рис. 8.16. Улучшенный вариант схемы магнитного генератора со стабилизированной амплитудой импульсов.

в момент, когда напряжение на конденсаторе C_1 достигает определенного значения. Тем самым исключается влияние изменений величины э.д.с. источника питания E на амплитуду выходных импульсов.

Кроме того, применена стабилизация амплитуды импульсов, осуществляемая цепью, состоящей из L'_1 , D_3 и сравнивающего устройства II. Эта цепь обратной связи служит для компенсации изменений амплитуды, вызываемых изменениями параметров магнитного генератора. Работа ее аналогична работе цепи обратной связи генератора рис. 8.14.

Рассмотренная схема позволяет стабилизировать амплитуду выходных импульсов при резких (быстрых) изменениях питающего напряжения и расширяет пределы стабилизации.

Другие способы. При регулировании амплитуды импульсов описанными выше способами одновременно с изменением амплитуды изменяется длительность интервалов задержки насыщения переключающих дросселей, т. е. изме-

няется время задержки импульса в звеньях магнитного генератора.

Указанное обстоятельство не играет существенной роли, так как магнитные генераторы, к которым предъявляются требования высокой точности синхронизации, как будет видно из дальнейшего, обычно выполняются с системой, автоматически обеспечивающей постоянство времени задержки генератора. Однако существует способ регулирования амплитуды, практически не вызывающий изменения времени задержки импульса. Этот способ состоит в том, что регулирование осуществляется в выходных

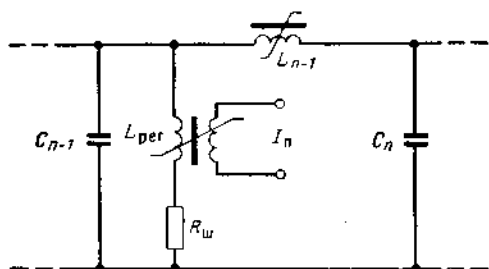


Рис. 8.17. Схема звена с регулированием амплитуды выходных импульсов.

звеньях генератора. Регулирование амплитуды указанным способом осуществляется с помощью дополнительной цепи, состоящей из подмагничивающего переключающего дросселя $L_{\text{рег}}$ и резистора $R_{\text{ш}}$, которая подсоединяется параллельно конденсатору $(n - 1)$ -го звена (рис. 8.17).

При разряде конденсатора C_{n-1} на конденсатор C_n в момент, задаваемый соответствующим выбором величины тока I_n , сердечник дросселя $L_{\text{рег}}$ насыщается и цепь $L_{\text{рег}} R_{\text{ш}}$ шунтирует разряжающийся конденсатор C_{n-1} . Управляя моментом насыщения сердечника дросселя $L_{\text{рег}}$ путем изменения тока I_n , можно изменять степень шунтирования конденсатора C_{n-1} и, следовательно, изменять амплитуду напряжения на конденсаторе C_n .

Недостатком этого способа изменения амплитуды выходных импульсов является относительно большая инерционность цепи управления (цепи подмагничивания дросселя $L_{\text{рег}}$) и вытекающие из этого обстоятельства трудности при-

менения способа при стабилизации амплитуды выходных импульсов.

Рассмотренные в настоящем параграфе способы регулирования и стабилизации амплитуды выходных импульсов значительно эффективнее тривиального способа, заключающегося во введении во входную цепь регулируемого резистора, служащего для гашения части питающего напряжения, а также значительно проще способа регулирования и стабилизации амплитуды выходных импульсов путем стабилизации и регулирования напряжения источника питания.

8.3. СИНХРОНИЗАЦИЯ ГЕНЕРАТОРОВ

Синхронизация генераторов II вида осуществляется импульсами, которые управляют моментом замыкания ключа. Главная особенность синхронизации состоит в том, что импульс на выходе генератора задержан относительно импульса синхронизации на время формирования в звеньях генератора. Длительность этой задержки сравнительно велика и может составлять относительно большую часть длительности периода следования импульсов.

Важно отметить, что длительность процессов, из которых складывается время задержки, зависит от целого ряда параметров. Если в процессе эксплуатации эти параметры претерпевают изменения, соответственно изменяется время задержки.

Осуществление синхронизации магнитных генераторов требует решения ряда вопросов, направленных на выяснение характера нестабильности времени задержки и зависимости этой нестабильности от параметров генератора и его режима. Знание этих зависимостей позволит определить пределы изменения времени задержки и способы его уменьшения.

Настоящий параграф посвящен решению этих вопросов. Кроме того, в нем рассматривается взаимная синхронизация генераторов I вида, питаемых от одного источника переменной э. д. с.

Нестабильность времени задержки генератора. Время задержки в генераторе складывается из длительности процессов в звене с управляемым ключом (интервалы T_1 и T_2) и длительности процессов формирования импульса в последующих магнитных звеньях. В это время входит и задержка

открывания полупроводникового ключа, обладающего определенной инерционностью. Изменение режима и параметров генератора приводит к неустойчивости времени задержки. Необходимо подчеркнуть, что изменение параметров генератора происходит в большинстве случаев медленно по сравнению с длительностью периода следования импульсов, так как обусловлено изменением температурного режима, разрядкой аккумуляторов и т. п. При этом предполагается, что в рационально спроектированном генераторе можно избежать таких случайных явлений, как пробои, искрения и т. д. Поэтому при дальнейшем рассмотрении принято предположение о достаточно малых изменениях от периода к периоду как параметров генератора, так и длительности рассматриваемых временных интервалов.

Найдем зависимости неустойчивости времени задержки в k -м звене генератора от неустойчивости параметров для двух режимов: режима с обратным насыщением и режима без обратного насыщения.

Время задержки k -го звена состоит из двух интервалов: интервала $T_{1(k)}$, равного длительности замкнутого состояния $(k-1)$ -го ключа, в течение которого происходит заряд конденсатора k -го звена, и интервала $T_{2(k)}$, измеряемого от момента размыкания $(k-1)$ -го ключа до момента насыщения сердечника k -го переключающего дросселя.

Таким образом, время задержки k -го звена равно

$$T_{0(k)} = T_{1(k)} + T_{2(k)}. \quad (8.23)$$

Длительность интервала $T_{1(k)}$ в силу вентильного характера $(k-1)$ -го ключа, определяется уравнением

$$i_{(k-1)}(T_{1(k)}) = 0, \quad (8.24)$$

где $i_{(k-1)}(t)$ — ток через замкнутый $(k-1)$ -й ключ.

Длительность интервала $T_{2(k)}$ связана с длительностью $T_{1(k)}$ и другими параметрами уравнением, описывающим закон изменения индукции. Для режима с обратным насыщением оно имеет вид

$$\int_0^{T_{1(k)}} u_{C_k}^{(2)}(t) dt + \int_0^{T_{2(k)}} u_{C_k}^{(2)}(t) dt = \Delta B_k N_k A_k. \quad (8.25)$$

Таким образом, длительность процессов в k -м звене в этом режиме определяется уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= T_1 + T_2, & (a) \\ i(T_1) &= 0, & (b) \\ \int_0^{T_1} u^{(1)}(t) dt + \int_0^{T_2} u^{(2)}(t) dt &= \Delta BNA. & (в) \end{aligned} \right\} \quad (8.26)$$

В системе (8.26) и дальше индекс k для краткости опущен. Будем для общности считать, что искомые длительности T_0 , T_1 и T_2 зависят от n параметров: $y_1, y_2, \dots, y_n$. Если эти параметры изменятся и станут равными $y_1 + \Delta y_1; y_2 + \Delta y_2; \dots; y_n + \Delta y_n$, то соответственно изменятся на величины $\Delta T_0, \Delta T_1$ и ΔT_2 длительности интервалов T_0, T_1 и T_2 . Новое состояние, в которое рассматриваемая система переходит после изменения параметров, описывается системой уравнений:

$$\left. \begin{aligned} T_0 + \Delta T_0 &= T_1 + \Delta T_1 + T_2 + \Delta T_2, & (a) \\ i(T_1 + \Delta T_1) &= 0, & (б) \\ \int_0^{T_1 + \Delta T_1} [u^{(1)}(t) + \Delta u^{(1)}(t)] dt + & \\ + \int_0^{T_2 + \Delta T_2} [u^{(2)}(t) + \Delta u^{(2)}(t)] dt &= \Delta B'NA, & (в) \end{aligned} \right\} \quad (8.27)$$

где $\Delta B' = \Delta B + \delta^* B$ — новое значение перепада индукции.

Системы (8.26) и (8.27) служат для определения искомых величин неустойчивости $\Delta T_0, \Delta T_1$ и ΔT_2 . Полагая относительные величины неустойчивостей, равно как и вызвавшие их относительные изменения параметров, достаточно малыми, можно провести следующие преобразования. Левая часть уравнения (8.27в) преобразуется с помощью теоремы о среднем и упрощается на основании предположения о малости ΔT_1 и ΔT_2 . Вычитая (8.26в) из (8.27в), получаем

$$\begin{aligned} \Delta T_2 u^{(2)}(T_2) + \Delta T_1 u^{(1)}(T_1) &= - \int_0^{T_1} \Delta u^{(1)}(t) dt - \\ &- \int_0^{T_2} \Delta u^{(2)}(t) dt + \delta^* BNA, \end{aligned} \quad (8.28)$$

Уравнения (8.266) и (8.276), определяющие длительность T_1 , решены в предыдущих главах. Например, для входного контура и первого звена решениями их являются соответственно (7.13) и (7.52). Эти решения можно представить в виде

$$T_1 = f(y_1, y_2, \dots, y_n). \quad (8.29)$$

Здесь $y_1, y_2, \dots, y_n$ — параметры, определяющие длительности интервалов. Для достаточно малых изменений этих параметров, заменив приращение функции ее дифференциалом в уравнении (8.28), (8.276) и (8.266), получим систему:

$$\left. \begin{aligned} \Delta T_0 &= \Delta T_1 + \Delta T_2, & (a) \\ \Delta T_1 &= \sum_{i=1}^n \frac{\partial T_1(y_1, y_2, \dots, y_n)}{\partial y_i} \Delta y_i, & (б) \\ \Delta T_2 u^{(2)}(T_2) + \Delta T_1 u^{(1)}(T_1) &= \sum_{i=1}^n \left[\int_0^{T_1} u^{(1)} dt + \right. \\ &+ \left. \int_0^{T_2} u^{(2)} dt \right] \frac{\partial B / \partial y_i}{\Delta B} \Delta y_i - \\ &- \sum_{i=1}^n \Delta y_i \int_0^{T_1} \frac{\partial u^{(1)}}{\partial y_i} dt - \\ &- \sum_{i=1}^n \Delta y_i \int_0^{T_2} \frac{\partial u^{(2)}}{\partial y_i} dt. & (в) \end{aligned} \right\} \quad (8.30)$$

Уравнения (8.30) позволяют рассчитать нестабильность времени задержки k -го звена в режиме с обратным насыщением, как функцию нестабильностей параметров генератора.

Длительность процессов в k -м звене в режиме без обратного насыщения определяется уравнениями:

$$\left. \begin{aligned} T_0 &= T_1 + T_2, & (a) \\ i(T_1) &= 0, & (б) \\ \int_0^T u_c(t) dt &= 0. & (в) \end{aligned} \right\} \quad (8.31)$$

Система (8.31) отличается от системы (8.26) третьим уравнением. Уравнения (в) описывают процесс перемагничивания, который в рассматриваемых режимах протекает различно.

После преобразований, аналогичных проделанным выше, можно получить систему для определения изменения длительности процессов:

$$\left. \begin{aligned} \Delta T_0 &= \Delta T_1 + \Delta T_2, \\ \Delta T_1 &= \sum_{i=1}^n \frac{\partial T_1}{\partial y_i} \Delta y_i, \\ \Delta T_2 + \Delta T_1 \frac{u^{(1)}(T_1) - u^{(4)}(T_4)}{u^{(2)}(T_2) - u^{(4)}(T_4)} &= \\ &= - \sum_{i=1}^n \frac{\int_0^{T_1} \frac{\partial u^{(1)}}{\partial y_i} dt + \int_0^{T_2} \frac{\partial u^{(2)}}{\partial y_i} dt + \int_0^{T_4} \frac{\partial u^{(4)}}{\partial y_i} dt}{u^{(2)}(T_2) - u^{(4)}(T_4)} \Delta y_i, \end{aligned} \right\} \quad (8.32)$$

где T_4 — длительность интервала восстановления; T_1 — длительность интервала, полученная в результате решения уравнения (8.31б) для рассматриваемого режима.

Расчетные соотношения для определения неустойчивости времени задержки. Задача определения изменения длительности процессов в звеньях генератора при изменении его параметров решена выше в общем виде. С помощью найденных уравнений можно получить расчетные соотношения для определения изменения длительности процессов в интересующем нас режиме. Эти выражения дадут возможность определить неустойчивость времени задержки по известным величинам неустойчивости параметров генератора, позволяя оценить влияние изменения различных параметров на неустойчивость задержки и на основании этой оценки предъявить требования к стабильности отдельных параметров. В качестве примера рассмотрим получение расчетных соотношений для неустойчивости времени задержки в генераторе с ключом во входном контуре.

Рассмотрим режим с обратным насыщением, который наиболее широко используется в генераторах с синхронизацией. Искомые изменения длительности процессов во входном контуре в рассматриваемом режиме можно определить из (8.30), если подставить соответствующие выраже-

ния для $u_{C1}^{(1)}(t)$, $u_{C1}^{(2)}(t)$, T_1 и T_2 (§ 7.1). Изменения длительности процессов во входном контуре генератора могут быть при этом записаны в виде следующих зависимостей.

1. Зависимость изменения длительности интервала $T_{0(1)}$ от изменения напряжения питания

$$\Delta T_{0(1)} \left(\frac{\Delta E}{E} \right) = -\frac{\pi}{\omega_1} \left[\frac{1+\delta}{\pi\delta} M + \frac{1+\kappa_2(1+\delta)}{1+\delta-\frac{4}{\pi}(1-\delta)M-\pi\kappa_2M} \right] \frac{\Delta E}{E}, \quad (8.33)$$

где $\kappa_2 = \frac{T_{2(1)}}{\pi/\omega_1}$; $M = \frac{I_b \omega_1 L}{E}$; δ — декремент входного контура.

2. Зависимость изменения длительности интервала $T_{0(1)}$ от изменения тока подмагничивания I_b

$$\Delta T_{0(1)} \left(\frac{\Delta I_b}{I_b} \right) = \frac{\pi}{\omega_1} \left[\frac{1+\delta}{\pi\delta} M + M \frac{\frac{\pi\kappa_2^2}{2} + \frac{4}{\pi}(1+\delta)\kappa_2 + \frac{4}{\pi} \frac{1-\delta}{1+\delta} - \frac{1+\delta}{\pi\delta}}{1+\delta-\frac{4}{\pi}(1-\delta)M-\pi\kappa_2M} \right] \frac{\Delta I_b}{I_b}. \quad (8.34)$$

3. Зависимость изменения длительности интервала $T_{0(1)}$ от изменения перепада индукции в сердечнике дросселя L_1

$$\Delta T_{0(1)} \left(\frac{\delta^* B}{\Delta B} \right) = \frac{\pi}{\omega_1} \left[\frac{1+\frac{1+\delta}{\pi\delta} M - \frac{4}{\pi} \frac{1-\delta}{1+\delta} M + \kappa_2(1+\delta)}{1+\delta-\frac{4}{\pi}(1-\delta)M-\pi\kappa_2M} \right] \frac{\delta^* B}{\Delta B}. \quad (8.35)$$

4. Зависимость изменения длительности интервала $T_{0(1)}$ от изменения частоты входного контура ω_1

$$\begin{aligned} \Delta T_{0(1)} \left(\frac{\Delta \omega_1}{\omega_1} \right) = & -\frac{\pi}{\omega_1} \left[\frac{\delta + \frac{4}{\pi^2}(1-\delta) - (1+\delta)\kappa_2 - \pi M \kappa_2 - \frac{2}{\pi} M \frac{(1-\delta)(2\delta-1)}{\delta}}{1+\delta-\frac{4}{\pi}(1-\delta)M-\pi\kappa_2M} \right] \times \\ & \times \frac{\Delta \omega_1}{\omega_1}. \end{aligned} \quad (8.36)$$

Подставив $\frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} \approx -\frac{\Delta C_1}{2C_1}$, получим зависимость $\Delta T_{0(1)} = f(\Delta C_1)$. Полученные выше выражения определяют нестабильность времени задержки во входном контуре. К ней добавляется нестабильность, обусловленная остальными звеньями.

Зависимость изменения длительности процессов в k -м звене генератора при изменении E имеет вид

$$\Delta T_{0(k)} \left(\frac{\Delta E}{E} \right) = -\frac{\pi}{\omega_k} \left[\frac{1 + (1 + \delta_k) \kappa_{2(k)}}{1 + \delta_k} \right] \frac{\Delta E}{E}. \quad (8.37)$$

Сравнивая выражения (8.33) и (8.37), получаем

$$\frac{\Delta T_{0(k)}}{\Delta T_{0(1)}} = \frac{\omega_1}{\omega_k}. \quad (8.38)$$

Аналогичное соотношение вытекает из сравнения изменений длительности во входном и k -м звеньях генератора при заданном изменении емкости, индукции и других параметров.

В рационально спроектированном генераторе между собственными частотами k -го и $(k + 1)$ -го звеньев обычно выбирается соотношение

$$\frac{\omega_k}{\omega_{k+1}} = \frac{1}{5 \div 25}.$$

Поэтому из (8.38) следует вывод, что определяющими в генераторе являются изменения в длительности процессов звена, содержащего управляемый полупроводниковый ключ.

Для генератора с ключом во входном контуре, работающего в режиме без обратного насыщения сердечника переключающего дросселя L_1 , можно получить из системы (8.32) зависимости изменения интервала $T_{0(1)}$, подобные (8.33) — (8.37). Рассматриваемый режим, в частности, характеризуется зависимостью

$$\Delta T_{0(1)} \left(\frac{\Delta E}{E} \right) \approx -\Delta T_{0(1)} \left(\frac{\Delta I_b}{I_b} \right),$$

свидетельствующей о возможности взаимной компенсации влияния изменений E и I_b на изменение времени задержки.

Экспериментальная проверка полученных результатов показала, что зависимости (8.33) — (8.37) достаточно точно описывают нестабильность времени задержки, если вызывающие ее изменения параметров генератора не превышают 20%.

На рис. 8.18 представлены зависимости $\frac{\Delta T_{\Sigma}}{T_{\Sigma}} = f\left(\frac{\Delta E}{E}\right)$ (кривая 1) и $\frac{\Delta T_{0(1)}}{T_{0(1)}} = f\left(\frac{\Delta E}{E}\right)$ (кривая 2). Здесь T_{Σ} — общее время задержки генератора. Приведенные результаты измерений подтверждают, что изменение времени задержки в магнитном генераторе с ключом во входном контуре,

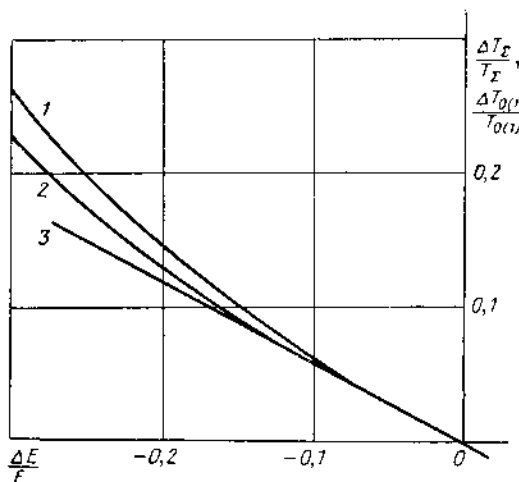


Рис. 8.18. Экспериментальные (кривые 1,2) и расчетные (кривая 3) зависимости изменения длительности задержки при изменении напряжения источника питания.

в основном, определяется изменением длительности процессов во входном контуре. На рис. 8.18 представлена также расчетная зависимость $\frac{\Delta T_{0(1)}}{T_{0(1)}} = f\left(\frac{\Delta E}{E}\right)$ (кривая 3). При $\frac{\Delta E}{E} < -0,1$ она практически полностью совпадает с экспериментальной. При $\frac{\Delta E}{E} < -0,2$ расхождение составляет менее 5%.

На рис. 8.19 приведена зависимость $\frac{\Delta T_{\Sigma}}{T_{\Sigma}} = f\left(\frac{\Delta I_b}{I_b}\right)$ (кривая 1) и расчетная зависимость $\frac{\Delta T_{0(1)}}{T_{0(1)}} = f\left(\frac{\Delta I_b}{I_b}\right)$ (кривая 2). Видно, что в режиме с обратным насыщением

изменение I_b влияет на величину ΔT_{Σ} значительно меньше, чем изменение напряжения питания E .

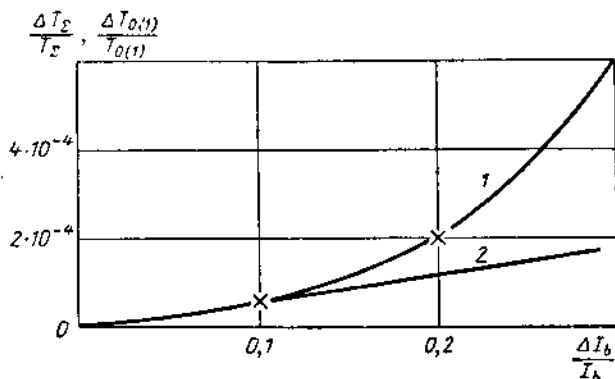


Рис. 8.19. Экспериментальная зависимость общего времени задержки ΔT_{Σ} (кривая 1) и расчетная зависимость времени задержки в контуре с ключом $\Delta T_{0(1)}$ (кривая 2) от тока подмагничивания.

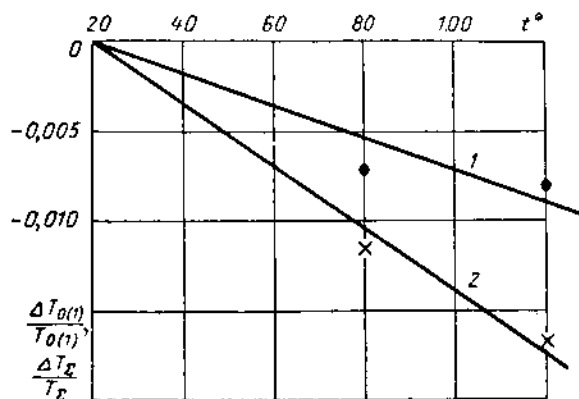


Рис. 8.20. Зависимость времени задержки от температуры сердечника дросселя:

$$1) \frac{\Delta T_{\Sigma}}{T_{\Sigma}} = f(t^{\circ}); \quad 2) \frac{\Delta T_{0(1)}}{T_{0(1)}} = f(t^{\circ}).$$

На рис. 8.20 приведена зависимость изменения времени задержки в генераторе при нагревании сердечника первого переключающего дросселя от 20 до 120° С. Расчет

по (8.35) с учетом зависимости ΔB от температуры дает величину $\frac{\Delta T_{0(1)}}{T_{0(1)}} \approx 0,02$, что хорошо совпадает с экспериментальными данными. Изменение общего времени задержки (ΔT_{Σ}) имеет несколько иной характер ввиду того, что с изменением температуры кроме ΔB изменяется также величина энергии потерь в магнитных звеньях и ряд других параметров.

Нестабильность времени задержки включения тиристоров, используемых в качестве управляемых ключей, рассмотрена в § 8.1.

Время задержки включения тиристоров лежит в пределах от долей до единиц микросекунд и в используемых на практике режимах изменяется не более чем на доли микросекунды при изменении различных параметров в широких пределах.

Таким образом, как само время задержки включения управляемого ключа значительно меньше времени задержки в звеньях генератора, так и его изменения много меньше изменений времени задержки в звеньях.

Основываясь на изложенном, можно рекомендовать следующие меры, способствующие уменьшению неустойчивости времени задержки.

1. Уменьшение длительности времени задержки, сводящееся к уменьшению длительности процессов в звене с управляемым ключом. Обеспечивается выбором управляемого ключа и режимом, при котором требуемая энергия передается через ключ импульсом минимальной длительности.

2. Стабилизация параметров генератора. Под стабилизацией источника питания понимается обеспечение постоянства напряжения на накопительном элементе, включенном до управляемого ключа, в момент замыкания последнего. Стабилизации подлежит также источник подмагничивания. Должны быть приняты меры, уменьшающие изменение температуры деталей генератора.

3. Использование взаимной компенсации влияния отдельных параметров на величину времени задержки (например, напряжения питания и тока подмагничивания в режиме без обратного насыщения).

4. Обеспечение своевременного окончания процессов перемагничивания. Это достигается выбором соответствующего режима восстановления и мерами, обеспечивающими

затухание процессов обратного перемагничивания до прихода следующего импульса синхронизации.

Схема магнитного генератора с синхронизацией. При синхронизации магнитного генератора необходимо с заданной точностью обеспечить постоянство временного интервала между импульсом синхронизации и выходным импульсом. Ввиду медленных изменений параметров генератора,

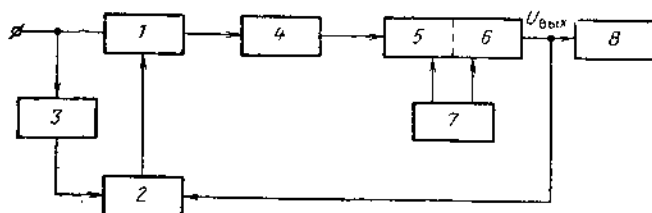


Рис. 8.21. Функциональная схема магнитного генератора импульсов с внешней синхронизацией:

1 — управляемый элемент задержки импульса синхронизации; 2 — управляющий элемент — временной дискриминатор; 3 — элемент с постоянным временем задержки; 4 — усилитель-преобразователь задержанного импульса синхронизации (в генераторах с тиристорами отсутствует); 5 — управляемый ключ; 6 — магнитные звенья генератора; 7 — источник питания; 8 — нагрузка генератора.

определяющих величину времени задержки, наиболее простое решение указанной задачи может быть получено с помощью системы автоматической подстройки временного положения выходного импульса относительно импульса синхронизации.

Функциональная схема магнитного генератора с синхронизацией приведена на рис. 8.21.

Импульс синхронизации подается на управляемый ключ через устройство с регулируемым временем задержки 1. Управление временем задержки этого устройства осуществляется напряжением рассогласования временного дискриминатора, сравнивающего временное положение выходного импульса и задержанного импульса синхронизации. Для начального совмещения импульсов, подаваемых на временной дискриминатор, служит элемент 3.

В описываемом генераторе интервал между импульсом синхронизации и импульсом на нагрузке равен

$$t_0 = t_1 + t_4 + T_{\Sigma}.$$

Здесь t_1 — время задержки элемента 1; t_4 — длительность включения элемента 4; T_Σ — время задержки магнитного генератора.

Как указывалось выше, величина T_Σ нестабильна и в процессе эксплуатации изменяется на ΔT_Σ . Включенный в цепи обратной связи временной дискриминатор 2

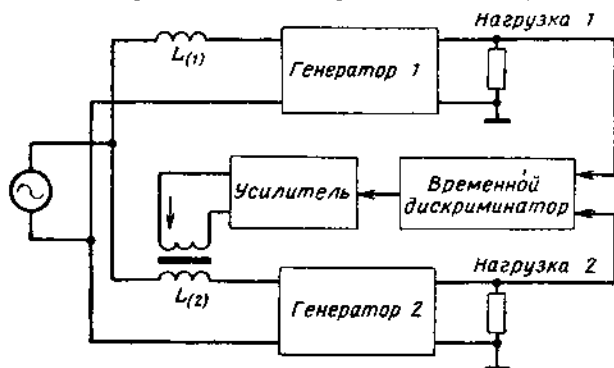


Рис. 8.22. Блок-схема системы двух синхронно работающих магнитных генераторов.

изменяет время задержки элемента 1 так, что выполняется соотношение

$$\Delta t_1 = \Delta T_\Sigma \frac{1 - k_1 k_2}{k_1 k_2},$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты преобразования элементов 1 и 2 соответственно.

Таким образом, нестабильность временного положения выходного импульса уменьшается до величины $\Delta t_0 = \frac{\Delta T_\Sigma}{k_1 k_2}$.

В генераторах с синхронизацией важно также уменьшить нестабильности времени задержки. При этом облегчаются требования к системе автоматической подстройки.

Аналогичный принцип может быть использован для обеспечения синхронной работы нескольких генераторов I вида, питаемых от одного источника.

В гл. 4 отмечалось, что временное положение импульса (фаза импульса) существенно зависит от настройки зарядного контура, в частности от индуктивности зарядного дросселя. В то же время амплитуда импульсов в режиме с одним насыщением не зависит от величины этой индук-

тивности. Поэтому, выбрав, например, в качестве регулируемого элемента зарядный дроссель, можно осуществить синхронную работу нескольких магнитных генераторов, питаемых от одного источника переменной э. д. с.

На рис. 8.22 показана блок-схема системы двух синхронно работающих импульсных генераторов. Для изменения индуктивности зарядного дросселя используется зависимость магнитной проницаемости ферромагнитного сердечника от тока подмагничивания.

8.4. РАЗРАБОТКА ВХОДНОЙ ЧАСТИ ГЕНЕРАТОРОВ II ВИДА

Выбор схемы. Основываясь на результатах гл. 7, можно сделать следующие замечания по выбору типа входной части генератора. Схема генератора с ключом во входном контуре позволяет получить более высокую мощность, чем схема с ключом в первом звене, при одинаковом типе управляемого ключа. Применение схемы с ключом в первом звене позволяет уменьшить время задержки генератора, уменьшить объем магнитных звеньев по сравнению с генератором с ключом во входном контуре. Использование схемы с тиристорным ключом в первом звене позволяет также получить более высокую частоту следования. Более детально сравнение свойств генераторов II вида проведено в гл. 7, результатами которой необходимо пользоваться при выборе схемы входной части генератора.

Выбор типа управляемого ключа и его режима. Основные соображения по выбору типа управляемого ключа изложены в § 8.1. Выбор режима управляемого ключа заключается в выборе длительности интервала T_1 , в течение которого прибор открыт. Выше отмечалось, что уменьшение длительности интервала T_1 сопровождается уменьшением времени задержки импульса и уменьшением ее нестабильности, а также позволяет уменьшить объем переключающих дросселей. Поэтому одной из задач является определение такого режима работы управляемого ключа, при котором необходимая энергия передается от источника питания через управляемый ключ импульсами минимальной длительности.

Предварительное определение оптимального (в указанном выше смысле) режима управляемого ключа проводится, как это рассмотрено в § 8.1, с помощью характери-

стик допустимого среднего тока $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$ и уравнения

$$I_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср вых}}}{\eta E}. \quad (8.39)$$

Совместное решение уравнений $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$ и (8.39) позволяет определить длительность T_1 . График зависимости $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$ строится с помощью серии графиков $I_{\text{ср доп}} = f(T_1; f; t_{\text{окр}}^{\circ})$, примерный вид которых дан на рис. 8.10. Зависимость $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$ строится для заданных техническими требованиями на разработку генератора параметров: частоты следования импульсов f и температуры окружающей среды $t_{\text{окр}}^{\circ}$.

Уточнение типа схемы. Выбор ее режима. Сравнивая полученную длительность интервала T_1 с длительностью периода T и временем восстановления $t_{\text{в}}$ тиристорного ключа, можно окончательно ответить на вопрос о правильности выбора типа схемы магнитного генератора и выбрать режим работы: режим с обратным насыщением или режим без обратного насыщения сердечника первого переключающего дросселя.

При проектировании генераторов различного типа кроме генераторов импульсов тока рекомендуется выбирать соотношение между T_1 и T :

$$T_1 < \frac{T}{3}.$$

Нарушение этого условия приводит обычно к снижению к. п. д. и повышению напряжения на управляемом ключе.

Если в ходе предварительного проектирования оказывается, что это условие нарушено, необходимо применить другой, более мощный управляемый ключ или изменить схему генератора: перейти от схемы с ключом в первом звене к схеме с ключом во входном контуре, применить схему генератора с многоканальным входом (§ 1.3)

Магнитные генераторы с ключом во входном контуре целесообразно применять, когда выполняется соотношение

$$T_1 > t_{\text{в}}.$$

В случае нарушения этого условия необходимо переходить к схеме с ключом в первом звене.

От соотношения между длительностями T_1 и T зависит и решение вопроса о выборе режима генератора: режима

с обратным насыщением или режима без обратного насыщения. Не останавливаясь на свойствах этих режимов, рассмотренных в гл. 7, приведем некоторые рекомендации, основанные на результатах гл. 7 и опыте проектирования генераторов II вида.

Режим с обратным насыщением целесообразно применять, если выполнено условие

$$T_1 \leq 0,2T. \quad (8.40)$$

В этом случае амплитуда импульса перемagnичивания может быть сделана достаточно малой по сравнению с амплитудой рабочего импульса, что соответствует малым потерям на обратное перемagnичивание, высокому к. п. д. и более низким напряжениям на ключе. При этом также достаточно просто обеспечить затухание процессов перемagnичивания.

При невыполнении условия (8.40) целесообразно использовать режим без обратного насыщения.

Выбор и расчет магнитных звеньев. Выбор типа и числа магнитных звеньев и их расчет ведется по методике гл. 6. Одна из особенностей генераторов II вида заключается в том, что выбор первого магнитного звена типа Б приводит, как указывалось в гл. 7, к увеличению напряжений на управляемом ключе. Магнитные звенья генератора II вида осуществляют сжатие, начиная от длительности процессов в течение интервала T_1 . Поэтому коэффициент заполнения ξ в соответствующих расчетных формулах гл. 6 должен быть заменен величиной

$$\xi' = \frac{t_{и}}{2T_1}. \quad (8.41)$$

Так как форма напряжения, приложенного к первому переключающему дросселю, в генераторе II вида отличается от формы напряжения в генераторе I вида, коэффициент γ_1 имеет другую величину. Для определения γ_1 служат выражения (7.18), (7.57) для различных типов генераторов и приближенное выражение (7.42).

Замечания о предварительном расчете. В ходе предварительного расчета разработчик задается рядом величин: коэффициентами $\mu_{нк}$, величиной к. п. д. генератора η ; коэффициентами передачи звеньев β_{k-1} ; k ; значениями δ и δ_2 декремента входного контура и первого звена; величиной задержки насыщения первого переключающего дрос-

селя κ_2 ; коэффициентом g_1 остаточного напряжения на конденсаторе первого магнитного звена; коэффициентом ξ , характеризующим длительность процесса обратного перемагничивания.

Правила выбора значений $\mu_{нд}$; $\beta_{k-1; k}$ приведены в гл. 6. Значения к. п. д. генератора II вида обычно лежат в пределах 0,3—0,7. Значения δ и δ_2 у большинства типов генераторов лежат в пределах 0,6—0,9. Величина κ_2 в генераторах с ключом во входном контуре выбирается равной

$$\kappa_2 = \frac{(1,2 \div 1,5) t_R}{T_1}.$$

В генераторах с ключом в первом звене обычно $\kappa_2 = 0,05 \div 0,2$.

Значение коэффициента переразряда g_1 при использовании режима с обратным насыщением берется равным $g_1 = -0,2 \div 0$. В режиме без обратного насыщения выбирают значение $g_1 = -(0,2 \div 0,5)$ (в зависимости от отношения длительностей интервалов T_1/T_4). Значение коэффициента ξ можно рекомендовать выбирать в пределах 0,2—0,6. Такое значение ξ обеспечивает достаточное затухание процессов восстановления в течение интервала T_4 . В ходе расчета величина ξ нуждается в уточнении. Оно проводится при расчете амплитуды или энергии импульса обратного перемагничивания. Напомним, что и значения других величин, выбираемых в ходе предварительного расчета, требуют в дальнейшем соответствующего уточнения.

Выше изложены общие соображения по разработке входной части генераторов II вида. В зависимости от конкретных требований к генератору решают различные задачи в ходе проектирования: задачу получения максимальной мощности генератора, задачу получения минимальных габаритов, задачу обеспечения высокой частоты следования импульсов, задачу обеспечения требуемой точности синхронизации и т. д. В каждом конкретном случае имеется свой порядок расчета генератора, хотя строится он на основе изложенных выше общих положений.

В качестве примера рассмотрим порядок расчета основных схем генераторов при решении некоторых задач.

Порядок разработки генератора с ключом во входном контуре. В генераторе этого типа можно получить наиболее высокую мощность. Рассмотрим порядок разработки генератора, если кроме

требования получения большой мощности к нему предъявлены требования обеспечения минимальных габаритов и минимального времени задержки.

При выбранном управляемом ключе мощность генератора будет максимальной, если соответствующим образом выбрать максимально допустимую величину E напряжения источника питания. Поэтому расчет проведем для случая, когда величина E подлежит определению. Требования минимальных габаритов и малого времени задержки удовлетворим соответствующим выбором длительности интервала T_1 .

Рассмотрим порядок разработки входного контура генератора в режиме с обратным насыщением.

1. Предварительно задаются величинами:

η — к.п.д. генератора;

δ — декрементом входного контура;

g_1 — коэффициентом остаточного напряжения на конденсаторе C_1 ;

ζ — коэффициентом восстановления.

2. Определяют средние значения мощности генератора:

$$P_{\text{ср вых}} = P_m t_{\text{вх}}; \quad P_{\text{ср вх}} = \frac{P_{\text{ср вых}}}{\eta}. \quad (8.42)$$

3. Решив совместно уравнение $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$, построенное в соответствии с рис. 8.10, и уравнение

$$I_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср вх}}}{U_{\text{пр}}} \frac{T + \delta T_1}{T - T_1}, \quad (8.43)$$

где $U_{\text{пр}}$ — рабочее значение прямого напряжения управляемого ключа, определяют приближенное значение длительности интервала T_1 .

Уточнить величину T_1 можно после определения величины E напряжения питания.

4. Определяют величины:

$$\kappa \approx \frac{T}{T_1}, \quad \kappa_2 = (1,2 \div 1,5) \frac{t_{\text{в}}}{T_1}, \\ \kappa_4 = \kappa - \kappa_2 - 1. \quad (8.44)$$

5. Рассчитывают параметр M по формуле, полученной из (7.15):

$$M = 2 \frac{1 + (1 + \delta) \kappa_2 + g_1 \zeta \kappa_4 (1 + \delta)}{\pi \zeta^2 \kappa_4^2 + 2 g_1 \zeta \kappa_4 \kappa_2 - 2 \frac{1 + \delta}{\pi \delta}}. \quad (8.45)$$

6. Оценивают величину потерь на обратное перемагничивание. Расчетное соотношение для этой цели получено из (7.19)

$$\frac{W_{\text{п}}}{W_{C_1}} \approx \left[\frac{\pi M \zeta \kappa_4 - g_1 (1 + \delta)}{1 + \delta} \right]^2. \quad (8.46)$$

При необходимости уменьшить величину потерь увеличивают значения ζ и $|g_1|$, которыми задавались, приступая к разработке.

7. Определяют напряжение E источника питания по формуле, полученной из (7.23):

$$E = \frac{U_{\text{пр}}}{1 - g_1 (1 + \delta) + \pi M \zeta \kappa_4}. \quad (8.47)$$

8. По графику $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$ и уравнению

$$I_{\text{ср}} = \frac{P_{\text{ср вх}}}{E} \quad (8.48)$$

уточняют значение T_1 ; после чего повторно уточняют значение параметров κ_k , M , E (п.п. 4, 5 и 7).

9. Выражения (7.13), (7.19), (7.20), (7.25) и (7.26) служат для определения основных параметров генератора:

$$C_1 = \frac{P_{\text{ср вх}}}{fE^2[1 + \delta + \pi M]}, \quad (8.49)$$

$$\omega = \frac{\pi}{T_1} \left(1 + \frac{1 + \delta}{\pi \delta} M \right), \quad (8.50)$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_1}, \quad (8.51)$$

$$I_b = \frac{ME}{\omega L}. \quad (8.52)$$

10. Выражения (7.19) служат для определения напряжения U_{1m} и U_1 на конденсаторе C_1 .

Уточнение величин, задаваемых в ходе предварительного расчета. Уточнение может быть проведено по приведенным в гл. 6 и 7 расчетным формулам или экспериментально на макете.

Потери во входном контуре учитываются введением эквивалентного последовательного сопротивления r потерь. Используя r , рассчитываем декремент входного контура:

$$\delta = e^{-\frac{\pi r}{2\omega L}}. \quad (8.53)$$

Экспериментально декремент входного контура может быть определен, если известна величина E напряжения источника питания и величина U_{1m} амплитуды напряжения на конденсаторе C_1 :

$$\delta \approx \frac{U_{1m}}{E} - 1. \quad (8.54)$$

Коэффициент g_1 рассчитывается по (7.9). Достаточную для практики точность дает приближенное выражение

$$g_1 = \frac{\lambda_2 - \delta_2}{1 + \lambda_2}. \quad (8.55)$$

Расчет коэффициента полезного действия генератора, коэффициентов передачи звеньев и других параметров ведется по правилам, изложенным в гл. 6 и 7.

Рассмотрим порядок разработки входного контура генератора в режиме без обратного насыщения. Предварительное определение параметров схемы и длительности интервала T_1 и других интервалов (κ_k) в этом режиме выполняются так же, как при расчете режима с обратным насыщением. Коэффициент g_1 в этом случае выбирают

несколько большим по абсолютной величине. Далее, по (7.29) рассчитывают M , по (7.30) определяют $z = 1 - \frac{U_{01}}{E}$, по (7.38) — напряжение источника питания $E = U_{пр}/z$, где $U_{пр}$ — рабочее значение прямого напряжения управляемого ключа. И, наконец, по графику уравнения $I_{ср доп} = f(T_1)$ и уравнению $I_{ср} = \frac{P_{ср вх}}{E}$ уточняют значение T_1 . Если значение T_1 отличается от определенного предварительно, повторяют вычисления.

После этого рассчитывают параметры:

$$C_1 = \frac{P_{ср вх}}{f E^2 [(1 + \delta) z + \pi M]}, \quad (8.56)$$

$$\omega = \frac{\pi}{T_1} \left(1 + \frac{1 + \delta}{\pi \delta} \frac{M}{z} \right), \quad (8.57)$$

$$L = \frac{1}{\omega^2 C_1}, \quad (8.58)$$

$$I_b = \frac{ME}{\omega L}. \quad (8.59)$$

Для определения напряжения на конденсаторе C_1 используют выражения (7.31), (7.32). Дальше разработка ведется, как и для ранее рассмотренного режима.

При экспериментальном уточнении величин, выбираемых при предварительном расчете, для уточнения δ поступают следующим образом. Измеряют величины E , U_{01} и U_{1m} . Определяют коэффициент $z = 1 - \frac{U_{01}}{E}$ и, наконец, декремент входного контура

$$\delta = \frac{1}{z} \left(\frac{U_{1m}}{E} - 1 \right). \quad (8.60)$$

Порядок разработки генератора с ключом в первом звене. В качестве примера рассмотрим порядок разработки генератора, построенного по схеме рис. 7.5, а, если требуется обеспечить минимальное время задержки в генераторе с внешней синхронизацией. Чтобы удовлетворить этому требованию, необходимо обеспечить режим с минимальной длительностью интервала T_1 . Для генератора с внешней синхронизацией выберем режим с обратным насыщением сердечника первого переключающего дросселя.

Полагаем, что заданы (известны) следующие параметры:

U_m — амплитуда выходного импульса;

R_n — сопротивление нагрузки;

t_n — длительность выходного импульса;

f — частота следования импульсов;

E — напряжение источника питания.

1. При проведении предварительного расчета задаются значениями следующих параметров:

η — к. п. д. генератора;

δ ; δ_2 — декрементами входного контура и первого звена соответственно;

ξ — коэффициентом, характеризующим длительность обратного перематничивания;

κ_2 — задержкой насыщения дросселя L_2 ;

g_2 — коэффициентом остаточного напряжения на конденсаторе C_2 .

Порядок этих величин указан выше (стр. 328).

2. Определяют средние значения мощности генератора

$$P_{\text{ср вых}} = \frac{U_m^2}{R_H} t_{\text{нф}},$$

$$P_{\text{ср вх}} = \frac{P_{\text{ср вых}}}{\eta}.$$

3. Определяют допустимую длительность интервала T_1 . Для этого используют уравнение

$$I_{1 \text{ ср}} = \frac{P_{\text{ср вх}}}{E}$$

и заданное графически уравнение $I_{\text{ср доп}} = f(T_1)$.

4. Определяют относительные длительности интервалов

$$\kappa \approx \frac{T}{T_1} \quad \text{и} \quad \kappa_4 = \kappa - 1 - \kappa_2.$$

5. Выбирают предварительное значение коэффициента z остаточного напряжения на конденсаторе C_1 , при котором происходит надежное выключение тиристора. Производят предварительное определение значения отношения λ_2 емкостей конденсаторов, обеспечивающего выбранную величину z . Возможны 2 случая.

1-й случай. Зарядный дроссель L с насыщающимся сердечником. Расчет ведется следующим образом:

а) задаются значением параметра $z = 1 - \frac{U_{01}}{E}$. Рекомендуемые значения $z = 1,2 \div 2$;

б) определяют из (7.30) ориентировочное значение λ_2

$$\lambda_2 = \frac{1 + \delta_2 - z(1 - \delta\delta_2)}{z(1 + \delta)}. \quad (8.61)$$

2-й случай. Индуктивность L входного контура линейна. Порядок расчета следующий:

а) определяют значение U_{01} , для чего используют составленное с помощью (7.44) уравнение $u_{C1}^{(0)}(T_{02}^*) = 0$. При этом выбирают $T_{02}^* = (1,2 \div 1,5) t_R$;

б) определяют коэффициент z ;

в) определяют предварительное значение λ_2 по (8.61).

6. Рассчитывают параметр M по (7.55)

$$M = \frac{(1 + \lambda_2)(1 + \delta)(1 - \kappa_2(1 + \delta_2) + g_2(1 + \delta_2)\kappa_H)}{\frac{\kappa_2^2 + \kappa_H^2}{2} a + g_2\kappa_H(1 - \delta\delta_2 + a\kappa_2) + \Theta},$$

где

$$\Theta = a \frac{0,5 + \frac{\lambda_2}{\pi^2}(1 + \delta_2)}{1 + \lambda_2} - \frac{\lambda_2\delta}{1 + \lambda_2};$$

$$\kappa_H = \zeta\kappa_2;$$

$$a = 1 + \lambda_2 + \delta(\lambda_2 - \delta_2).$$

7. Уточняют по (7.60) значение коэффициента z .

8. Используя (7.58), (7.59), (7.61), определяют величины, напряжений U_1 , U_{01} , U_2 .

9. Проверяют условие надежного выключения тиристора

$$U_{01} - u_{C_2}^{(4)}(T_{02}^*) < 0. \quad (8.63)$$

Если условие (8.63) не выполняется, необходимо увеличить значение z , выбираемого в п. 5, и проделать повторно п. п. 5—9 расчета.

10. Рассчитывают параметры:

$$C_2 = \frac{P_{ср\text{ вх}}}{fE^2\lambda_2z(1 + \delta)}, \quad (8.64)$$

$$C_1 = \lambda_2 C_2, \quad (8.65)$$

$$\omega_2 = \frac{\pi}{T_1} \left(1 + \frac{1 + \delta_2}{\pi\delta_2} \frac{\lambda_2}{1 + \lambda_2} \frac{M}{1 + z\delta} \right), \quad (8.66)$$

$$L_1 = \frac{C_1 + C_2}{\omega_2^2 C_1 C_2}, \quad (8.67)$$

$$I_b = \frac{ME}{\omega_2 L_1}. \quad (8.68)$$

11. Рассчитывают входной контур с зарядным дросселем с насыщающимся сердечником (схема рис. 7.7).

В этой схеме длительность заряда конденсатора C_1 равна

$$T'_{01} = T - T_1 - \frac{1 + \delta}{\delta} T_{02}^*. \quad (8.69)$$

Частота заряда $\omega = \pi/T'_{01}$. Индуктивность входного контура (индуктивность насыщенного дросселя входного контура) $L \approx 1/\omega^2 C_1$.

При расчете дросселя L используют соотношения

$$NA \leq \frac{1}{\Delta B} (E + |V_{01}|) \left(T_{02} + \frac{T_1}{2} \right), \quad (8.70)$$

$$V_L = \frac{\mu_0 \mu_H (NA)^2}{L},$$

где ΔB — перепад индукции в сердечнике дросселя L . Необходимо выбирать $\Delta B < 0,8 (B_r + B_s)$.

Последующие этапы разработки не отличаются от соответствующих этапов разработки генератора с ключом во входном контуре. Отличается лишь порядок экспериментального определения некоторых величин.

Декременты входного контура первого звена уточняют с помощью экспериментально определенных величин напряжений U_1 , U_{01} , E и U_{2m} :

$$z = 1 - \frac{U_{01}}{E}, \quad \delta = \frac{1}{z} \left(\frac{U_1}{E} - 1 \right),$$

$$\delta_2 = \frac{z [1 + \lambda_2 (1 + \delta)] - 1}{1 + z\delta}. \quad (8.71)$$

Приведенные примеры — возможные варианты разработки входной части генераторов II вида. Общие методы разработки генераторов I и II видов изложены в гл. 6 и включают в себя разработку нескольких вариантов с последующим макетированием.

МАГНИТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ С МНОГОКАНАЛЬНЫМ ВХОДОМ

Предметом рассмотрения в данной главе являются генераторы I вида с многоканальным входом, обладающие важными свойствами. Они могут работать, в частности, с частотой следования импульсов, превышающей частоту питающего напряжения [73].

Генераторы с многоканальным входом имеют много общего с рассмотренными в гл. 1—4 одноканальными генераторами. Поэтому ниже остановимся лишь на особенностях, вытекающих из осуществления многоканального входа.

9.1. ПРИНЦИП ПОСТРОЕНИЯ И ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ

Принцип построения схем. Принцип построения генераторов с многоканальным входом рассматриваемого вида основан на следующих положениях, установленных в предыдущих главах при анализе одноканального генератора I вида.

В гл. 5 было показано [формула (5.30)], что в режиме с одним насыщением сердечника первого дросселя L_1 (рис. 9,1, а) напряжение импульса на конденсаторе второго звена C_2 равно

$$U_2 \approx \frac{I_{b1} T}{C_2}, \quad (9.1)$$

где T — период питающего напряжения; I_{b1} — ток смещения в рабочей обмотке L_1 , определяемый током подмагничивания этого дросселя.

Из этого выражения следует, что амплитуда импульсов зависит, в основном, от тока подмагничивания дросселя L_1 и не зависит от амплитуды питающего напряжения и от параметров зарядной цепи, в частности от индуктивности зарядного дросселя L .

Положение импульсов во времени оценивается в гл. 4 фазой питающего напряжения ψ в момент перехода дросселя первого звена в ненасыщенное состояние (рис. 9.1, б) Иначе величину ψ можно рассматривать как фазу импульсов, получаемых на выходе первого звена генератора.

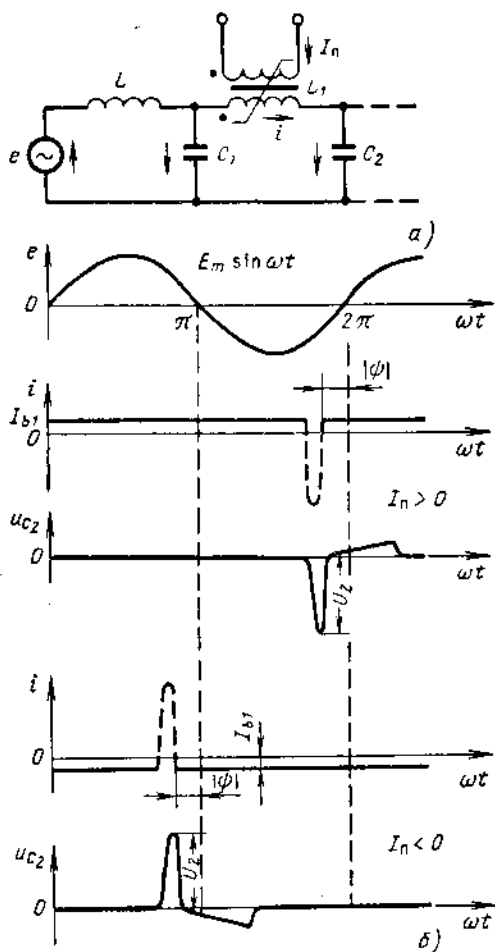


Рис. 9.1. Схема входной части генератора (а) и временные диаграммы (б).

Для фазы ψ на основании ранее полученных формул (4.28) и (4.37), пренебрегая величинами порядка $1/x_1$, можно записать следующее выражение:

$$\sin(\psi + \varphi) = -\frac{\pi M}{\beta} \left(s - \frac{d}{2\pi b} + \frac{g_1}{1 - g_1} \right), \quad (9.2)$$

где

$$M = \frac{2I_{b1}}{U_m \omega C_1}; \quad \beta = \frac{1}{\sqrt{(b^2 - 1)^2 + (bd)^2}}$$

и

$$b = \frac{1}{\omega \sqrt{LC_1}}.$$

Из (9.2) видно, что фаза импульсов существенно зависит от параметров зарядной цепи, в частности от индуктивности зарядного дросселя. Кроме того, при изменении направления тока подмагничивания на противоположное импульс сдвигается по оси времени на величину π .

Третье важное положение, используемое при построении генераторов с многоканальным входом, состоит в том, что в магнитном генераторе даже при отсутствии каких-либо вентильных элементов при соответствующих условиях обеспечивается однонаправленная передача энергии от одного конденсатора к другому.

Перейдем теперь к непосредственному рассмотрению принципа построения магнитного генератора с многоканальным входом.

Функциональная схема генератора показана на рис. 9.2. Входная часть генератора состоит из нескольких каналов, питаемых от общего источника или отдельных синхронных источников переменного напряжения. Каждый из каналов содержит зарядный дроссель и первое звено. Первые звенья подключены непосредственно к общему второму звену. Остальная часть схемы выполнена обычным образом.

Возможно построение схемы, при котором каналы объединяются в третьем или любом последующем звене. В этом случае каждый канал будет содержать больше одного магнитного звена.

При работе генератора в каждом канале вырабатывается последовательность импульсов с частотой следования, равной частоте питающего напряжения. Во втором, общем звене происходит сложение этих последовательностей. Средняя частота следования импульсов в общих звеньях и на выходе превышает частоту питающего напряжения

в m раз, где m — число каналов на входе. Естественно, что в общих звеньях и на выходе генератора импульсы должны следовать через определенные интервалы времени и мало отличаться друг от друга по амплитуде.

Необходимые временные интервалы между импульсами разных каналов, как следует из (9.2), можно обеспечить соответствующей настройкой зарядной цепи (выбором

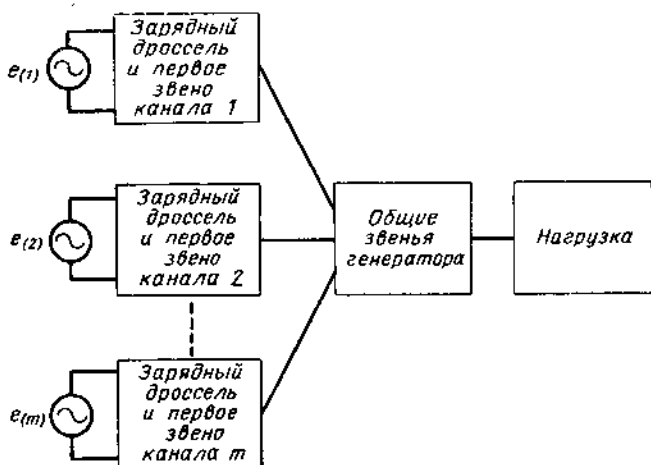


Рис. 9.2. Принцип построения генераторов с многоканальным входом.

индуктивности зарядного дросселя), выбором направления тока подмагничивания в каждом канале, а также за счет сдвига по фазе питающих каналы напряжений.

Следовательно, в общем случае такие параметры отдельных каналов как индуктивности зарядных дросселей заведомо будут различными.

При питании каналов от разных фаз многофазного источника амплитуды питающих напряжений могут также оказаться неравными. Кроме того, соответствующие параметры элементов разных каналов будут неидентичными вследствие производственных допусков, старения и зависимости их от температуры.

Все это в принципе создает трудности в обеспечении равенства амплитуд импульсов разных каналов. Однако их можно преодолеть, если осуществить в первых звеньях всех каналов асимметричный режим с одним насыщением.

В этом случае, для того чтобы импульсы разных каналов мало отличались друг от друга по амплитуде, в соответствии с (9.1) надо лишь обеспечить равенство токов подмагничивания первых дросселей. Последнее легко выполнить, если соединить обмотки подмагничивания этих дросселей последовательно.

Из сказанного следует, что только при использовании режима с одним насыщением можно осуществить эффек-

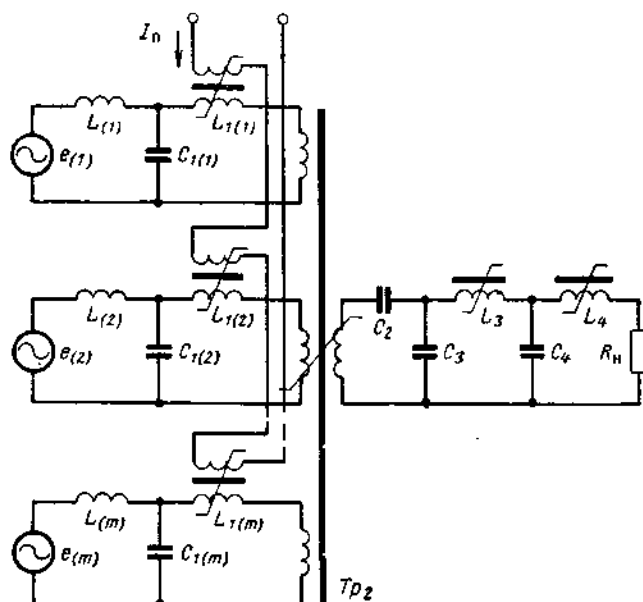


Рис. 9.3. Схема с первыми звеньями типа А.

тивные генераторы с многоканальным входом. Поэтому при разработке таких генераторов надо особо тщательно решать вопросы обеспечения режима с одним насыщением.

Полярность импульсов, вырабатываемых в каждом канале, зависит от направления тока подмагничивания (см. рис. 9.1). Применение во втором звене переключающего трансформатора с отдельными для каждого канала первичными обмотками дает возможность получить любую полярность импульсов во втором звене независимо от направления тока подмагничивания первого дросселя.

Интерес представляют два случая. Первый — в результате сложения все импульсы во втором звене имеют одинаковую полярность. Тогда и общие звенья генератора будут работать в асимметричном режиме. Второй случай — импульсы во втором звене чередуются по полярности. Тогда в общих звеньях будет иметь место симметричный режим со всеми присущими ему особенностями.

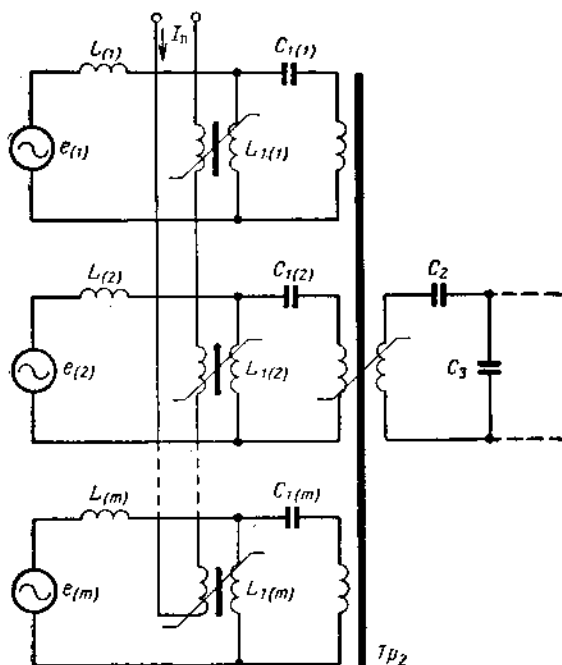


Рис. 9.4. Схема с первыми звеньями типа Б.

Остановимся теперь на схеме генератора. Первые звенья в принципе могут быть как типа А, так и типа Б. На рис. 9.3 показана схема генератора с первыми звеньями типа А, а на рис. 9.4 — с первыми звеньями типа Б. В предыдущих главах (см., например, гл. 5) было показано, что в одноканальном генераторе первое звено, как правило, целесообразно строить по схеме А. Как будет видно из дальнейшего, это положение в еще большей степени относится к генераторам с многоканальным входом.

Из рассмотренного принципа построения видно, какие новые задачи можно решить с помощью генераторов с многоканальным входом. Прежде всего оказывается возможным построить генераторы с частотой следования импульсов, превосходящей в целое, а в сочетании с делением (гл. X) и в дробное число раз частоту питающего напряжения.

В одноканальном генераторе интервалы между импульсами одинаковы. В генераторах с многоканальным входом

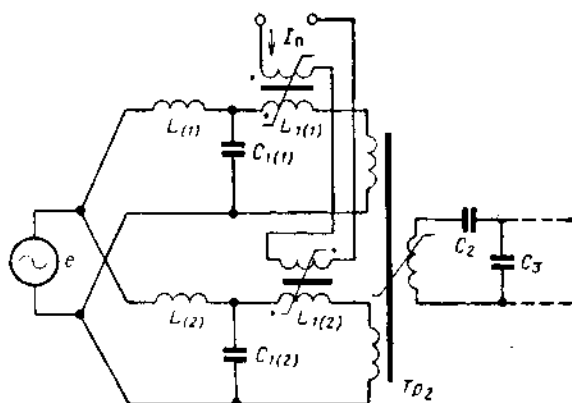


Рис. 9.5. Схема с двухканальным входом.

имеется возможность получать импульсы с периодически изменяющимися интервалами времени и тем самым осуществлять модуляцию периода или, что то же самое, быстрое качание (вобуляцию) частоты следования импульсов.

Наконец, в этих генераторах имеется возможность дискретного изменения частоты следования импульсов. Таким образом, использование генераторов с многоканальным входом позволяет существенно расширить область применения магнитных генераторов.

Рассмотрим некоторые наиболее интересные с практической точки зрения схемы генераторов с многоканальным входом.

Генератор с удвоением частоты (рис. 9.5). Схема содержит два идентичных входных канала, питаемых от общего источника переменного напряжения e . Токи подмагничивания в дросселях $L_{1(1)}$ и $L_{1(2)}$ имеют противоположные направления, благодаря чему сердечники этих дрос-

селей насыщаются в разные полупериоды питающего напряжения.

Напряжение на выходе каждого из двух первых звеньев представляет собой последовательность однополярных

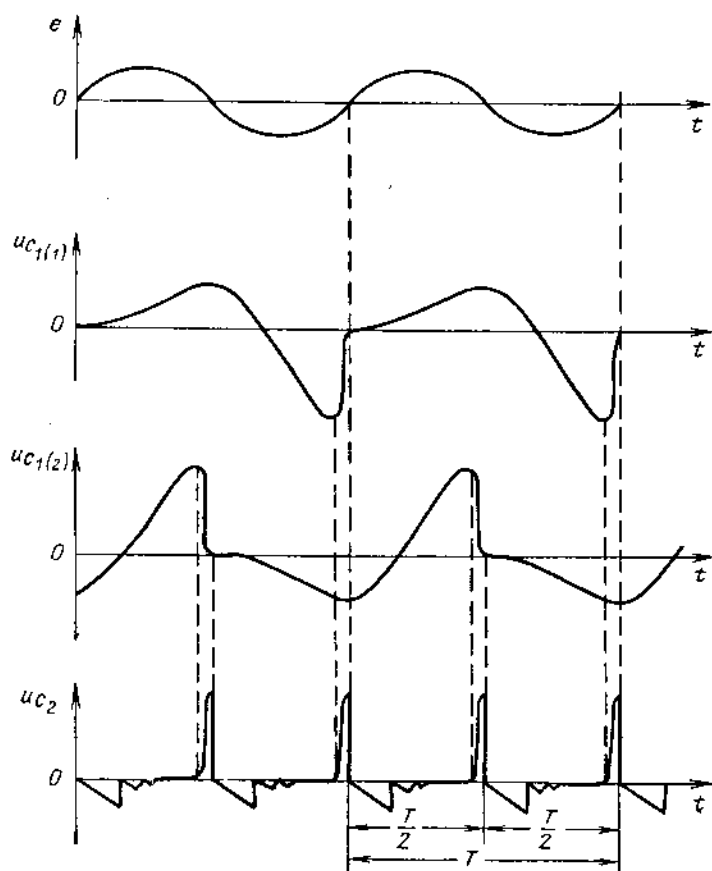


Рис. 9.6. Графики напряжений при удвоении частоты.

импульсов. Они сдвинуты на половину периода питающего напряжения. На конденсаторе второго, общего звена получается последовательность импульсов одинаковой полярности с частотой следования, вдвое превосходящей частоту питающего напряжения (рис. 9.6).

Генератор с удвоением и качанием частоты. Схема такого генератора аналогична предыдущей, но зарядные цепи каналов настроены на разные частоты. Для этого величины индуктивностей дросселей $L_{(1)}$ и $L_{(2)}$ должны

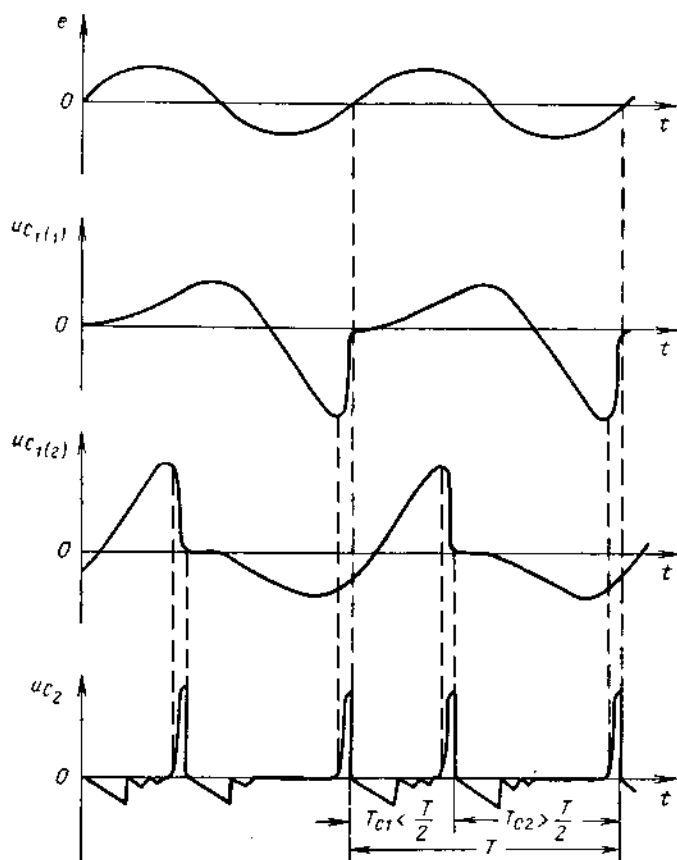


Рис. 9.7. Пояснение череспериодного качания частоты.

быть неравными. Вследствие зависимости фазы импульсов от индуктивности зарядного дросселя импульсы разных каналов сдвинуты на величину, отличную от полупериода питающего напряжения. Поэтому в общих звеньях генератора импульсы следуют через периодически изменяющиеся интервалы времени (рис. 9.7).

Генератор с учетверением частоты. При питании от трехфазного источника можно осуществить достаточно эффективную схему генератора с частотой следования, превышающей в 4 раза частоту питающего напряжения.

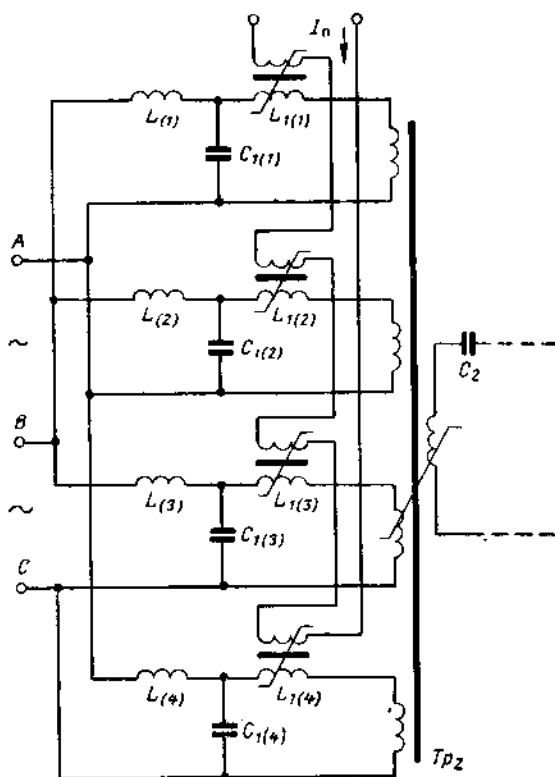


Рис. 9.8. Схема четырехканального генератора с питанием от трехфазного источника.

Схема входной части такого генератора показана на рис. 9.8. Генератор имеет четыре зарядные цепи, две из которых $L_{(1)}$, $C_{1(1)}$ и $L_{(2)}$, $C_{1(2)}$ питаются от одной фазы, а две другие $L_{(3)}$, $C_{1(3)}$ и $L_{(4)}$, $C_{1(4)}$ подключаются к оставшимся одной или двум фазам источника. Соответствующим выбором величин индуктивностей зарядных дросселей обеспечивается сдвиг моментов насыщения первых дроссе-

лей, равный четверти периода питающего напряжения или близкий к нему при необходимости качания частоты. Выбор того или иного варианта включения зарядных цепей 3-го и 4-го каналов определяется пределами качания

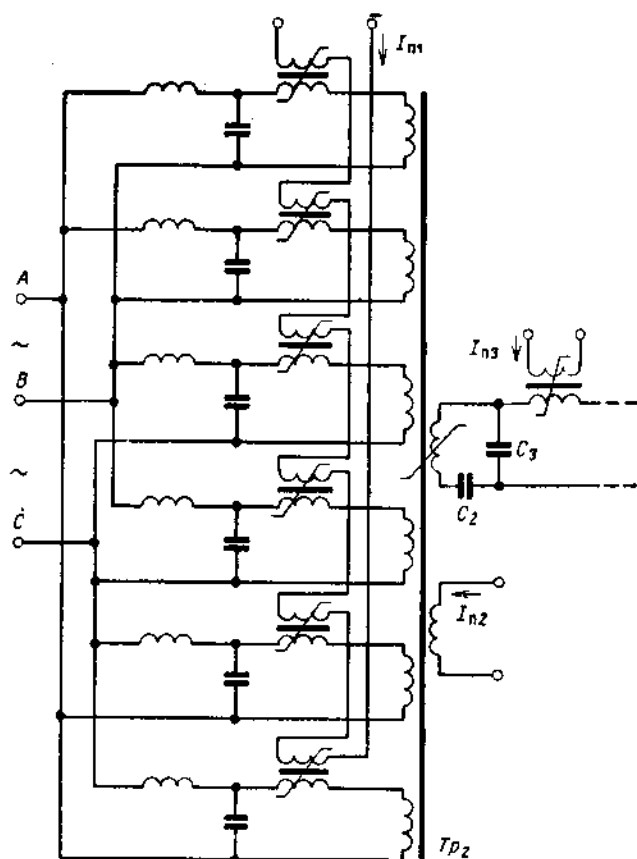


Рис. 9.9. Схема генератора с ушестерением частоты.

частоты. При отсутствии качания частоты лучшие результаты дает питание этих каналов от одной фазы.

Генератор с ушестерением частоты (рис. 9.9). Особенностью схемы ушестерения, как и вообще любой схемы с большим коэффициентом умножения, является малая скважность импульсов во втором звене при прочих равных

условиях. Это обстоятельство необходимо учитывать при выборе режима обратного перемагничивания сердечника трансформатора второго звена. Лучшие результаты в этом случае получаются при обратном перемагничивании без насыщения (см. гл. 5).

Ряд рассмотренных выше задач может быть решен на основе использования симметричного режима. Так, удвоение частоты следования получается при работе одноканального генератора в симметричном режиме. Такая схема оказывается особенно выгодной в тех случаях, когда требуется получение на выходе импульсов чередующейся полярности, а также при работе на две отдельные нагрузки.

Для учетверения частоты в [16] предложен следующий способ. Однофазное или трехфазное напряжение преобразуется в двухфазное с помощью преобразователя фаз. Двухфазное напряжение используется для питания генератора с двухканальным входом, работающего в симметричном режиме. Аналогичным образом можно осуществить ушестерение частоты при питании от трехфазного источника.

Выбор той или иной схемы определяется конкретными условиями разработки. Практика дает примеры применения и тех и других схем. Однако нельзя не отметить, что рассмотренным выше генераторам, основанным на использовании асимметричного режима, присущи такие достоинства, как:

- независимость амплитуды импульсов в режиме с одним насыщением от питающего напряжения и параметров входной части генератора и, следовательно, идентичность импульсов, получаемых от разных каналов;

- удобный способ регулирования амплитуды импульсов путем изменения тока подмагничивания дросселей первых звеньев.

Поэтому основное внимание в настоящей главе обращено на генераторы, работающие в асимметричном режиме.

Изменение частоты следования. Используя принцип многоканального входа, можно осуществить достаточно эффективные магнитные генераторы с переменной частотой следования импульсов. Действительно, наличие на входе нескольких каналов дает возможность с помощью небольшого числа переключений осуществить дискретное изменение частоты следования импульсов. Более просто это

осуществляется в случае, когда импульсная мощность остается неизменной (изменяется средняя мощность). Так, изменение частоты следования в $m/(m - k)$ раз можно получить за счет отключения k каналов.

Более сложно изменять частоту при сохранении средней мощности. Одно из решений этой задачи состоит в следующем. Если соответствующие элементы зарядных цепей и первых звеньев генератора с m -канальным входом включить параллельно друг другу, то получим схему с одноканальным входом с уменьшенной в m раз частотой следования и прежней средней мощностью.

9.2. РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Фаза импульсов. Как уже отмечалось, определенные временные интервалы между импульсами в общих звеньях и на выходе генератора обеспечиваются, в частности, соответствующим сдвигом по фазе последовательностей импульсов разных каналов.

Положение импульсов первого звена каждого канала во времени (фазу импульсов 1-го звена) мы условились оценивать фазой питающего напряжения этого канала, отсчитываемой в момент перехода первого дросселя в ненаасыщенное состояние.

Как следует из выражения (9.2), фаза импульсов ψ зависит от параметров b , M и g_1 , область изменения которых довольно значительна (см. гл. 4).

Выясним характер зависимости фазы импульсов ψ от указанных параметров. Это необходимо не только для выбора при разработке оптимальных в определенном смысле значений параметров b , M , g_1 , но и для решения вопросов об осуществимости того или иного типа генератора (с тем или иным числом каналов) и о возможных пределах качания частоты.

Следует заметить, что фаза ψ_n импульсов на выходе будет отличаться от ψ на некоторую величину $\delta\psi$, определяемую временем, необходимым для прохождения импульса по общим звеньям генератора.

Так как величина $\delta\psi$ одинакова для импульсов всех каналов, то взаимное расположение импульсов во времени будет полностью определяться фазой ψ . Поэтому для наших целей достаточно рассмотреть фазу импульсов первого звена.

Запишем выражение (9.2) в более развернутом виде

$$\sin(\psi + \varphi) = -\frac{\pi M}{\beta} \left(s - \frac{d}{2\pi b} + \frac{g_1}{1 - g_1} \right), \quad (9.3)$$

$$\cos(\psi + \varphi) > 0.$$

Здесь $\varphi = \arctg \frac{-bd}{b^2 - 1}$ ($-\pi \leq \varphi \leq 0$);

$$\beta = \frac{b^2}{\sqrt{(b^2 - 1)^2 + (bd)^2}};$$

$b = \frac{1}{\omega \sqrt{LC_1}}$ — параметр настройки зарядного контура;

$d = R \sqrt{\frac{L}{C_1}}$ — затухание контура;

$M = \frac{2I_{b1}}{E_m \omega C_1}$ — относительная величина тока смещения;

$g_1 = \frac{U_1'}{U_1}$ — относительная величина остаточного напряжения на C_1 ;

s — коэффициент, величина которого близка к 1/2.

Определим максимальный интервал значений, которые может принимать фаза ψ .

Из (9.3) следует, что $-\frac{\pi}{2} < (\psi + \varphi) < 0$ и $-\frac{\pi}{2} < \psi < \pi$.

Как показано в гл. 4, область $b < 1,0$ не представляет практического интереса. Для значений $b > 1$ получим $-\frac{\pi}{2} < \varphi < 0$ и $-\frac{\pi}{2} < \psi < \frac{\pi}{2}$.

Уже отмечалось, что изменение направления тока подмагничивания изменяет фазу на π . С учетом этого фаза ψ в принципе может принимать любые значения из интервала $-\pi < \psi < \pi$. Однако, как будет видно из дальнейшего, практически используемый интервал значений ψ значительно уже. Для более полного представления об области изменения ψ на рис. 9.10 показана зависимость ψ от b для двух значений M и d при $g_1 = 0$, полученная на основе формулы (9.3).

Рассмотрим более детально интересующий нас интервал, где $b > 1$. На рис. 9.11 приведены графики зависимости ψ от b , построенные по формуле (9.3) для различных значений M , g_1 и d .

Основной интерес для нас представляет величина приращения фазы $\Delta\psi$ при изменении b в практически используемом промежутке от 1,1 до 1,5 при некотором максимальном значении M , при котором сохраняется режим

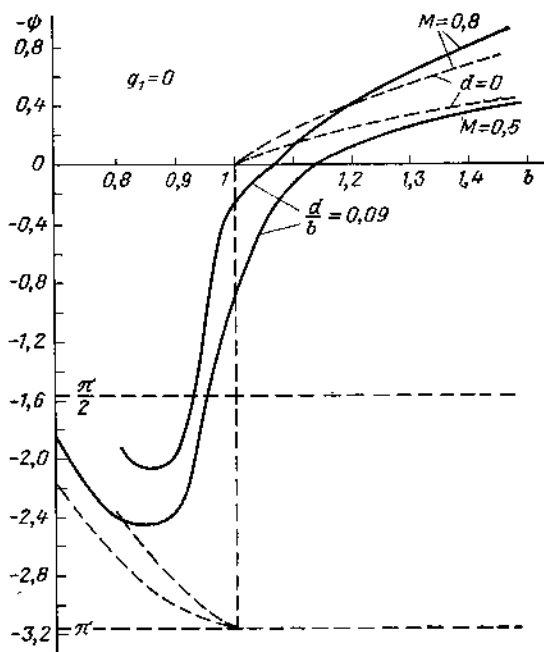


Рис. 9.10. Зависимость фазы импульсов от параметров.

с одним насыщением. Области существования режима с одним насыщением показаны на рис. 4.4—4.5.

Если задаться $M = 0,6$, $g_1 = 0$, то из данных рис. 9.11 получаем

$$\Delta\psi = \psi|_{b=1,1} - \psi|_{b=1,5} \approx 0,7.$$

Для $g_1 = -0,20$ и $M = 1,0$ $\Delta\psi \approx 0,6$.

Для $g_1 = -0,40$ и $M = 1,2$ $\Delta\psi \approx 0,3$.

На основании этих данных можно отметить следующее. В § 9.1 была рассмотрена схема генератора с учетверением частоты (рис. 9.8). Осуществима ли она в наиболее трудном случае, когда интервалы между импульсами должны

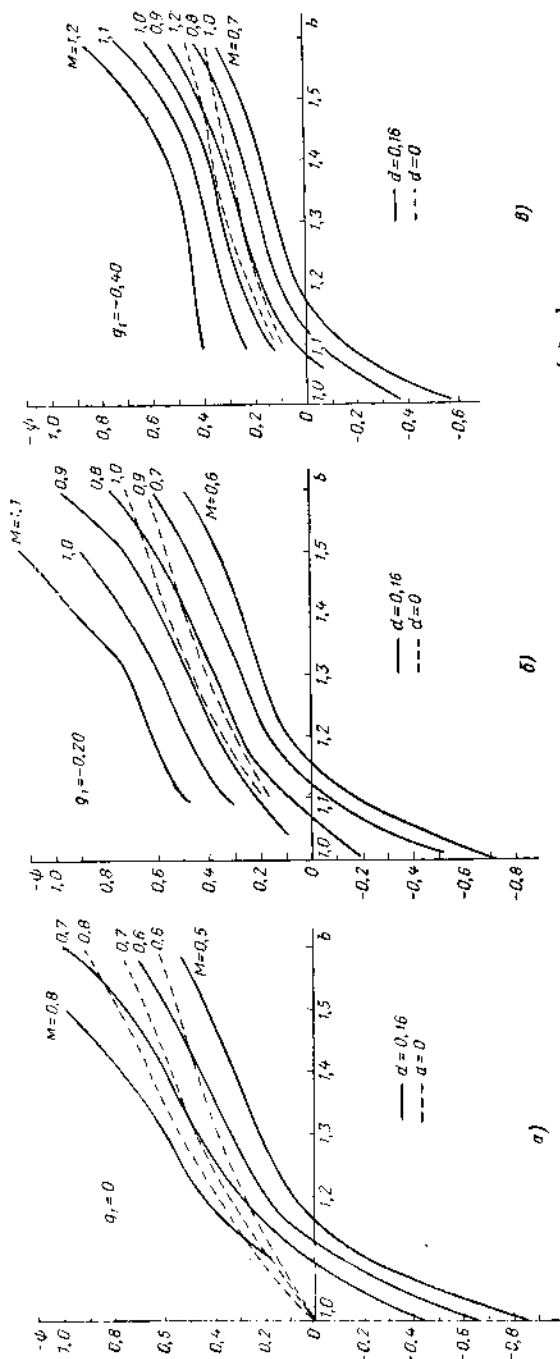


Рис. 9.11. Зависимость фазы импульсов от параметров при $b > 1$:
а) $g_1 = 0$; б) $g_1 = -0.2$; в) $g_1 = -0.4$.

быть одинаковыми и равными $\pi/2$? При питании каждой пары входных каналов от одной фазы за счет фазовых сдвигов питающих напряжений получаем следующие интервалы между соседними импульсами: $\frac{2}{3}\pi$; $\frac{1}{3}\pi$; $\frac{2}{3}\pi$; $\frac{1}{3}\pi$.

Для получения равных интервалов необходимо импульсы, вырабатываемые в одной паре каналов, сдвинуть относительно импульсов другой пары на $\pi/6$. Такой сдвиг осуществим, и в рассмотренной схеме учетверения, следовательно, можно обеспечить равные интервалы между импульсами. Если же использовать для питания схемы с учетверением частоты все три фазы, то аналогичным образом можно подсчитать, что для получения равных интервалов потребуется обеспечить сдвиг на $\pi/3$.

Для получения такого фазового сдвига пришлось бы использовать более широкий интервал значений b . Последнее приведет к сокращению области существования режима с одним насыщением, к ухудшению энергетических показателей и увеличению веса генератора (см. гл. 4, 5). Поэтому при равных интервалах между импульсами питание генератора с учетверением частоты только от двух фаз трехфазного источника является более целесообразным.

В качестве второго примера возьмем генератор с двухканальным входом (рис. 9.5), в котором кроме умножения можно осуществить быстрое качание частоты. Из приведенных на рис. 9.11 данных следует, что в этой схеме можно получить импульсы с интервалами, отличающимися приблизительно до $\pm 25\%$ от среднего значения периода следования.

Общий объем сердечников генератора. В гл. 3 было показано, что общий объем сердечников генератора с одноканальным входом существенно зависит от соотношения между объемами сердечников звеньев. При этом было установлено, что общий объем минимален при равенстве объемов сердечников всех звеньев. Рассмотрим, как обстоит дело в случае генераторов с многоканальным входом.

Для определения общего объема сердечников переключающих (насыщающихся) дросселей (трансформаторов) генератора с многоканальным входом воспользуемся выражением (3.39) для объема сердечника k -го звена, справедливым и в нашем случае:

$$V_k = \frac{2\mu_0\mu_{нk}a_k\gamma_k^2x_k^2P_{н\tau_{и}}}{(1+\lambda_{k+1})(\Delta B_k)^2\beta_k} \quad (9.4)$$

Известно, что коэффициент формы напряжения на дросселе первого звена γ_1 зависит от величины параметра настройки зарядной цепи b (см. гл. 5). В генераторе с многоканальным входом в общем случае значения параметра b , а следовательно, и γ_1 различны для разных каналов. Поэтому необходимые объемы сердечников для дросселей первых звеньев, определенные по формуле (9.4), будут неравными.

При неравных объемах сердечников первых звеньев получается некоторый выигрыш в объеме, но затрудняется производство (большее число типов элементов) и усложняется обеспечение равенства амплитуд импульсов разных каналов. Поэтому практически всегда целесообразно иметь равные объемы сердечников первых звеньев. С этой целью при расчете объема сердечника для дросселей всех первых звеньев необходимо взять наибольшее из значений γ_1 , определенных для каждого канала.

Определим общий объем сердечников. Если генератор имеет m каналов на входе и состоит из n звеньев, то общий объем его сердечников равен

$$V_{\Sigma} = mV_1 + \sum_{k=2}^n V_k. \quad (9.5)$$

Для установления зависимости общего объема от соотношения между объемами сердечников отдельных звеньев составим следующее произведение:

$$\prod_{k=1}^n V_k = \frac{(2\mu_0 P_H \tau_H)^n}{10\alpha (f\tau_H)^2} \prod_{k=1}^n \frac{\mu_{Hk} a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}, \quad (9.6)$$

в которое в качестве сомножителей входят объем сердечника первого звена только одного канала и объемы сердечников всех общих звеньев. Это выражение, естественно, не отличается от (3.81), записанного для одноканального генератора. Не повторяя изложенного при анализе (3.81), скажем, что при заданных частоте питающего напряжения и параметрах выходного импульса произведение объемов сердечников практически постоянно. Оно не зависит от соотношения между объемами отдельных звеньев, т. е.

$$\prod_{k=1}^n V_k = \text{const.} \quad (9.7)$$

Найдем, при каком соотношении между объемами сердечников отдельных звеньев общий объем, определяемый формулой (9.5), будет минимальным. С этой целью формулу для общего объема запишем в виде

$$V_{\Sigma} = m \frac{\prod_{k=1}^n V_k}{V_2 V_3 \dots V_n} + V_2 + \dots + V_n. \quad (9.8)$$

Условие экстремума запишется следующим образом:

$$\begin{aligned} \frac{\partial V_{\Sigma}}{\partial V_2} &= -m \frac{\prod_{k=1}^n V_k}{V_2^2 V_3 \dots V_n} + 1 = 0, \\ &\dots \dots \dots \\ \frac{\partial V_{\Sigma}}{\partial V_n} &= -m \frac{\prod_{k=1}^n V_k}{V_2 V_3 \dots V_n^2} + 1 = 0. \end{aligned} \quad (9.9)$$

Решив эту систему, найдем, что общий объем сердечников будет минимальным, если

$$mV_1 = V_2 = \dots = V_n. \quad (9.10)$$

Таким образом, в отличие от одноканального генератора минимум общего объема имеет место не при равных объемах сердечников всех звеньев.

Величина минимального общего объема сердечников равна

$$V_{\Sigma \text{ мин}} = n \sqrt[n]{m} \sqrt[n]{\prod_{k=1}^n V_k}. \quad (9.11)$$

При разработке генераторов выполнение условия (9.10) не всегда является целесообразным и даже возможным. Поэтому выясним, как влияет отклонение от этого условия на величину общего объема сердечников. Пусть

$$\begin{aligned} V_2 &= \xi_2 V_1 \\ &\dots \dots \dots \\ V_n &= \xi_n V_1. \end{aligned}$$

$$\text{Тогда } V_{\Sigma} = \frac{\sqrt[n]{\prod_{k=1}^n V_k}}{\sqrt[n]{\xi_1 \xi_3 \dots \xi_n}} (m + \xi_2 + \dots + \xi_n)$$

и

$$\frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = \frac{m + \xi_2 + \dots + \xi_n}{n \sqrt[n]{m \xi_2 \dots \xi_n}}. \quad (9.12)$$

Формула (9.12) дает возможность оценить превышение общего объема над минимальным, которое получается при том или ином распределении объема по звеньям.

Большой практический интерес представляет случай равенства объемов всех сердечников между собой. При этом

$$\frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = \frac{m+n-1}{n \sqrt[n]{m}}.$$

На рис. 9.12 показана зависимость общего объема от распределения его по звеньям для трехзвенного генератора

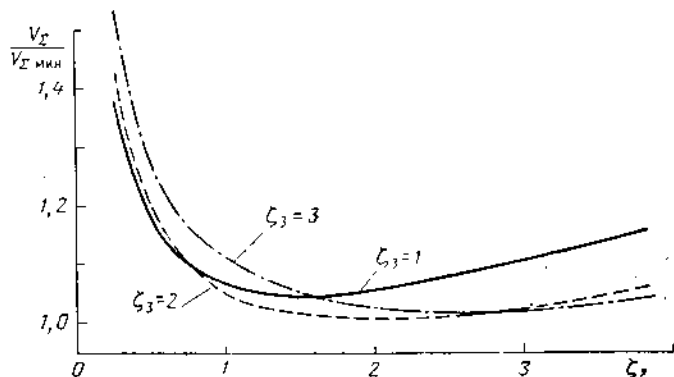


Рис. 9.12. Зависимость общего объема от соотношения между объемами сердечников.

с двухканальным входом. Из приведенных графиков видно, что довольно значительные отклонения от условия (9.10), т. е. отличия ζ_2 и ζ_3 от 2, не приводят к значительному увеличению общего объема. Это обстоятельство очень важно. Оно позволяет при разработке генератора путем соответствующего распределения объема по звеньям удовлетворить целому ряду важных требований без существенного увеличения общего объема сердечников.

Обратное перемагничивание сердечников. Обратное перемагничивание сердечников в одноканальных генераторах рассмотрено в § 5.2. Здесь обратим внимание лишь на те особенности, которые присущи генераторам с многоканальным входом. Сначала остановимся на обратном перемагничивании с насыщением сердечников.

В схеме с первыми звеньями типа А (рис. 9.3) сразу же после окончания рабочего импульса, т. е. после разряда C_2 на C_3 , через конденсатор C_2 протекает ток, равный при отсутствии подмагничивания Tr_2 сумме токов смещения дросселей всех первых звеньев, т. е. mI_{b1}/k_2 , где k_2 — коэффи-

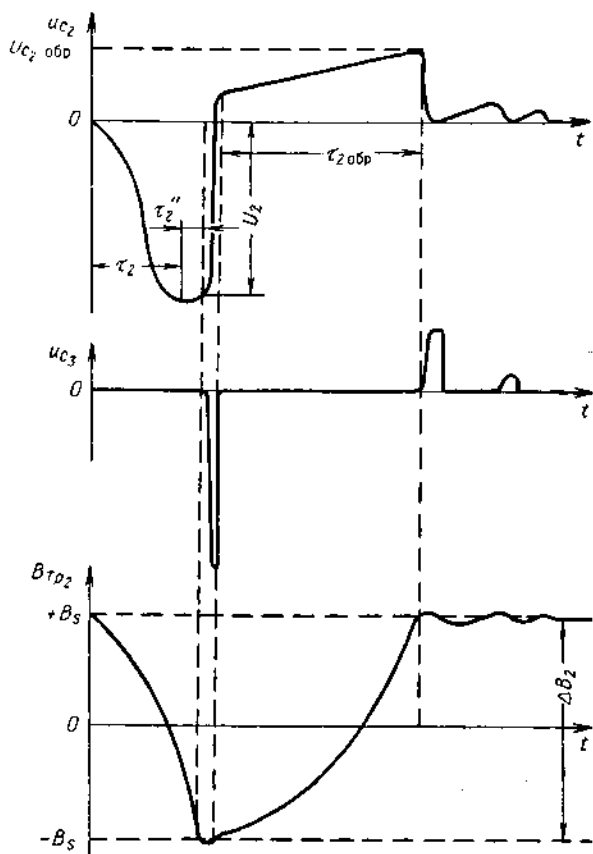


Рис. 9.13. К пояснению обратного перемагничивания сердечников.

циент трансформации трансформатора Tr_2 . Этот ток и создает импульсы обратного перемагничивания. Для генераторов с многоканальным входом важно напомнить, что напряжение на C_2 в процессе обратного перемагничивания имеет вид затухающих колебаний (рис. 9.13). Если эти

колебания не будут заканчиваться до прихода очередного рабочего импульса, то за счет начального напряжения на C_2 амплитуды импульсов на нем могут оказаться неравными даже при равенстве их в первых звеньях.

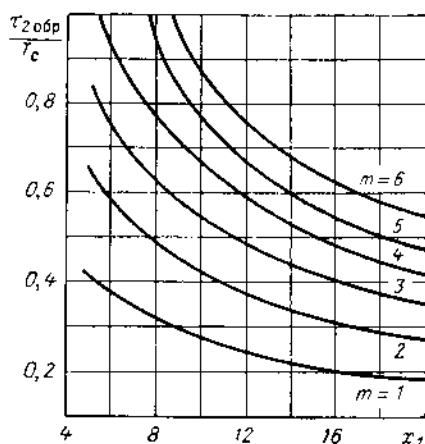


Рис. 9.14. Зависимость длительности перемагничивающего импульса от параметров m и x_1 .

В схеме с первыми звеньями типа Б импульс обратного перемагничивания на C_2 образуется за счет протекания тока через этот конденсатор, равного сумме токов конденсаторов первых звеньев, т. е. $\frac{1}{k_2} \sum_{j=1}^m i_{c1}(j)$. Как показывает расчет, направление этого тока таково, что импульс обратного перемагничивания образуется непосредственно вслед за рабочим, как и в схеме со звеньями типа А. Напомним, что в одноканальном генераторе подобный импульс получается не сразу после рабочего, а отстоит от него примерно на половину периода следования импульсов.

Для определения длительности, амплитуды и энергии импульса обратного перемагничивания в схеме с первыми звеньями типа А легко воспользоваться результатами § 5.2, полученными для одноканального генератора. На основании изложенного выше для этого достаточно в соответствующих формулах заменить I_{b1} на mI_{b1} (m — число каналов на входе).

Для выяснения особенностей рассматриваемых генераторов оценим длительность и энергию импульса обратного перемагничивания для одного из случаев, рассмотренных в § 5.2. Если остаточное напряжение на C_2 равно нулю

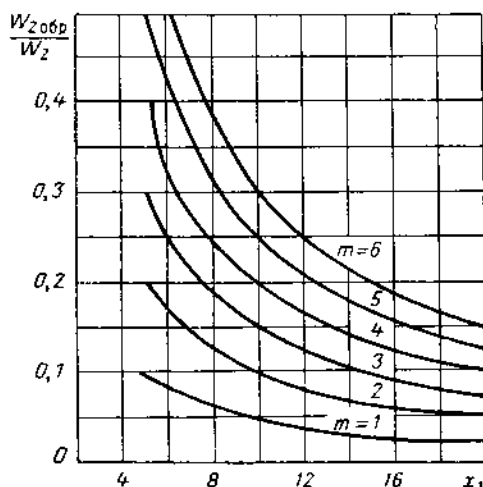


Рис. 9.15. Зависимость энергии перемагничивающего импульса от m и x_1 .

($g_2 = 0$), ток подмагничивания трансформатора Tr_2 равен нулю ($I_{b2} = 0$), задержка отсутствует ($\tau_2^* = 0$), то, используя (5.39) и (5.45), получим

$$\frac{\tau_{2обр}}{T_c} = \sqrt{\frac{m}{2x_1}}, \quad (9.13)$$

$$\frac{W_{2обр}}{W_2} \approx \frac{m}{2x_1}. \quad (9.14)$$

Здесь $T_c = T/m$ — период следования импульсов в общих звеньях и на выходе генератора.

Из (9.13) и (9.14) следует, что в генераторе с m -канальным входом относительная величина длительности импульса обратного перемагничивания в $\sqrt{m}$, а энергия этого импульса в m раз больше, чем в генераторе с одноканальным входом (рис. 9.14 и 9.15). Учитывая, что обычно $x_1 \leq 20 \div 25$ (см. § 3.2), то уже при $m > 4$ использовать

обратное перемагничивание с насыщением при $g_2 = 0$ и $I_{b2} = 0$ нецелесообразно из-за чрезмерной энергии и большой длительности импульса обратного перемагничивания.

Лучшие результаты можно получить при использовании остаточного напряжения на C_2 и подмагничивания Tr_2 , а также при обратном перемагничивании без насыщения (см. § 5.2).

Для оценки схемы с первыми звеньями типа Б ограничимся следующим замечанием. Расчеты, выполненные для ряда конкретных схем, показывают, что энергия импульса обратного перемагничивания в этом случае больше, чем в схеме со звеньями типа А. Так, например, в генераторе с двухканальным входом она приблизительно в 3 раза больше при прочих равных условиях. Кроме того, в схеме со звеньями типа Б невозможно использовать подмагничивание Tr_2 и обратное перемагничивание без насыщения.

Таким образом, в отношении использования более выгодного режима обратного перемагничивания схема с первыми звеньями типа А имеет решающие преимущества.

9.3. ОСОБЕННОСТИ РАЗРАБОТКИ ГЕНЕРАТОРОВ

Обеспечение равенства амплитуд импульсов разных каналов. В рассматриваемом случае задача обеспечения равенства амплитуд является самой важной и достаточно трудной. Для ее решения необходимо, прежде всего, обеспечить путем надлежащего расчета и наладки режим с одним насыщением во всех первых звеньях.

Значение параметра g_1 выбирается из следующих соображений. Для исключения повторного насыщения в рабочем направлении остаточное напряжение на первом конденсаторе должно быть не меньше, чем на втором. В противном случае первый дроссель сразу же после рабочего импульса окажется вновь насыщенным и режима с одним насыщением не будет. Следует иметь в виду, что на практике даже при согласовании емкостей C_2 и C_3 на втором конденсаторе через короткий промежуток времени после рабочего импульса возникает напряжение обратной полярности за счет неполного расхода энергии рабочего импульса в нагрузку. Обычно величина этого напряжения составляет не более 0,1—0,15 амплитуды рабочего импульса.

Поэтому, если $g_2 = 0$, то можно взять $g_1 = 0,1 \div 0,15$; если $g_2 \neq 0$, то $g_1 \approx g_2$. Величина остаточного напряжения на C_2 (g_2) выбирается такой, чтобы в схеме обеспечивались приемлемые параметры процесса обратного перематчивания. Конечно, к изложенным рекомендациям нужно относиться, как к ориентировочным. В процессе разработки при выборе параметра g_1 , как и рассматриваемых ниже других, многое будет зависеть от конкретных условий и требований, предъявляемых к разрабатываемому генератору.

Что касается параметра M , то его величину нужно брать возможно большей, так как с ростом M в практически реализуемых пределах коэффициент мощности растет (§ 5.3), а объем сердечников падает.

Остановимся теперь на выборе параметра настройки зарядной цепи b . В ряде схем генераторов с многоканальным входом выбор b не отличается от случая одноканального генератора. Так обстоит дело всегда, когда необходимые временные интервалы между импульсами обеспечиваются за счет фазовых сдвигов питающих каналов напряжений и полярности тока подмагничивания, и вследствие этого зарядные цепи всех каналов настраиваются на одну и ту же частоту.

Примером этого может служить двухканальный генератор с удвоением частоты.

В других случаях вопрос о выборе параметра b в рассматриваемых генераторах решается иначе, чем в одноканальных. Здесь главным является обеспечение необходимых интервалов между импульсами разных каналов. При решении конкретной задачи, используя приведенную в § 9.2 зависимость фазы импульсов, необходимо выбрать ряд наборов значений b , обеспечивающих требуемые интервалы. Затем надо сравнить эти варианты по коэффициенту мощности и объему сердечников и выбрать наилучший из них.

Однако одного только выбора значений b , M , g_1 из области существования еще недостаточно для получения режима с одним насыщением. Необходимо так рассчитать первый дроссель, чтобы максимальное значение рабочего перепада индукции не превосходило $2B_s$. В противном случае первый дроссель будет насыщаться в обоих направлениях.

На практике в ряде случаев предъявляются очень жесткие требования к стабильности амплитуды импульсов.

Например, может потребоваться относительное изменение амплитуды от импульса к импульсу не более сотых долей процента. Для генератора с многоканальным входом это означает, что различие амплитуд импульсов разных каналов не должно превышать указанную величину. Обеспечить это только за счет режима с одним насыщением не представляется возможным (см. § 5.1). Такую стабильность амплитуды импульсов можно обеспечить путем дополнительного подмагничивания первых дросселей, позволяющего регулировать амплитуду в пределах 1—2%.

Распределение общего объема по звеньям. При разработке генератора обычно заданы частота питающего напряжения и параметры выходного импульса. Этих данных достаточно для определения величины произведения объемов сердечников всех общих звеньев и одного из первых звеньев [см. формулу (9.6)]. После этого можно перейти к нахождению объемов сердечников звеньев, т. е. к распределению объема по звеньям.

От соотношения между объемами сердечников отдельных звеньев зависит общий объем, режим обратного перемагничивания и, следовательно, коэффициент полезного действия, а также другие характеристики генератора. В одноканальных генераторах часто выбирают объемы сердечников, исходя из условия минимума общего объема (гл. 6). При этом режим обратного перемагничивания оказывается обычно вполне приемлемым.

В генераторах с многоканальным входом распределение по условию минимума объема, как правило, оказывается неудовлетворительным прежде всего из-за больших потерь на обратное перемагничивание. Не всегда удается осуществить генератор даже при равенстве объемов всех сердечников. Главным в данном случае является выбор объема сердечника для дросселей первых звеньев. При использовании обратного перемагничивания с насыщением объем сердечника первого звена определяется примерно следующим образом.

Выбрав первоначально простейший способ обратного перемагничивания (трансформатор T_{p2} не подмагничен, остаточное напряжение на C_2 близко к нулю), по допустимым величинам энергии и длительности импульса обратного перемагничивания находим минимальное значение x_1 (рис. 9.14 и 9.15). Чем выше требования к стабильности амплитуды, тем короче должен быть при прочих равных

условиях импульс обратного перемагничивания. После определения x_1 по формуле (9.4) можно найти объем сердечника первого звена. Затем вычисляется произведение объемов сердечников общих звеньев. Объемы сердечников общих звеньев находятся обычным образом.

Формула (9.12) дает возможность оценить получившееся превышение общего объема над минимальным. Если общий объем окажется чрезмерно большим, то необходимо выбрать другой режим обратного перемагничивания, например такой, при котором Tr_2 подмагничен, и импульс обратного перемагничивания имеет форму, близкую к прямоугольной.

Кроме указанных выше основных факторов, при распределении объема следует иметь в виду и по возможности учесть влияние соотношения между объемами на потери в обмотках и сердечниках, а также конструктивные соображения (сложность изготовления дросселей и др.). Последнее обстоятельство является весьма важным, так как свойства переключающих дросселей, в частности надежность и технологичность, существенно зависят от конструкции обмотки, прежде всего, от числа слоев обмотки.

Распределение объема по звеньям — наиболее важный этап разработки генератора. Зависимость ряда величин (потерь в обмотках, числа слоев обмоток и др.) от соотношения между объемами сложна. Поэтому для лучшего распределения объема целесообразно проверить несколько вариантов и затем выбрать наилучший из них.

Объем этой работы, естественно, будет зависеть от опыта разработчика и конкретных требований, предъявляемых к проектируемому генератору.

Рассмотрим несколько характерных случаев распределения объема. Пусть в первом случае разрабатывается четырехзвенный генератор ($n = 4$) с двухканальным входом ($m = 2$). Параметры генератора: импульсная мощность $P_{и} = 300 \text{ кет}$, длительность импульса $\tau_{и} = 1,25 \text{ мксек}$, частота питающего напряжения $f = 450 \text{ гц}$. Найдём объёмы сердечников звеньев.

Произведение объемов в соответствии с (9.6) равно $IV_k = 686,5 \cdot 10^4 \text{ см}^{12}$. Для уменьшения потерь в сердечнике последнего звена этот сердечник возьмем меньше других, а объёмы сердечников всех остальных звеньев попробуем выбрать равными:

$$V_{1(1)} = V_{1(2)} = V_2 = V_3 = 70 \text{ см}^3, V_4 = 20 \text{ см}^3.$$

При таком распределении $\zeta_2 = \zeta_3 = 1,0$, $\zeta_4 = 0,33$ и $\frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = 1,2$, т. е. превышение над минимальным составляет 54 см^3 .

Параметры импульса обратного перемагничивания ($x_1 = 9$): $\frac{\tau_{2 \text{ обр}}}{T_c} = 0,45$, $\frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} = 0,12$. Такое распределение можно признать вполне удовлетворительным.

Во втором случае параметры трехзвенного генератора с трехканальным входом следующие: $P_n = 350 \text{ квт}$, $\tau_n = 0,7 \text{ мксек}$, $f = 450 \text{ гц}$. Предъявлены жесткие требования к стабильности амплитуды.

Произведение объемов при этих данных $PV_n = 562,5 \times 10^3 \text{ см}^9$. Для получения высокой стабильности амплитуды импульсов объем распределим так, чтобы длительность импульса обратного перемагничивания была возможно короче. С этой целью выберем $x_1 = 15$. Тогда $V_1 = 150 \text{ см}^3$, $V_2 \cdot V_3 = 3750$. Объемы сердечников второго и третьего звеньев определим, задавшись равенством их геометрических объемов (последний сердечник из более тонкой ленты и с меньшим коэффициентом заполнения). Тогда $V_2 = 75 \text{ см}^3$, $V_3 = 50 \text{ см}^3$ и $\frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = 1,6$.

Превышение объема получилось значительным, но зато длительность импульса обратного перемагничивания можно сделать малой, порядка $\frac{\tau_{2 \text{ обр}}}{T_c} = 0,2$.

В качестве еще одного примера рассмотрим пятизвенный генератор с четырехканальным входом, имеющий следующие параметры: $P_n = 3,5 \text{ Мвт}$, $\tau_n = 10 \text{ мксек}$, $f = 50 \text{ гц}$. Произведение объемов $PV_n = 48,7 \cdot 10^{15} \text{ см}^{15}$. Задаваясь величиной потерь на обратное перемагничивание порядка 10—15%, получим $V_1 = 8900 \text{ см}^3$. Геометрические объемы сердечников остальных звеньев возьмем равными. Тогда $V_2 = 1750 \text{ см}^3$, $V_3 = 1600 \text{ см}^3$

$$V_4 = V_5 = 1400 \text{ см}^3 \text{ и } \frac{V_{\Sigma}}{V_{\Sigma \text{ мин}}} = 2,9.$$

Превышение объема получилось значительным. Для уменьшения объема необходимо рассмотреть вариант с обратным перемагничиванием без насыщения сердечника.

Приведенные примеры не следует считать рецептами. Составить последние вряд ли возможно, учитывая много-

образии условий, которые могут встретиться при разработке генераторов.

Пример магнитного генератора с двухканальным входом. Для представления о деталях и габаритах генератора приведем некоторые данные одного из генераторов с двухканальным входом.

Параметры генератора: импульсная мощность $3,0 \text{ Мвт}$; длительность импульса $1,2 \text{ мксек}$; частота следования

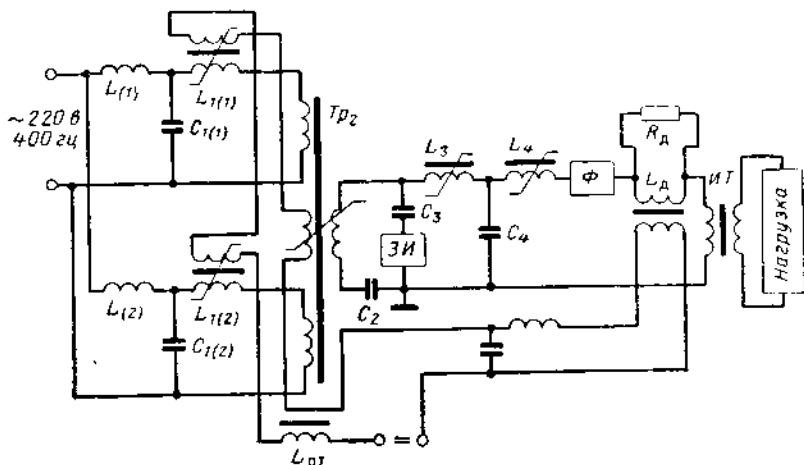


Рис. 9.16. Схема разработанного генератора.

800 гц с череспериодным качанием на $\pm 10\%$; плавная регулировка амплитуды в пределах $75\text{—}100\%$ номинального значения; питающее напряжение $220 \text{ в } 400 \text{ гц}$.

Принципиальная схема генератора показана на рис. 9.16. Генератор представляет собой четырехзвенную схему с двумя каналами на входе. Второе звено типа Б, а все остальные типа А. В третье звено включена цепь ЗИ, формирующая упрежденный запускаящий импульс.

В простейшем случае эта цепь может представлять собой резистор с небольшим сопротивлением. Однако при этом импульс будет иметь большую длительность, равную длительности разряда C_3 . Для получения короткого импульса с крутым фронтом целесообразно вместо резистора включать небольшой одновитковый дроссель с насыщенным сердечником. Последнее звено содержит резонансные контуры формирующего двухполосника Φ и элемен-

ты L_d и R_d последовательного демпфера, на сопротивлении которого рассеивается энергия импульсов обратного перемагничивания.

Необходимые фазовые сдвиги между импульсами разных каналов обеспечиваются за счет подмагничивания дросселей $L_{1(1)}$ и $L_{1(2)}$ в противоположных направлениях и выбора соответствующих величин индуктивностей дросселей $L_{(1)}$ и $L_{(2)}$. Для уменьшения амплитуды импульса обратного перемагничивания Tr_2 подмагничен постоянным током. Обмотка подмагничивания его включена последовательно с обмотками подмагничивания дросселей первых звеньев.

В звеньях генератора использованы конденсаторы типа ПКГ-И. Сердечники выполнены из материала 50НП.

Число звеньев генератора выбрано по минимуму общего веса генератора на основании данных, представленных в виде следующей таблицы.

ТАБЛИЦА 9.1

Число звеньев	3	4	5
Объем сердечников, $см^3$	4680	1920	1440
Вес сердечников, кг	38,4	15,7	11,8
Вес высоковольтных конденсаторов, кг	9	13,5	18
Вес сердечников и конденсаторов, кг	47,4	29,2	29,8

Геометрические объемы сердечников всех звеньев, кроме последнего, взяты равными. Объем сердечника последнего, четвертого, звена уменьшен по сравнению с остальными. Это позволило снизить потери в этом сердечнике и повысить максимальное значение напряженности магнитного поля в нем. Величины объемов сердечников следующие: $V_{1(1)} = V_{1(2)} = V_2 = 660 \text{ см}^3$ (50 мкм), $V_3 = 540 \text{ см}^3$ (20 мкм) и $V_4 = 180 \text{ см}^3$ (20 мкм).

Параметры входной части генератора следующие: $g_1 = -0,20$; $M = 0,9$; $b_{(1)} = 1,5$; $b_{(2)} = 1,2$. Плавная регулировка амплитуды осуществляется изменением тока подмагничивания.

ГЕНЕРАТОРЫ С ДЕЛЕНИЕМ ЧАСТОТЫ

Поскольку магнитные генераторы I вида работают в режиме вынужденных колебаний, их принципиальная особенность состоит в том, что частота следования выходных импульсов жестко связана с частотой источника питания. В гл. 4 и 5 рассмотрена работа этих генераторов в режиме основной частоты колебаний, когда частота следования импульсов равна частоте источника. Многоканальное построение схемы, которому посвящена гл. 9, дает возможность умножать частоту в целое число раз, а также получать импульсы, следующие через неравные промежутки времени. В настоящей главе рассматриваются генераторы, использующие *режим субгармонических колебаний* и существенно расширяющие возможности схем I вида. Они позволяют осуществлять деление частоты следования, а в сочетании с многоканальным построением обеспечивают получение дробного отношения между частотой следования импульсов и частотой источника. Кроме того, они оказываются эффективными и в режиме основной частоты колебаний.

10.1. ОСУЩЕСТВЛЕНИЕ РЕЖИМА СУБГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Схемы генераторов с делением частоты. При заряде первого конденсатора от источника переменной э. д. с. напряжение на конденсаторе имеет вид нарастающих колебаний. Это напряжение, будучи приложенным к обмотке первого дросселя, вызывает изменение индукции в его сердечнике, которое тоже имеет характер нарастающих колебаний. Отсюда следует, что если в какой-либо момент произошло насыщение сердечника, то приблизительно через период сердечник вновь вернется к состоянию этого насыщения. Поэтому в обычной схеме генератора I вида

сердечник первого дросселя, как правило, насыщается не менее одного раза за период. Субгармонические колебания могут наблюдаться только при достаточно малых величинах тока подмагничивания, когда режим с одним насыщением за период колебаний э. д. с. источника оказывается

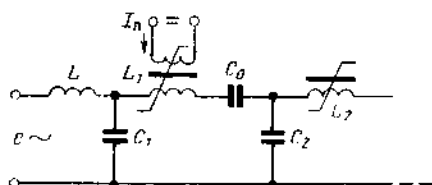


Рис. 10.1. Схема генератора с дополнительным конденсатором.

неустойчивым (рис. 4.4—4.5). Однако для практического использования режим субгармонических колебаний в обычной схеме непригоден ввиду того, что он имеет очень узкую область существования и характеризуется низким к. п. д.

Для осуществления режима субгармонических колебаний в широкой области изменения параметров и получения

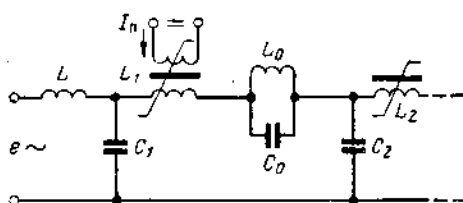


Рис. 10.2. Схема генератора с дополнительным контуром.

высокого к. п. д. генератора в этом режиме необходимо дополнительное воздействие на индукцию в сердечнике первого дросселя. С этой целью было предложено [9, 72] последовательно с рабочей обмоткой первого дросселя включать дополнительный конденсатор C_0 (рис. 10.1) или контур $L_0 C_0$ (рис. 10.2). По существу первая из этих схем является частным случаем второй, когда $L_0 = \infty$, поэтому схему, изображенную на рис. 10.2, будем называть *основной схемой генератора с делением частоты*.

В зависимости от настройки дополнительного контура и от значений других параметров в генераторе могут устанавливаться субгармонические колебания различных порядков. Рассмотрим работу генератора в симметричном и асимметричном режимах колебаний.

Симметричный режим. В симметричном режиме целесообразно применять схему рис. 10.1, не содержащую дросселя L_0 . При насыщении сердечника первого дросселя L_1 разряжается конденсатор C_1 и заряжается C_2 . Одновременно происходит и заряд конденсатора C_0 . После перехода сердечника в ненасыщенное состояние конденсатор C_0 оказывается практически изолированным от остальной части схемы, и напряжение на нем остается постоянным.

В результате этого индукция в сердечнике L_1 будет иметь две составляющие: колебательную, обусловленную колебаниями напряжения на конденсаторе C_1 , и линейно-изменяющуюся, которая вызвана постоянным напряжением на C_0 . Поэтому с каждым колебанием индукция все более удаляется от исходного значения, пока не достигнет противоположного порога насыщения. В зависимости от значений параметров это произойдет к концу либо первого, либо третьего, либо пятого полупериода. На рис. 10.3 приведены осциллограммы для установившегося режима, при котором насыщение сердечника наступает через каждые три полупериода колебаний э. д. с. источника.

Используя выпрямляющее устройство на выходе генератора, можно получить в этом режиме импульсы, частота следования которых будет в 1,5 раза меньше частоты источника.

Заметим, что в установившемся режиме конденсатор C_0 при каждом насыщении сердечника первого дросселя перезаряжается до напряжения противоположной полярности. Запасаемая им энергия практически полностью сохраняется к следующему импульсу, поэтому наличие дополнительного конденсатора не снижает к. п. д. генератора.

Асимметричный режим. Схема, изображенная на рис. 10.1, может работать и в асимметричном режиме. Однако схема рис. 10.2 в асимметричном режиме значительно эффективнее. В этой схеме режим колебаний существенно зависит от настройки контура L_0C_0 , которую будем характеризовать отношением

$$b_0 = \frac{\omega_0}{\omega}, \quad (10.1)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_0 C_0}$ — резонансная частота дополнительного контура; ω — частота источника питания.

Ниже будет показано, что для осуществления режима одного насыщения сердечника L_1 за n_0 периодов колебаний э. д. с. источника, т. е. для получения деления частоты в n_0 раз, параметр настройки должен быть равен

$$b_0 = \frac{1}{2n_0}. \quad (10.2)$$

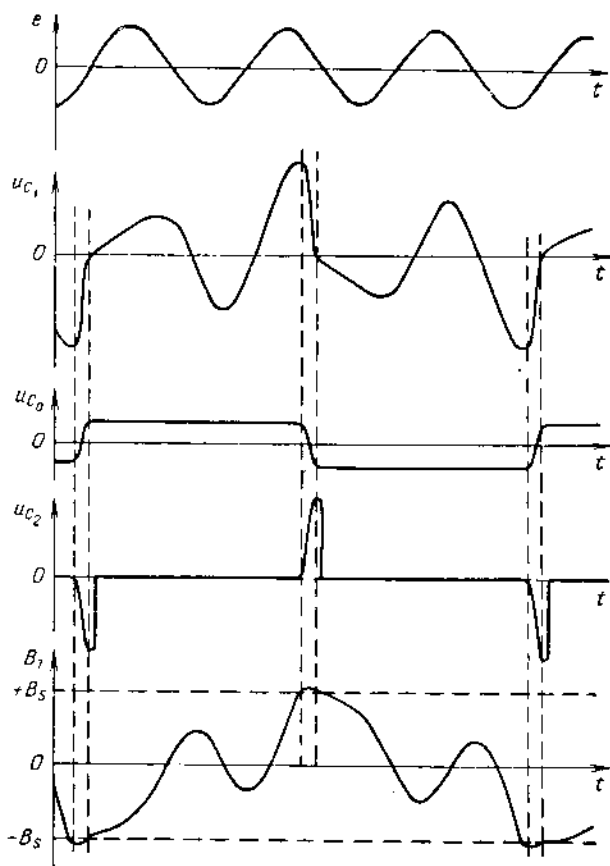


Рис. 10.3. Осциллограммы напряжений и индукции B_1 в симметричном режиме.

Рассмотрим режим установившихся колебаний. Сердечник дросселя L_1 в течение почти всего периода колебаний находится в ненасыщенном состоянии. Контур L_0C_0 практически изолирован от остальной части схемы и запасенная в нем энергия почти полностью сохраняется до очередного насыщения сердечника. Поэтому при насыщении, как и в рассмотренном выше случае, будет происходить перезаряд конденсатора C_0 одновременно с разрядом C_1 и зарядом C_2 .

В интервалах между насыщениями конденсатор C_0 перезаряжается в обратном направлении через индуктивность контура L_0 . Если настройка контура удовлетворяет равенству (10.2), то в интервале между насыщениями укладывается ровно половина периода собственных колебаний контура и напряжение на C_0 имеет форму полупериода косинусоиды (рис. 10.4). Соответственно этому дополнительная составляющая индукции B_1 будет иметь форму полусинусоиды длительностью n_0T . В сумме с основной колебательной составляющей получится кривая индукции, подобная изображенной на рис. 10.4 для случая $n_0 = 3$. В результате дополнительного воздействия со стороны контура L_0C_0 первый и второй минимумы не достигают порога насыщения ($-B_s$) и сердечник насыщается только к концу третьего периода.

Таким образом, в рассмотренном режиме сердечник первого дросселя насыщается один раз за три периода колебаний э. д. с. источника. Аналогично могут быть получены режимы деления частоты в 2, 4, 5 и другое целое число раз. В частности, возможен и режим одного насыщения за каждый период ($n_0 = 1$), причем, как будет показано, наличие дополнительного контура L_0C_0 повышает эффективность генератора.

Режим деления частоты в схемах с многоканальным входом. Мы рассмотрели два основных режима колебаний: симметричный и асимметричный с одним насыщением. Для практического использования предпочтительнее асимметричный режим, так как он обладает многими важными достоинствами. Во-первых, в этом режиме генератор вырабатывает однополярные импульсы. Во-вторых, асимметричный режим существует в достаточно широкой области изменения параметров и легко осуществим практически. В-третьих, он обладает стабилизирующим свойством: амплитуда импульсов в этом режиме зависит практически

только от величины тока подмагничивания. Это позволяет сравнительно просто осуществлять регулирование амплитуды, обеспечивать ее стабилизацию. Кроме того, стабилизирующее свойство дает возможность сочетать режим

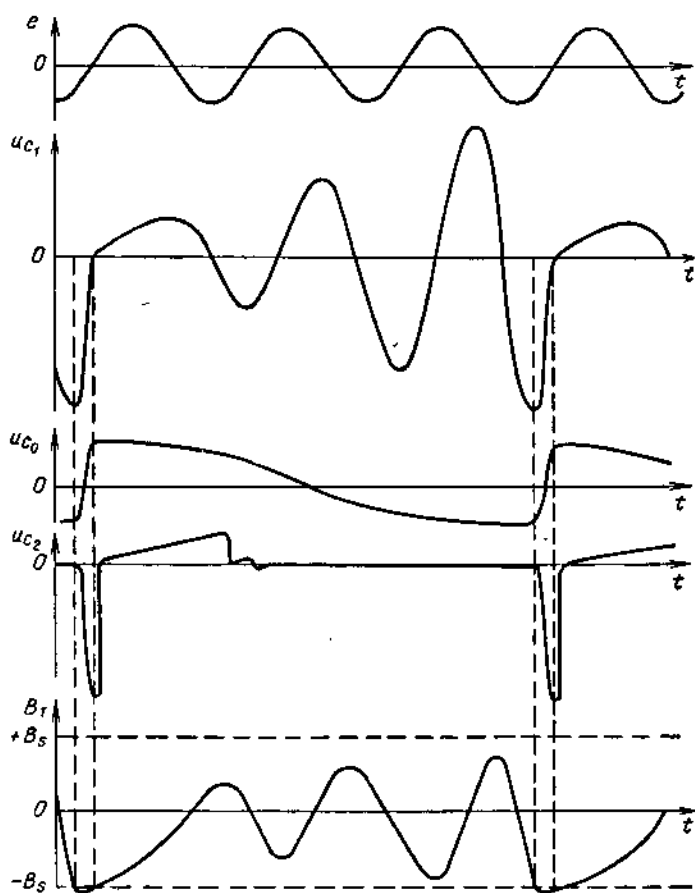


Рис. 10.4. Осциллограммы напряжений и индукции B_1 в асимметричном режиме.

деления частоты с многоканальным построением генератора (гл. 9) и тем самым получать импульсы с частотой следования, находящейся в дробном отношении с частотой источника питания.

На рис. 10.5 приведена схема генератора с трехканальным входом, каждый входной канал которой содержит дополнительный контур, настроенный так, что $b_0 = 1/4$. При этих условиях каждый входной канал работает

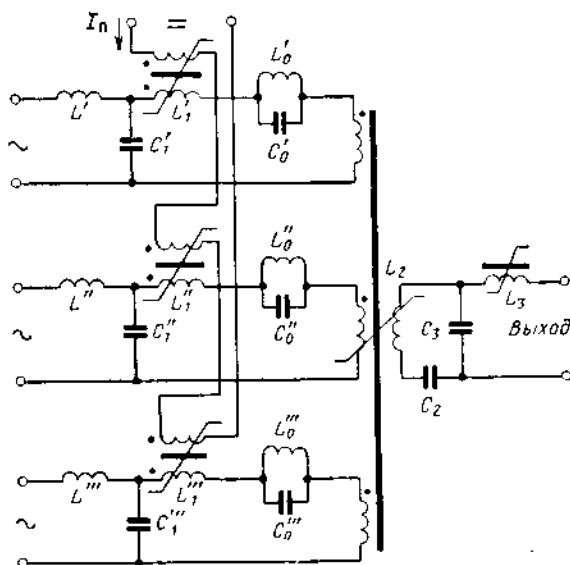


Рис. 10.5. Схема генератора с умножением частоты в 1,5 раза.

в режиме деления частоты в 2 раза, поэтому средняя частота следования выходных импульсов будет в 1,5 раза больше частоты источника.

В общем случае, если генератор имеет m входных каналов и каждый канал работает в режиме деления частоты в n_0 раз, то частота следования выходных импульсов равна mf/n_0 , где f — частота колебаний питающего напряжения. В силу стабилизирующего свойства для получения равенства амплитуд импульсов в многоканальных схемах достаточно соединить последовательно все обмотки подмагничивания дросселей входных звеньев и обеспечить равные для всех дросселей отношения чисел витков рабочей и подмагничивающей обмоток.

Что касается временного положения импульса, то оно, как и в обычном режиме, зависит от настройки зарядного

контура. При одинаковой настройке всех зарядных контуров выходные импульсы следуют через равные интервалы. Если же контуры настроены по-разному, импульсы будут следовать через неравные промежутки времени, т. е. получится модуляция периода повторения (гл. 9). Средняя частота следования по-прежнему будет равна $\frac{m}{n_0} f$.

10.2. ТЕОРИЯ СУБГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Общая постановка задачи теории колебаний в магнитном генераторе и метод ее решения были сформулированы в гл. 4, и конкретно применены к обычной схеме генератора I вида.

Анализ генератора с делением частоты этим методом

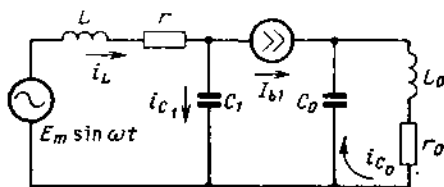


Рис. 10.6. Эквивалентная схема при ненасыщенном сердечнике первого дросселя.

представляет собой более общую задачу, так как, во-первых, схема содержит дополнительный контур, повышающий порядок системы уравнений, во-вторых, наряду с колебанием основной частоты необходимо рассмотреть субгармонические колебания различных порядков.

Таким образом, решение этой задачи будет включать и решение, полученное в гл. 4, как частный случай, когда $\lambda_0 = C_1/C_0 = 0$ и $n_0 = 1$.

Основные уравнения. Эквивалентная схема, отображающая процессы во входной части генератора при ненасыщенном сердечнике первого дросселя, изображена на рис. 10.6. Она построена на основе тех же допущений, которые были приняты в гл. 4. Напомним, что I_{b1} есть ток смещения, обусловленный подмагничиванием первого дросселя.

Для схемы на рис. 10.6 можно написать следующие дифференциальные уравнения:

$$\left. \begin{aligned} u_{C_1} + r \left(I_{b_1} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} \right) + LC_1 \frac{d^2 u_{C_1}}{dt^2} = \\ = E_m \sin(\omega t + \psi), \\ u_{C_0} + r_0 \left(I_{b_1} + C_0 \frac{du_{C_0}}{dt} \right) + L_0 C_0 \frac{d^2 u_{C_0}}{dt^2} = 0. \end{aligned} \right\} \quad (10.3)$$

Время в этих уравнениях отсчитывается от момента перехода сердечника L_1 в ненасыщенное состояние. Относительно фазы ψ э. д. с. питания в этот момент будем, как и раньше, полагать, что $-\pi \leq \psi < \pi$.

Переходя к безразмерным переменным $t' = \omega t$, $u_1 = u_{C_1}/E_m$ и $u_0 = u_{C_0}/E_m$, получим

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{b^2} \frac{d^2 u_1}{dt'^2} + \frac{d}{b} \frac{du_1}{dt'} + u_1 = \sin(t' + \psi) - \frac{d}{2b} M, \\ \frac{1}{b_0^2} \frac{d^2 u_0}{dt'^2} + \frac{d_0}{b_0} \frac{du_0}{dt'} + u_0 = -\lambda_0 \frac{d_0}{2b_0} M, \end{aligned} \right\} \quad (10.4)$$

где

$$\left. \begin{aligned} b &= \frac{1}{\omega \sqrt{LC_1}} = \frac{\omega_1}{\omega} \\ b_0 &= \frac{1}{\omega \sqrt{L_0 C_0}} = \frac{\omega_0}{\omega} \end{aligned} \right\} \text{— параметры настройки контуров;}$$

$$\left. \begin{aligned} d &= r \sqrt{\frac{C_1}{L}} = r \omega_1 C_1 \\ d_0 &= r_0 \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} = r_0 \omega_0 C_0 \end{aligned} \right\} \text{— затухания контуров;}$$

$$M = \frac{2I_{b_1}}{E_m \omega C_1}; \quad \lambda_0 = \frac{C_1}{C_0}.$$

Решение (10.3) имеет вид

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= \beta \sin(t' + \psi + \varphi) + y e^{-\frac{bd}{2}t'} \sin(b_1 t' + z) - \\ &\quad - \frac{d}{2b} M, \\ u_0 &= v e^{-\frac{b_0 d_0}{2}t'} \sin(b_{01} t' + w) - \frac{\lambda_0 d_0}{2b_0} M, \end{aligned} \right\} \quad (10.5)$$

где

$$\left. \begin{aligned} b_1 &= b \sqrt{1 - \frac{d^2}{4}}, & b_{01} &= b_0 \sqrt{1 - \frac{d_0^2}{4}}, \\ \operatorname{tg} \varphi &= -\frac{bd}{b^2 - 1}, \\ \beta &= \frac{b_2}{\sqrt{(b^2 - 1)^2 + (bd)^2}} = \frac{b^2 \cos \varphi}{b^2 - 1}. \end{aligned} \right\} \quad (10.6)$$

Если принять $\beta > 0$, то $-\pi \leq \varphi \leq 0$.

Для насыщенного состояния сердечника эквивалентная схема имеет вид, показанный на рис. 10.7. За время пребывания сердечника в этом состоянии токи через L и L_0

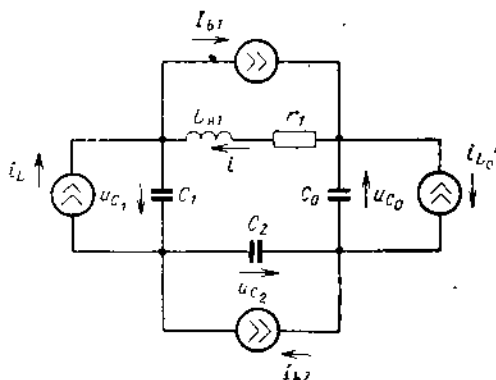


Рис. 10.7. Эквивалентная схема при насыщенном сердечнике первого дросселя.

изменяются незначительно, поэтому зарядный контур и дроссель L_0 представлены генераторами медленно изменяющихся токов i_L и i_{L0} . Если второй дроссель L_2 подмагничен постоянным током, то эквивалентная схема будет содержать генератор тока смещения I_{b2} .

Отсчитывая время t_1 от момента перехода сердечника в насыщенное состояние, получим следующее уравнение,

$$u_{C1} + u_{C0} + u_{C2} + r_1 i + L_{n1} \frac{di}{dt_1} = 0, \quad (10.7)$$

причем $i(0) = 0$. Полагая, что второе звено работает в режиме обратного перемагничивания с насыщением сердечника (гл. 5), будем считать $u_{C2}(0) = 0$.

Введем обозначение

$$q(t_1) = \int_0^{t_1} i(t_1) dt_1. \quad (10.8)$$

Тогда напряжения на C_1 , C_0 и C_2 будут равны

$$\left. \begin{aligned} u_{C_1} &= \frac{q}{C_1} + \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} (i_L - I_{b1}) dt_1 + u_{C_1}(0), \\ u_{C_0} &= \frac{q}{C_0} + \frac{1}{C_0} \int_0^{t_1} (i_{L_0} - I_{b1}) dt_1 + u_{C_0}(0), \\ u_{C_2} &= \frac{q}{C_2} - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} t_1. \end{aligned} \right\} \quad (10.9)$$

Подставив (10.9) в (10.7), получим уравнение

$$\begin{aligned} \frac{d^2 q}{dt_1^2} + \frac{r_1}{L_{H1}} \frac{dq}{dt_1} + \\ + \frac{C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_0^{-1}}{L_{H1}} q = - \frac{\tilde{u}}{L_{H1}}, \end{aligned} \quad (10.10)$$

аналогичное уравнению (4.10). Здесь

$$\begin{aligned} \tilde{u} &= u_{C_1}(0) + \frac{1}{C_1} \int_0^{t_1} (i_L - I_{b1}) dt_1 + u_{C_0}(0) + \\ &+ \frac{1}{C_0} \int_0^{t_1} (i_{L_0} - I_{b1}) dt_1 - \frac{I_{b1} - I_{b2}}{C_2} t_1. \end{aligned} \quad (10.11)$$

Поступая так же, как в гл. 4, получим решение (10.10) в виде

$$\left. \begin{aligned} i &= - \frac{\tilde{u}}{\omega_2 L_{H1}} e^{-\alpha_2 t_1} \sin \omega_2 t_1, \\ q &= - \frac{C_1 \tilde{u}}{1 + \lambda_2 + \lambda_0} \left(1 - e^{-\alpha_2 t_1} \cos \omega_2 t_1 - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\alpha_2}{\omega_2} e^{-\alpha_2 t_1} \sin \alpha_2 t_1 \right), \end{aligned} \right\} \quad (10.12)$$

где $\alpha_2 = \frac{r_1}{2L_{H1}}$; $\omega_2^2 = \omega_{02}^2 - \alpha_2^2$;

$$\omega_{02}^2 = \frac{1}{L_{H1} C_0}; \quad C_0 = (C_1^{-1} + C_2^{-1} + C_0^{-1})^{-1} = \frac{C_1}{1 + \lambda_2 + \lambda_0};$$

$$\lambda_2 = \frac{C_1}{C_2}; \quad \lambda_0 = \frac{C_1}{C_0}.$$

Через время $\tau_2 = \pi/\omega_2$, когда ток i достигает нуля, сердечник L_1 выходит из насыщенного состояния. К этому моменту через $L_{н1}$ протечет заряд, равный

$$q(\tau_2) = -C_1 \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2+\lambda_0} \tilde{u}(\tau_2), \quad (10.13)$$

где $\delta_2 = e^{-\alpha_2 \tau_2}$.

Подставив (10.13) в (10.9), найдем напряжения на конденсаторах в момент перехода сердечника первого дросселя в ненасыщенное состояние:

$$\left. \begin{aligned} u_{C_1}(\tau_2) &= \hat{u}_{C_1} - \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2+\lambda_0} \left(\hat{u}_{C_1} + \hat{u}_{C_0} - \frac{I_{b1}-I_{b2}}{C_2} \tau_2 \right), \\ u_{C_0}(\tau_2) &= u_{C_0} - \lambda_0 \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2+\lambda_0} \left(\hat{u}_{C_1} + \hat{u}_{C_0} - \frac{I_{b1}-I_{b2}}{C_2} \tau_2 \right), \\ u_{C_2}(\tau_2) &= -\frac{I_{b1}-I_{b2}}{C_2} \tau_2 - \\ &\quad - \lambda_2 \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2+\lambda_0} \left(\hat{u}_{C_1} + \hat{u}_{C_0} - \frac{I_{b1}-I_{b2}}{C_2} \tau_2 \right). \end{aligned} \right\} \quad (10.14)$$

Здесь $\hat{u}_{C_1}$ и $\hat{u}_{C_0}$ суть напряжения, которые были бы на C_1 и C_0 в момент $t_1 = \tau_2$ при отсутствии тока i через $L_{н1}$. Эти напряжения определяются выражениями (10.5).

Остается «сшить» решения дифференциальных уравнений (10.3) и (10.7). Для этого обозначим интервал времени между $(k-1)$ -м и k -м переходами сердечника в ненасыщенное состояние через $T^k \{k\}$. Решение (10.5) в этом интервале обозначим через $u_{1(k)}(t')$ и $u_{0(k)}(t')$. Тогда аналогично (4.16) — (4.20), получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} u_{1(k+1)}(0) &= u_{1(k)}(T') - p \left[u_{1(k)}(T') + u_{0(k)}(T') - \right. \\ &\quad \left. - \lambda_2 \pi M \frac{1-l}{2x_1} \right], \end{aligned} \quad (10.15)$$

$$\begin{aligned} u_{0(k+1)}(0) &= u_{0(k)}(T') - \lambda_0 p \left[u_{1(k)}(T') + \right. \\ &\quad \left. + u_{0(k)}(T') - \lambda_2 \pi M \frac{1-l}{2x_1} \right], \end{aligned} \quad (10.16)$$

$$\frac{d}{dt'} u_{1(k+1)}(0) = \frac{d}{dt'} u_{1(k)}(T'), \quad (10.17)$$

$$\frac{d}{dt'} u_{0(k+1)}(0) = \frac{d}{dt'} u_{0(k)}(T'), \quad (10.18)$$

$$\psi\{k+1\} = \psi\{k\} + T'\{k\} - 2\pi k', \quad (10.19)$$

где $p = \frac{1+\delta_2}{1+\lambda_2+\lambda_0}$; $x_1 = \frac{\omega_2}{\omega}$; k' — целое число, выбираемое так, чтобы $-\pi \leq \psi\{k+1\} < \pi$.

Величина $T'\{k\}$ определяется одним из следующих уравнений:

$$\int_0^{T'\{k\}} (u_{1(k)} + u_{0(k)}) dt' = 0, \quad (10.20)$$

$$\left| \int_0^{T'\{k\}} (u_{1(k)} + u_{0(k)}) dt' \right| = \frac{2B_s A_1 N_1 \omega}{E_m}, \quad (10.21)$$

аналогичных (4.19), (4.20).

Решение для асимметричного режима. В асимметричном режиме с одним насыщением сердечника первого дросселя искомые функции $\psi\{k\}$, $y\{k\}$, $z\{k\}$, $v\{k\}$, $w\{k\}$ суть постоянные величины, причем $T' = 2\pi n_0$, где n_0 — коэффициент деления. Все эти величины могут быть найдены из системы (10.15) — (10.20). Опуская промежуточные операции, которые выполняются так же, как в § 4.2, приведем окончательный результат:

$$\operatorname{ctg} z = \frac{\delta \sin \theta - \frac{bd}{2b_1} (1 - \delta \cos \theta)}{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}, \quad (10.22)$$

$$\begin{aligned} y \sin z &= \pi n_0 M s = \\ &= \pi n_0 M \frac{1 - \delta \cos \theta + \frac{bd}{2b_1} \delta \sin \theta}{1 + \delta^2 - 2\delta \cos \theta}, \end{aligned} \quad (10.23)$$

$$\operatorname{ctg} w = \frac{\delta_0 \sin \theta_0 - \frac{b_0 d_0}{2b_{01}} (1 - \delta_0 \cos \theta_0)}{1 + \delta_0 \cos \theta_0 + \frac{b_0 d_0}{2b_{01}} \delta_0 \sin \theta_0}, \quad (10.24)$$

$$\begin{aligned} v \sin w &= \lambda_0 \pi n_0 M s_0 = \\ &= \lambda_0 \pi n_0 M \frac{1 - \delta_0 \cos \theta_0 + \frac{b_0 d_0}{2b_{01}} \delta_0 \sin \theta_0}{1 + \delta_0^2 - 2\delta_0 \cos \theta_0}, \end{aligned} \quad (10.25)$$

$$\begin{aligned} \sin(\psi + \varphi) &= -\frac{\pi n_0 M}{\beta} \left[\frac{1}{p} + s - 1 - \frac{d}{2\pi n_0 b} + \right. \\ &\quad \left. + \lambda_0 \left(s_0 - 1 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} \right) - \lambda_2 \frac{1-l}{2n_0 x_1} \right]. \end{aligned} \quad (10.26)$$

Здесь обозначено $\theta = 2\pi n_0 b_1$,

$$\theta_0 = 2\pi n_0 b_{01}, \quad \delta = e^{-\pi n_0 b d},$$

$$\delta_0 = e^{-\pi n_0 b_0 d_0},$$

Свойства этого решения аналогичны свойствам решения для асимметричного режима в обычной схеме, которые отмечены в гл. 4. К ним необходимо добавить следующее. Контур $L_0 C_0$ практически никогда не бывает настроен так, что $b_0 n_0$ близко к целому числу. Это связано с тем, что по мере приближения $b_0 n_0$ к целочисленному значению резко возрастает амплитуда напряжения на конденсаторе C_0 , а вместе с ней и размах колебаний индукции в сердечнике первого дросселя. В результате генератор переходит в режим с другим значением n_0 . Поэтому дополнительный контур в отличие от зарядного почти всегда находится в нерезонансном режиме. Следовательно, с точностью до величины порядка d_0 можно считать, что $s_0 = 1/2$.

Найдем значения напряжений u_1 и u_0 в конце и в начале каждого периода колебаний, т. е. в момент перехода сердечника в насыщенное состояние и в момент выхода сердечника из насыщения. Для этого подставим (10.22) — (10.26) в (10.5):

$$\left. \begin{aligned} u_1(2\pi n_0) &= -\pi n_0 M \left[\frac{1}{\rho} + \lambda_0 \left(s_0 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} - 1 \right) - \lambda_2 \frac{1-l}{2n_0 x_1} \right], \\ u_1(0) &= -\pi n_0 M \left[\frac{1}{\rho} - 1 + \lambda_0 \left(s_0 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} - 1 \right) - \lambda_2 \frac{1-l}{2n_0 x_1} \right], \\ u_0(2\pi n_0) &= \lambda_0 \pi n_0 M \left[s_0 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} - 1 \right], \\ u_0(0) &= \lambda_0 \pi n_0 M \left[s_0 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (10.27)$$

Если учесть, что $s_0 \approx 1/2$, и пренебречь величиной $\lambda_2 \frac{1-l}{2n_0 x_1}$, то получим

$$\left. \begin{aligned} u_0(2\pi n_0) &\approx -\frac{\lambda_0}{2} \pi n_0 M, \\ u_0(0) &\approx +\frac{\lambda_0}{2} \pi n_0 M, \\ u_1(2\pi n_0) &\approx -\pi n_0 M \left(\frac{1}{\rho} - \frac{\lambda_0}{2} \right), \\ u_1(0) &\approx -\pi n_0 M \left(\frac{1}{\rho} - 1 - \frac{\lambda_0}{2} \right), \end{aligned} \right\} \quad (10.28)$$

Таким образом, в этом приближении относительная величина остаточного напряжения на конденсаторе C_1 равна

$$g_1 = \frac{U'_1}{U_1} \approx 1 - \frac{1}{\frac{1}{p} - \frac{\lambda_0}{2}} = 1 - \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2 + \frac{1 - \delta_2}{2} \lambda_0}. \quad (10.29)$$

Сравнивая это выражение с (4.37), можно заключить, что наличие дополнительного контура мало сказывается на величине g_1 и, следовательно, на величине коэффициента передачи β_{12} . Более точное выражение для g_1 будет, естественно, содержать все параметры зарядного и дополнительного контуров и первого звена.

Напряжения на конденсаторе C_0 до насыщения (U_0) и после насыщения (U'_0) сердечника, как следует из (10.28), равны по величине и противоположны по знаку. Если же учитывать затухание d_0 , то величина U_0 всегда меньше, чем U'_0 . Можно показать, что отношение

$$g_0 = \frac{U_0}{U'_0} \quad (10.30)$$

по абсолютной величине максимально, когда $b_0 = \frac{1}{2n_0}$, и приблизительно равно

$$g_0 = - \left(1 - \frac{d_0}{\pi} \right). \quad (10.31)$$

Формула (10.31) дает достаточную для практики точность, если $d_0 < 0,5$.

Как и в случае, рассмотренном в гл. 4, решение для стационарного режима оказывается неоднозначным, поскольку для каждого значения n_0 определен только $\sin(\psi \pm \varphi)$. Знак косинуса остается неопределенным. Поэтому каждому режиму деления отвечают два различных решения, таких, что

$$\left. \begin{aligned} \cos(\psi^{(1)} + \varphi) &> 0, \\ \cos(\psi^{(2)} + \varphi) &< 0. \end{aligned} \right\} \quad (10.32)$$

Устойчивость решений. Анализ устойчивости проведем для случая, когда величина λ_2 выбрана так, что $\frac{1}{p} = 1 + \frac{\lambda_0}{2}$. При этом относительное остаточное напряжение на конденсаторе C_1 с точностью до малых величин порядка d^2 , d_0^2 , $1/n_0 x_1$ равно нулю.

Поступая так же, как в § 4.3, получим систему уравнений для возмущений, характеристическое уравнение которой после преобразования

$$\xi = \frac{r-1}{r+1}$$

имеет следующий вид:

$$\begin{vmatrix} \lambda_0 + 1 + \xi & -d(1 - \xi) & 1 - \xi & -d_0(1 - \xi) & 1 - \xi \\ -b(1 + \xi) & A\xi & -b(\sigma\xi + 1) - dA\xi & 0 & 0 \\ (p' + A + \lambda_0 C)(1 + \xi) & b'(1 + \xi) & A(1 + \xi) & b_0(\sigma_0\xi + 1) & C \\ 0 & \lambda_0 b(\sigma\xi + 1) & \lambda_0 A\xi & -b_0(\sigma_0\xi + 1) & -C\xi \\ -\lambda_0 b_0(1 + \xi) & 0 & 0 & C\xi & -b_0(\sigma_0\xi + 1) - d_0 C\xi \end{vmatrix} = 0,$$

$$\text{где } b' = 2sb; \quad \rho' = 2s\rho; \quad \rho = \frac{\beta \cos(\psi + \varphi)}{\pi n_0 M s};$$

$$\sigma = 2s - 1 > 0; \quad \sigma_0 = 2s_0 - 1 > 0;$$

$$A = 2sb \left(\operatorname{ctg} z - \frac{d}{2} \right); \quad C = 2s_0 b_0 \left(\operatorname{ctg} \omega - \frac{d_0}{2} \right).$$

Это уравнение преобразуется к виду:

$$a_0 \xi^5 + a_1 \xi^4 + a_2 \xi^3 + a_3 \xi^2 + a_4 \xi + a_5 = 0; \quad (10.33)$$

коэффициенты уравнения (10.33) равны:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &= (AC^2 + \lambda_0 b^2 \sigma^2 C + \lambda_0 A^2 C) \rho' + C^3 (b'^2 + 2A^2) + \\ &\quad + \lambda_0^2 (b^2 \sigma^2 + A^2) (b_0^2 + C^2) + \lambda_0 AC (b^2 + b^2 \sigma^2 + \\ &\quad + A^2 + b_0^2 + C^2) + \varepsilon_0 (d, d_0), \\ a_1 &= 2\lambda_0 b^2 \sigma C \rho' + 2C^2 (b'^2 + A^2) + 2\lambda_0 (b' b \sigma + A^2) (b_0^2 + C^2) + \\ &\quad + 2\lambda_0^2 b^2 \sigma (b_0^2 + C^2) + 2\lambda_0 b^2 \sigma AC + \varepsilon_1 (d, d_0), \\ a_2 &= (b_0^2 A + \lambda_0 b^2 C - AC^2 - \lambda_0 b^2 \sigma^2 C - \lambda_0 A^2 C) \rho' + \\ &\quad + b'^2 (b_0^2 + C^2) + 2b_0^2 A^2 + 2\lambda_0 (b'^2 + A^2) (b_0^2 + C^2) + \\ &\quad + \lambda_0^2 b^2 (b_0^2 + C^2) - \lambda_0 AC (b^2 + b^2 \sigma^2 + A^2 + b_0^2 + C^2) + \varepsilon_2 (d, d_0), \\ a_3 &= -2\lambda_0 b^2 \sigma C \rho' + 2b_0^2 (b'^2 + A^2) + 2\lambda_0 b' b (b_0^2 + C^2) - \\ &\quad - 2\lambda_0 b^2 \sigma AC + \varepsilon_3 (d, d_0), \\ a_4 &= (-b_0^2 A + \lambda_0 b^2 C) \rho' + b'^2 b_0^2 + \varepsilon_4 (d, d_0), \\ a_5 &= b^2 b_0^2 \left(\frac{d}{b} + \frac{\lambda_0 d_0}{b_0} \right) \rho'. \end{aligned} \right\} \quad (10.34)$$

Здесь $\varepsilon_0 (d, d_0)$, $\varepsilon_1 (d, d_0)$, обозначают члены, содержащие первые и более высокие степени d и d_0 , обращающиеся в нуль при $d = d_0 = 0$. Величина σ_0 полагается порядка d_0 , так как случай, когда $b_0 n_0$ близко к целому числу, не рассматривается.

Среди этих коэффициентов всегда есть положительные величины, поскольку $a_0 + a_2 + a_4 > 0$ и $a_1 + a_3 > 0$. Поэтому для устойчивости необходимо и достаточно выполнения следующих неравенств:

$$\left. \begin{aligned} a_0 &> 0, \\ a_1 &> 0, \\ a_1 a_2 - a_0 a_3 &> 0, \\ a_1 a_2 a_3 + a_0 a_1 a_5 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4 &> 0, \\ (a_1 a_2 a_3 + a_0 a_1 a_5 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4) a_4 - \\ - (a_1 a_3^2 + a_0^2 a_5 - a_0 a_2 a_3 - a_0 a_1 a_4) a_5 &> 0, \\ a_5 &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (10.35)$$

Последнее неравенство означает $\rho' > 0$, откуда следует

$$\cos(\psi + \varphi) > 0. \quad (10.36)$$

Таким образом, устойчивым оказывается только одно из двух найденных выше решений для каждого значения n_0 .

Во всех неравенствах (10.35), кроме последнего, можно пренебречь величинами порядка d и d_0 , т. е. положить $\epsilon_j(d, d_0) = 0$. Тогда условия устойчивости запишутся следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \rho' &> 0, \\ a_0 &> 0, \\ a_1 &> 0, \\ a_3 &> 0, \\ a_4 &> 0, \\ a_1 a_2 a_3 - a_0 a_3^2 - a_1^2 a_4 &> 0. \end{aligned} \right\} \quad (10.37)$$

Область существования асимметричного режима с одним насыщением. Как видно из предыдущего, поведение генератора определяется, в основном, значениями следующих безразмерных параметров: $M, p, b, d, b_0, d_0, \lambda_0$. Каждый из режимов ($n_0 = 1, n_0 = 2$ и т. д.) существует в определенной области изменения этих параметров.

Удобнее всего рассматривать диапазон изменения величины M при заданных значениях остальных параметров. Действительно, формула (10.26) может быть записана в виде

$$\sin(\psi + \varphi) = -\frac{M}{M_m}, \quad (10.38)$$

где

$$M_m = \frac{\beta}{\pi n_0 \left[\frac{1}{p} + s - 1 - \frac{d}{2\pi n_0 b} + \lambda_0 \left(s_0 - 1 - \frac{d_0}{2\pi n_0 b_0} \right) - \lambda_2 \frac{1-l}{2n_0 x_1} \right]}. \quad (10.39)$$

В случае, когда $\frac{1}{p} = 1 + \frac{\lambda_0}{2}$, величина M_m с точностью до величин порядка $d, d_0, 1/x_1$ равна

$$M_m = \frac{\beta}{\pi n_0 s}. \quad (10.40)$$

Отсюда

$$M = \frac{M_m}{\sqrt{1 + \rho^2}}. \quad (10.41)$$

Следовательно, определив диапазон изменения величины ρ из (10.37), можно найти значения $M_{\min}$ и $M_{\max}$.

К неравенствам (10.37) необходимо также добавить условие

$$0 < \int_0^{\tau} (u_1 + u_0) dt' < \frac{2B_s A_1 N_1 \omega}{E_m}, \quad (10.42)$$

где $0 < \tau < 2\pi n_0$.

Данное условие означает, что величина $T' = 2\pi n_0$ действительно является наименьшим положительным корнем среди всех вещественных корней уравнений (10.20) и (10.21). Иначе говоря, условие (10.42) означает, что сердечник первого дросселя насыщается только один раз в течение n_0 периодов питающей э. д. с.

Правое неравенство (10.42) всегда можно удовлетворить, выбрав надлежащим образом сечение A_1 и число витков N_1 дросселя. Левое неравенство

$$\int_0^{\tau} (u_1 + u_0) dt' > 0 \quad (10.43)$$

налагает дополнительное ограничение на величину M .

На рис. 10.8 приведены границы области существования различных асимметричных режимов от $n_0 = 1$ до $n_0 = 4$ включительно при следующих значениях параметров: $g_1 = 0$, $\lambda_0 = 1/2$, $d = d_0 = 0,08$. Сплошные линии получены расчетным путем из (10.37) и (10.43). Пунктиром показаны экспериментальные данные, полученные для четырехзвенного генератора средней мощностью 100—150 *вт*. Частота источника питания равнялась 450 *гц*, сжатие первого звена $\chi_1 = 11$. Сердечник первого дросселя изготовлен из ленты сплава 50НП толщиной 0,05 *мм*.

Из рисунков видно, что области существования режимов с различными значениями n_0 могут частично перекрывать друг друга. В точках, принадлежащих нескольким областям, установление того или иного режима будет определяться начальными условиями. Каждый режим имеет наиболее широкий диапазон изменения M при $b_0 = 1/2n_0$.

Такое значение параметра настройки будем называть *оптимальным* для данного коэффициента n_0 . Например, значение $b_0 = 1/2$ оптимально для режима основной частоты $n_0 = 1$ (рис. 10.8, *а*). Остальные режимы при $b_0 = 1/2$ практически не наблюдаются.

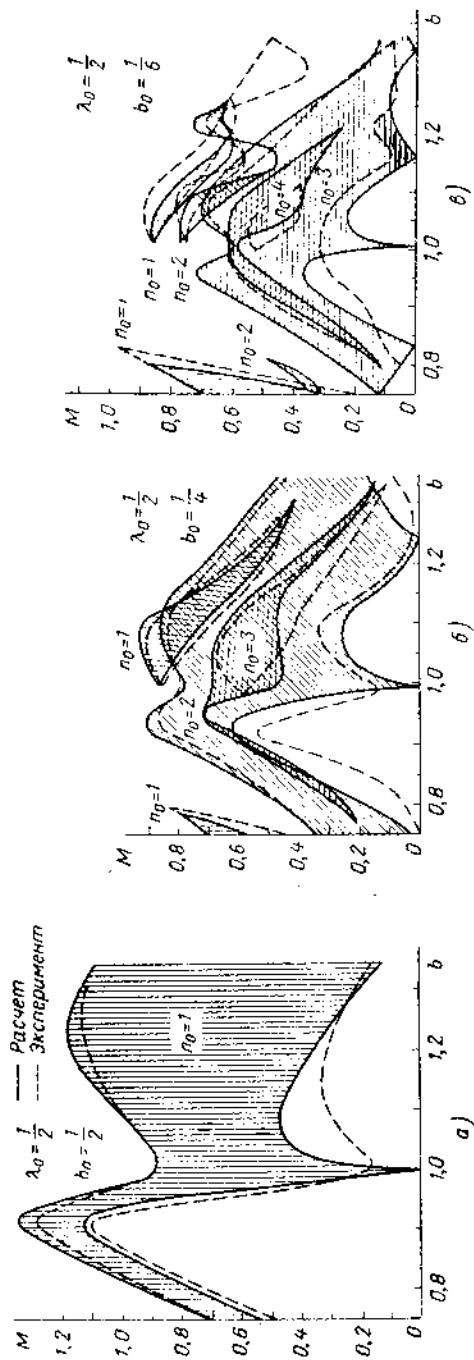


Рис. 10.8. Границы областей существования режимов:
 а — при $b_0 = 1/2$; б — при $b_0 = 1/4$; в — при $b_0 = 1/6$.

Заметим, сравнивая рис. 10.8, а с рис. 4.4, что при наличии дополнительного контура режим основной частоты существует в более широкой области изменения параметра M (тока подмагничивания), причем, главным образом, увеличиваются значения $M_{\max}$. Это объясняется тем, что условие (10.43) ограничивает значения M сверху в меньшей степени, чем аналогичное ему условие (4.55), поскольку всегда

$$\int_0^{\tau} u_0(t') dt' > 0 \quad \text{при} \quad 0 < \tau < 2\pi. \quad (10.44)$$

Таким образом, применение схемы с дополнительным контуром может оказаться целесообразным даже в режиме основной частоты колебаний, если необходимо обеспечить сохранение этого режима в возможно более широком диапазоне изменения параметров генератора.

Рис. 10.8, б и 10.8 в построены при $b_0 = 1/4$ и $b_0 = 1/6$ соответственно. Эти значения параметра настройки оптимальны для $n_0 = 2$ и $n_0 = 3$. Как видно из рисунков, оба эти режима существуют в достаточно широкой области изменения параметров.

Ввиду того что области существования различных режимов взаимно перекрываются, возникает вопрос, каким образом практически обеспечить возбуждение нужного режима при включении генератора.

Опыт показывает, что если включение производится подачей переменной э. д. с. источника питания на вход генератора при заранее включенном токе подмагничивания, то, как правило, устанавливается режим с наименьшим возможным значением n_0 . Например, если $b_0 = 1/4$ (рис. 10.8, б), то при $b = 1,1$ и $M = 0,80$ могут существовать два режима: $n_0 = 1$ и $n_0 = 2$. В этом случае при описанном выше способе включения генератора в большинстве случаев устанавливается режим $n_0 = 1$.

В точке $b = 1,1$ и $M = 0,70$ возможно существование лишь режима $n_0 = 2$. Интересно отметить, что и в этом случае при включении описанным выше способом сначала обычно возникает режим $n_0 = 1$, который, однако, в силу неустойчивости постепенно переходит в режим $n_0 = 2$. Этот факт установлен путем фотографирования осциллограмм при включении генератора.

Другой простой способ включения состоит в одновременном подключении источника переменной э. д. с. и источника тока подмагничивания. Ввиду большой постоянной времени цепи подмагничивания ток в ней нарастает постепенно. В результате устанавливается тот режим, для которого нижняя граница $M_{\text{мин}}$ будет минимальна. Так, например, при $b_0 = 1/4$ в диапазоне $1,0 < b < 1,3$ всегда устанавливается режим $n_0 = 2$, а при $b_0 = 1/6$ — режим $n_0 = 3$, если, конечно, установившееся значение M не превышает верхней границы $M_{\text{макс}}$ для данного режима.

Таким образом, при одновременном включении переменной э. д. с. питания и цепи подмагничивания возбуждается тот режим, для которого настройка дополнительного контура оптимальна.

Изложенные результаты применимы и к схемам с многоканальным входом.

10.3. КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ АСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ

Амплитуда выходных импульсов. Режим субгармонических колебаний с одним насыщением сердечника первого дросселя, как и режим основной частоты, обладает *стабилизирующим свойством*. В этом нетрудно убедиться, проделав весь вывод, изложенный в § 5.1. В итоге для напряжения на конденсаторе C_2 в момент насыщения сердечника второго дросселя получится следующее выражение:

$$U_2 = -I_{b1} \frac{n_0 T}{C_2} \left[1 - \left(m - \frac{I_{b2} - i_{m2 \text{ ср}}}{I_{b1}} \right) \frac{1 + \tau_2''/\tau_2}{2n_0 x_1} \right] \approx$$

$$\approx -I_{b1} \frac{n_0 T}{C_2}, \quad (10.45)$$

где I_{b1} — ток смещения первого дросселя; I_{b2} — ток смещения второго дросселя; m — число входных каналов; τ_2 — время разряда C_1 на C_2 ; τ_2'' — время ожидания (задержки) насыщения сердечника второго дросселя; $i_{m2 \text{ ср}}$ — среднее за время $\tau_2 + \tau_2''$ значение тока намагничивания второго дросселя.

При $m = 1$ и $n_0 = 1$ эта формула совпадает с (5.30). Таким образом, амплитуда импульсов оказывается практи-

чески не зависящей от параметров зарядного и дополнительного контуров, от емкостей, индуктивностей и сопротивления потерь первого звена, а также от э. д. с. источника питания. Если произвести оценку влияния изменений C_1 , C_0 и $L_{н1}$ на амплитуду импульсов, то аналогично (5.28) — (5.29) получим

$$\begin{aligned} \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| &< \frac{m+l}{8n_0x_1} \frac{1}{1+\lambda_2+\lambda_0} \frac{\Delta C_1}{C_1}, \\ \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| &< \frac{m+l}{8n_0x_1} \frac{\lambda_0}{1+\lambda_2+\lambda_0} \frac{\Delta C_0}{C_0}, \\ \left| \frac{\Delta U_2}{U_2} \right| &< \frac{m+l}{8n_0x_1} \frac{\Delta L_{н1}}{L_{н1}}, \end{aligned}$$

где

$$l = (I_{b2} + i_{м2 \text{ ср}})/I_{b1}.$$

Обратное перемангничивание сердечников. Механизм образования импульса обратной полярности ничем принципиально не отличается от рассмотренного в § 5.2. В генераторе с первым звеном типа А обратное напряжение на конденсаторе C_2 образуется как за счет остаточного напряжения $U'_2 = g_2 U_2$, так и за счет протекания через C_2 тока $I_{b1} - I_{b2}$ (или $mI_{b1} - I_{b2}$ в схеме с m входными каналами). Аналогично (5.39) — (5.41) длительность первого импульса обратного перемангничивания, его амплитуда и относительная величина энергии определяются выражениями:

$$\left. \begin{aligned} \tau_{2 \text{ обр}} &= \frac{n_0 T}{m-l} \left[g_2 + \sqrt{g_2^2 + \frac{m-l}{n_0 x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right)} \right], \\ U_{2 \text{ обр}} &= -U_2 \sqrt{g_2^2 + \frac{m-l}{n_0 x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right)}, \\ \frac{W_{2 \text{ обр}}}{W_2} &= g_2^2 + \frac{m-l}{n_0 x_1} \left(\frac{1}{1+\delta_2} + \frac{\tau_2''}{\tau_2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (10.46)$$

Здесь m — число входных каналов; $l = I_{b2}/I_{b1}$; $T = 2\pi/\omega$ — период колебаний питающей э. д. с.; n_0 — коэффициент деления.

В простейшем случае, когда $m = 1$, $l = 0$, $g_2 = 0$, отношение энергии импульса обратного перемангничивания

к энергии рабочего импульса обратно пропорционально коэффициенту n_0 . Как и в обычной схеме генератора, изменяя остаточное напряжение на C_2 и ток подмагничивания второго дросселя, можно в широких пределах изменять длительность и амплитуду импульса обратного перемагничивания. Возможно также и применение режима обратного перемагничивания без насыщения сердечника второго дросселя.

В схеме генератора с первым звеном типа Б второй дроссель оказывается включенным последовательно в зарядный контур. Поэтому сердечник второго дросселя, а за ним и все остальные сердечники должны полностью перемагничиваться всякий раз, когда ток заряда первого конденсатора изменяет направление. Обычно это происходит $2n_0 - 1$ раз в течение интервала между двумя основными импульсами, причем на образование каждого перемагничивающего импульса расходуется довольно значительная энергия. Уже по одной этой причине применение первого звена типа Б нецелесообразно.

Кроме того, необходимо отметить, что вследствие наличия в первом звене дополнительного контура L_0C_0 возможен только дроссельный вариант первого звена типа Б. Применение же трансформатора или автотрансформатора L_1 невозможно, так как при этом контур L_0C_0 окажется включенным в цепь зарядного контура. Поэтому в данном случае утрачивается основное преимущество звена Б, заключающееся в возможности повышения напряжения.

Коэффициент мощности. Выше отмечалось, что наличие в первом звене дополнительного контура мало сказывается на величине коэффициента передачи этого звена, если настройка контура оптимальна. Это объясняется тем, что расход энергии на перезаряд конденсатора C_0 во время заряда C_2 ничтожно мал.

Рассмотрим коэффициент мощности зарядного контура, определяемый согласно (5.56). Для выяснения характера зависимости η_{01} от настройки зарядного контура (b) и от параметра M (тока подмагничивания) положим затухание контура d равным нулю. Выполнив преобразования, аналогичные проделанным в § 5.3, получим

$$\eta_{01} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2+h^2}}, \quad (10.47)$$

где

$$\left. \begin{aligned} r^2 &= \frac{(M_m - M \sqrt{M_m^2 - M^2})^2}{M^4}, \\ h^2 &= \frac{h_0^2}{M^2}, \\ M_m &= \frac{2b^2}{\pi n_0 |b^2 - 1|} \frac{1 - g_1}{1 + g_1}, \\ h_0^2 &= \left(\frac{1 - g_1}{1 + g_1} \right)^2 \frac{1}{\pi^2 n_0^2} \left[\left(\frac{\pi n_0 b}{\sin \pi n_0 b} \right)^2 + \right. \\ &\quad \left. + \pi n_0 b \operatorname{ctg} \pi n_0 b - 2 - \frac{4b^4}{(b^2 - 1)^2} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (10.48)$$

Величина r^2 обусловлена наличием реактивной составляющей потребляемого тока. Ее зависимость от M и b имеет такой же характер, как и для режима основной частоты. В диапазоне $1 < b < b^*$ при $M = M_{\text{опт}}$ величина r^2 обращается в нуль. Выражение для $M_{\text{опт}}$:

$$M_{\text{опт } 1.2}^2 = \frac{M_m^2 \mp M_m \sqrt{M_m^2 - 4}}{2}, \quad (10.49)$$

совпадает с (5.76). Величина же b^* равна

$$b^{*2} = 1 + \frac{1}{\pi n_0 \frac{1 + g_1}{1 - g_1} - 1}. \quad (10.50)$$

Как видно из (10.50), чем больше n_0 , тем меньше b^* . Вне диапазона $1 < b < b^*$ величина r^2 быстро возрастает.

Что касается величины h^2 , то в данном случае она обусловлена наличием не только высших гармонических составляющих потребляемого тока, но и субгармонических составляющих. Коэффициент h_0^2 , входящий в выражение для h^2 , зависит только от b , g_1 и n_0 . Как показывают расчеты, в диапазоне $1 < b < b^*$ величина h_0^2 изменяется весьма слабо, поэтому ее можно считать постоянной и равной значению h_0^2 при $b = 1$:

$$h_0^2 = \left(\frac{1}{3} - \frac{1}{4n_0^2} \right) \left(\frac{1 - g_1}{1 + g_1} \right)^2. \quad (10.51)$$

Таким образом, коэффициент мощности η_{01} максимален внутри диапазона оптимальной настройки $1 < b < b^*$ и довольно быстро падает за пределами этой области. Характер зависимости η_{01} от остаточного напряжения такой же, как и в режиме основной частоты колебаний.

Полезно заметить, что область оптимальной настройки совпадает с областью, внутри которой параметр M может изменяться в наиболее широких пределах.

Для оценки влияния затухания зарядного контура на величину η_{01} в области $1 < b < b^*$ достаточно рассмотреть случай $b = 1$, поскольку в пределах этой области реактивная составляющая потребляемого тока может быть сведена к нулю, а относительное содержание остальных гармоник практически постоянно. Аналогично (5.79) — (5.81) найдем, что для случая $b = 1$ и $g_1 = 0$ коэффициент мощности зарядного контура максимален при

$$M_{\text{опт}} = M_m = \frac{1 - \delta}{\pi n_0 d} \quad (10.52)$$

и равен

$$\eta_{01} = \frac{1 - \delta}{\pi n_0 d} \times \frac{1}{\sqrt{\frac{4}{(1 - \delta)^2} - \frac{2(3 - \delta)}{\pi n_0 d(1 - \delta)} - \frac{2}{(\pi n_0)^2} - \frac{\delta \pi n_0 d}{2(\pi n_0)^2(1 - \delta)}}}. \quad (10.53)$$

Если $\pi n_0 d < 1$, с достаточной для практики точностью можно пользоваться приближенной формулой

$$\eta_{01} \approx \frac{1 - 0,65\pi n_0 d + 0,25(\pi n_0 d)^2}{\sqrt{\frac{4}{3} - \frac{1}{4n_0^2}}}, \quad (10.54)$$

которая получена разложением (10.53) в ряд.

Эти выражения показывают, что если затухание стремится к нулю, то коэффициент мощности будет достаточно высок для любого n_0 . Однако при конечной величине d коэффициент мощности резко падает с ростом n_0 . Поэтому при делении частоты в большое число раз проблема уменьшения потерь энергии в зарядном контуре и в дополнительном контуре $L_0 C_0$ приобретает первостепенное значение. В этом случае необходимо учитывать не только потери в конденсаторах C_1 и C_0 и дросселях L и L_0 , но и в сердечнике дросселя L_1 . Можно показать, что вносимое за счет потерь энергии в сердечнике первого дросселя затухание равно

$$\Delta d = \mu_0 \mu_{н1} \gamma_1 x_1^2 \frac{H_1}{\Delta B_1} \text{ для зарядного контура,}$$

$$\Delta d_0 = 2\mu_0 \mu_{н1} \gamma_1 x_1^2 \frac{H_1}{\Delta B_1} \text{ для дополнительного контура.}$$

Здесь H_1 — полуширина динамической петли гистерезиса; ΔB_1 — рабочий перепад индукции в сердечнике L_1 ; $x_1 = \frac{\omega_2}{\omega}$ — коэффициент сжатия первого звена; γ_1 — коэффициент, зависящий от формы напряжения на обмотке дросселя L_1 (его определение будет дано ниже); $\mu_{н1}$ — коэффициент, определяемый согласно (2.7).

Ниже будет показано, что с ростом n_0 коэффициент γ_1 увеличивается. Поэтому для уменьшения Δd и Δd_0 целесообразно снижать x_1 .

При использовании современных магнитных материалов и при рациональном конструировании генератора можно получить достаточно высокий к. п. д. в режиме деления до 5—7 раз.

Оптимальное отношение емкостей λ_0 . Из формулы (10.28) следует, что с точностью до величин порядка $1/x_1$ изменение напряжения на C_1 при разряде равно

$$U_1 - U'_1 = -\pi n_0 M E_m. \quad (10.55)$$

Поскольку обычно $U'_1 \approx 0$, то формула (10.55) определяет величину $U_1 \approx -\pi n_0 M E_m$. На конденсаторе C_0 напряжение согласно (10.28) равно $U_0 \approx -U'_0 \approx -\frac{\lambda_0}{2} \pi n_0 M E_m$. Отсюда ясно, что чем больше λ_0 , тем больше отношение U_0/U_1 . При этом будет увеличиваться верхний предел $M_{\text{макс}}$, определяемый условием (10.43).

Можно рассчитать, каким должно быть отношение $\lambda_0 = C_1/C_0$, чтобы значение $M = M_{\text{опт}}$, при котором обеспечивается максимальный коэффициент мощности, находилось внутри области существования режима. Найденное из этого условия минимальное значение $\lambda_{0 \text{ мин}}$ составляет 0,3—0,4 для всех n_0 . Практически величина λ_0 должна быть больше $\lambda_{0 \text{ мин}}$. Однако чрезмерное увеличение λ_0 приводит к возрастанию габаритов контура $L_0 C_0$ и объема сердечника дросселя L_1 . Особенно заметно это начинает сказываться при $\lambda_0 > 0,5$, когда напряжение U_0 становится величиной одного порядка с U_1 .

Учитывая сказанное, для большинства случаев можно считать наиболее подходящим значение

$$\lambda_0 = \frac{1}{2}. \quad (10.56)$$

Объем сердечника первого дросселя. Аналогично (5.86) — (5.88) введем обозначения

$$\zeta_1 = \frac{A_1 N_1 \omega \Delta B_1}{E_m} = \max_{(i)} \left| \int_0^{t'_i} (u_1 + u_0) dt' \right|, \quad (10.57)$$

$$\gamma_1 = \frac{1 - g_1}{\pi n_0 M} \zeta_1 = \frac{A_1 N_1 \omega \Delta B_1}{U_1}, \quad (10.58)$$

где $0 < t'_i < 2\pi n_0$.

Тогда объем сердечника первого дросселя будет равен

$$V_1 = \frac{2\mu_0 \mu_{н1} a_1 \gamma_1^2 x_1^2 P_{н1} \tau_{н1}}{(1 + \lambda_2 + \lambda_0) (\Delta B_1)^2 \beta_1}. \quad (10.59)$$

Эта формула, если положить $\lambda_0 = 0$, совпадает с (5.90).

Величины γ_1 и ζ_1 , как и для обычного генератора, могут быть найдены расчетным путем или измерены экспериментально. Сведем в таблицу результаты экспериментального измерения γ_1 при $M = M_{\text{опт}}$, т. е. в режиме, когда коэффициент мощности максимален (см. табл. 10.1).

Остальные параметры имели следующие значения: $\lambda_0 = \frac{1}{2}$, $b_0 = \frac{1}{2n_0}$, $g_1 \approx 0$, $d = d_0 = 0,08$.

ТАБЛИЦА 10.1

n_0	1	2	3	4	5	6
$M_{\text{опт}}$	0,9	0,8	0,7	0,6	0,6	0,53
γ_1	1,31	1,55	2,20	2,85	3,83	4,6

Общий объем сердечников. По аналогии с (3.80) произведение величин x_k^2 всех звеньев для генератора с делением частоты в n_0 раз будет равно

$$\prod_{k=1}^n x_k^2 = \frac{4}{\alpha (\omega \tau_n)^2} \approx \frac{1}{10 \alpha \xi^2 n_0^2}, \quad (10.60)$$

где $\alpha = t_d / \tau_n$, $\xi = \tau_n / n_0 T$ — коэффициент заполнения выходных импульсов.

Как и в обычном генераторе, общий объем сердечников минимален при равенстве всех объемов:

$$V_1 = V_2 = \dots = V_n.$$

Отсюда с учетом (10.60), (10.59) и (3.39) получим выражение для минимального суммарного объема

$$V_{\Sigma \text{ мин}} = n \frac{2\mu_0 P_H \tau_H}{\sqrt[n]{10\alpha \xi^2 n_0^2}} \times \sqrt[n]{\prod_{k=1}^n \frac{\mu_H h a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda'_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}}. \quad (10.61)$$

Здесь n — число магнитных звеньев; $\lambda'_{k+1} = \lambda_{k+1}$ для всех звеньев, кроме первого; для первого звена $\lambda'_2 = \lambda_2 + \lambda_0$.

Заметим, что отношение γ_1/n_0 с увеличением n_0 уменьшается. Поэтому, сравнивая (10.61) с (3.83), можно заключить, что при равном числе звеньев общий объем сердечников генератора с делением частоты меньше общего объема сердечников обычного магнитного генератора, имеющего такую же энергию импульса и скважность.

Если генератор с делением частоты в n_0 раз имеет m входных каналов, то условие минимума общего объема сердечников имеет вид

$$mV_1 = V_2 = \dots = V_n,$$

а минимальный общий объем равен

$$V_{\Sigma \text{ мин}} = n \frac{2\mu_0 P_H \tau_H}{\sqrt[n]{10\alpha \xi^2 \frac{n_0^2}{m^2}}} \sqrt[n]{\prod_{k=1}^n \frac{\mu_H h a_k \gamma_k^2}{(1 + \lambda'_{k+1}) (\Delta B_k)^2 \beta_k}}. \quad (10.62)$$

ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

При формировании импульсов длительностью 0,2 мксек и менее на первый план выступают вопросы определения оптимальных значений параметров последнего дросселя, импульсного трансформатора и т. д., а также вопросы выбора материала для сердечников и определения толщины проката. Кроме того, возникает необходимость введения некоторых дополнительных элементов в схему генератора. Все эти вопросы рассматриваются в настоящей главе.

11.1. ФАКТОРЫ, ОГРАНИЧИВАЮЩИЕ УМЕНЬШЕНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСА

Для решения задачи оптимизации параметров генератора необходимо прежде всего рассмотреть факторы, ограничивающие возможность уменьшения длительности импульса, и выявить, какие из них играют определяющую роль.

Потери энергии в сердечниках. По мере уменьшения длительности импульса значительно возрастают потери энергии в сердечниках переключающих дросселей, особенно в сердечнике последнего дросселя и импульсного трансформатора. Как было установлено в § 2.4, энергия, рассеиваемая в сердечнике при перемагничивании, обратно пропорциональна времени перемагничивания и прямо пропорциональна величине объема сердечника. Последняя, в свою очередь, определяется величиной энергии импульса. Поэтому с уменьшением длительности импульса увеличивается отношение энергии потерь к энергии импульса, т. е. снижается коэффициент полезного действия.

Кроме того, увеличивается тепловая нагрузка сердечников, определяемая формулой (2.53):

$$q = \frac{P_m}{S_{охл}}, \quad (11.1)$$

где $P_m = W_{m\Sigma} f_c$ есть средняя мощность, рассеиваемая сердечником; $S_{охл}$ — охлаждающая поверхность.

Тепловая нагрузка возрастает также с повышением частоты следования импульсов f_c . Как будет дальше показано, снижение к. п. д. и возрастание тепловой нагрузки ставят предел уменьшению длительности фронта импульса.

Искажение формы импульса, вызываемое токами намагничивания последнего дросселя и импульсного трансформатора. При очень малой длительности импульсов

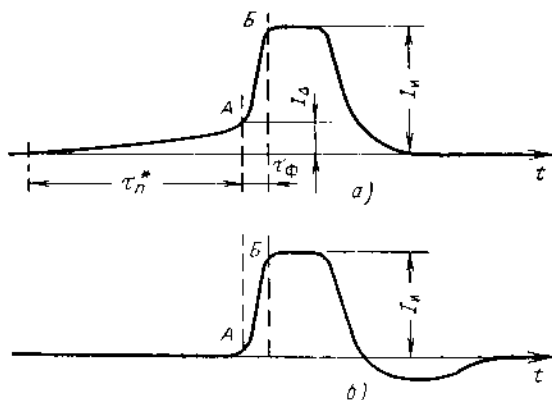


Рис. 11.1. Импульс тока нагрузки:

a — без подмагничивания импульсного трансформатора, *б* — с подмагничиванием импульсного трансформатора.

ток намагничивания дросселя (трансформатора) становится соизмеримым с величиной тока импульса. Это приводит к искажению формы импульса.

Ток намагничивания последнего дросселя, протекая через нагрузку, образует так называемый *пьедестал* перед импульсом (рис. 11.1, *a*). Обычно ток намагничивания $i_{мн}$ достигает максимального значения к моменту насыщения сердечника (точка *A* на рис. 11.1, *a*). Это максимальное значение будем называть *высотой пьедестала* и обозначать I_{Δ} .

После насыщения сердечника скорость нарастания тока значительно увеличивается (участок *AB* на рис. 11.1, *a*).

В тех случаях, когда пьедестал перед импульсом нежелателен, его можно полностью устранить. Для этого достаточно подмагнитить импульсный трансформатор постоян-

ным током, как показано на рис. 11.2. Поле, создаваемое в сердечнике трансформатора током подмагничивания $I_{\text{п}}$, должно быть равно по величине и противоположно по знаку полю, создаваемому током I_{Δ} :

$$N_{\text{п}} I_{\text{п}} = N_1 I_{\Delta}. \quad (11.2)$$

Здесь N_1 — число витков первичной обмотки импульсного трансформатора; $N_{\text{п}}$ — число витков обмотки подмагничивания.

Тогда сердечник импульсного трансформатора будет оставаться насыщенным до тех пор, пока не насытится

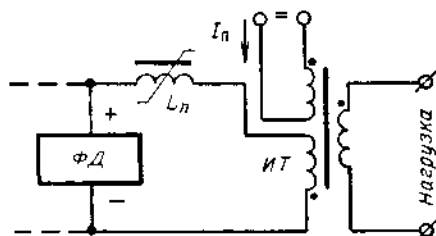


Рис. 11.2. Схема подмагничивания импульсного трансформатора для устранения пьедестала.

сердечник последнего дросселя, поэтому ток намагничивания дросселя будет протекать через первичную обмотку трансформатора, практически не встречая сопротивления. Таким образом, ток в нагрузке будет ограничен снизу на уровне $I_{\text{п}}$, равном приведенной к цепи нагрузки величине тока подмагничивания (рис. 11.1, б).

Подмагничивание импульсного трансформатора одновременно устраняет возможность предварительного намагничивания его сердечника в рабочем направлении. Этот вопрос был рассмотрен в § 2.5.

Если схема генератора не содержит импульсного трансформатора, то для устранения пьедестала можно применить *ограничивающий дроссель* $L_{\text{огр}}$, включенный параллельно нагрузке (рис. 11.3). Этот дроссель также должен быть подмагничен в соответствии с (11.2). При выборе параметров дросселя $L_{\text{огр}}$ следует исходить из двух основных требований: 1) его емкость должна быть достаточно малой, в противном случае удлинится фронт импульса; 2) потери энергии в сердечнике не должны заметно снижать к. п. д. гене-

ратора. Поскольку величина индуктивности дросселя $L_{огр}$ практически ничем не ограничена, выполнение указанных двух требований не вызывает принципиальных затруднений.

Необходимо иметь в виду, что устранение пьедестала описанными выше способами приводит к уменьшению импульсного тока в нагрузке на величину I_n .

Искажение формы импульса вызывается также и током намагничивания импульсного трансформатора, который влияет главным образом на форму вершины импульса.

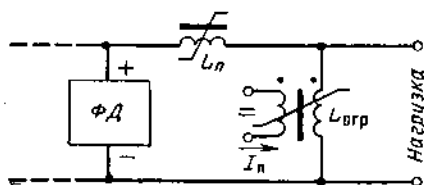


Рис. 11.3. Устранение пьедестала с помощью ограничивающего дросселя.

Например, если действие вихревых токов преобладает над вязкостью магнитного материала, то, как следует из уравнения (2.26), при прямоугольной форме импульса напряжения ток намагничивания линейно нарастает. Последнее может вызвать линейный спад напряжения (или тока) на нагрузке — так называемый *завал вершины* импульса. При совместном влиянии вихревых токов и магнитной вязкости вид кривой тока намагничивания несколько усложняется. На форму вершины могут оказывать влияние и паразитные емкости и индуктивности выходного звена генератора.

Искажения формы вершины импульса в принципе всегда могут быть устранены путем соответствующей настройки искусственной формирующей линии. Так, о коррекции наклона плоской части импульса уже упоминалось в § 3.3 при рассмотрении процесса формирования вершины импульса. Выпуклость или, наоборот, провал на вершине импульса также устраняются путем изменения параметров формирующего двухполюсника.

Паразитные индуктивности и емкости. При формировании импульсов малой длительности существенное влияние оказывают паразитные индуктивности и емкости выходного

звена, так как их величины оказываются соизмеримыми с параметрами формирующей линии. Кроме индуктивности рассеяния и емкости импульсного трансформатора необходимо учитывать емкость нагрузки, индуктивность соединительных проводов, емкость их по отношению к корпусу и т. п.

Влияние паразитных индуктивностей и емкостей сказывается прежде всего в удлинении фронта и спада импульса. Кроме того, они искажают форму вершины, о чем упоминалось выше.

Поскольку пьедестал перед импульсом может быть всегда устранен, длительность фронта τ_{ϕ} целесообразно отсчитывать от точки А на рис. 11.1, когда сердечник последнего дросселя практически можно считать насыщенным. В насыщенном состоянии дроссель обладает практически постоянной индуктивностью. Поэтому для оценки длительности фронта можно использовать результаты гл. 3 [формулы (3.60) — (3.65)]:

$$\tau_{\phi} = t_d + t_r + t_0, \quad (11.3)$$

где в случае согласованной нагрузки

$$t_d = \frac{L_{нн}}{R}, \quad (11.4)$$

$$t_r = \frac{L_p + R^2 C_r}{R}, \quad (11.5)$$

$$t_0 = \frac{L_{сх} + R^2 (C_{сх} + C_n)}{R}. \quad (11.6)$$

Здесь R — сопротивление нагрузки (с учетом шунтирующего действия импульсного трансформатора); $L_{нн}$ — индуктивность последнего дросселя в насыщенном состоянии; L_p — индуктивность рассеяния импульсного трансформатора; $L_{сх}$ — сумма остальных паразитных индуктивностей, включенных последовательно с нагрузкой; C_r — эквивалентная емкость импульсного трансформатора; C_n — емкость нагрузки; $C_{сх}$ — сумма остальных паразитных емкостей, шунтирующих нагрузку.

Напомним, что все величины должны быть приведены к какой-либо одной из обмоток импульсного трансформатора. Будем в дальнейшем считать их приведенными к вторичной обмотке, так как сопротивление нагрузки и амплитуда импульса напряжения (либо тока) являются обычно заданными величинами.

Нетрудно видеть, что при неизменном значении коэффициента трансформации k_T импульсного трансформатора все три слагаемых в (11.3) практически не зависят друг от друга. В частности, величина t_0 не зависит от параметров последнего дросселя и импульсного трансформатора и поэтому может рассматриваться как удлинение фронта, обусловленное лишь влиянием паразитных индуктивностей и емкостей нагрузки и монтажа. Таким образом, при $k_T = \text{const}$ величина t_0 определяется свойствами самой нагрузки и конструкцией выходной части генератора: взаимным расположением деталей, схемой соединений между ними, наличием вспомогательных элементов в цепи нагрузки и выходного звена (цепи подмагничивания, цепи коррекции и пр.). Наглядное представление о порядке величины t_0 дает следующий пример. Пусть $C_{cx} = 10 \text{ пф}$, $C_n = 5 \text{ пф}$, $L_{cx} = 0,4 \text{ мкгн}$ (такую индуктивность имеет, например, один виток диаметром около 10 см). Тогда при $R = 80 \text{ ом}$ $t_0 = 6,2 \text{ нсек}$, при $R = 400 \text{ ом}$ $t_0 = 7,0 \text{ нсек}$, при $R = 1000 \text{ ом}$ $t_0 = 15,4 \text{ нсек}$. Минимальная величина t_0 получается при

$$R = \sqrt{\frac{L_{cx}}{C_{cx} + C_n}} \approx 160 \text{ ом}$$

и равна $t_{0 \text{ мин}} = 5 \text{ нсек}$. Таким образом, для этих данных даже при идеальном импульсном трансформаторе и при отсутствии индуктивности последнего дросселя длительность фронта будет не менее 5 нсек.

Величины t_d и t_T выражают удлинение фронта последним дросселем и импульсным трансформатором соответственно и зависят от их параметров. В следующих двух параграфах этой главы будет показано, что уменьшение t_d и t_T влечет за собой снижение к. п. д. генератора и возрастание тепловой нагрузки сердечников.

Наличие паразитных индуктивностей и емкостей приводит и к удлинению спада. Величина этого удлинения такого же порядка, как и длительность фронта. Кроме того, длительность спада зависит и от параметров формирующей линии: от типа схемы линии и числа ее контуров. При малой длительности импульса число контуров не может быть большим, так как очень малые значения индуктивностей контуров практически неосуществимы. Обычно число контуров линии не превышает 2—3, поэтому спад импульса получается значительно длиннее фронта.

Однако длительность спада может быть существенно уменьшена путем применения *корректирующей цепочки*, описанной в § 3.3. Этот способ основан на том, что в момент окончания импульса нагрузка шунтируется элементом, имеющим низкое сопротивление, в результате чего разряд паразитной емкости, емкости нагрузки и формирующей линии ускоряется. Схема выходного звена с коррекцией показана на рис. 11.4. Она содержит резистор $R_{\text{корр}}$ и насыщающийся дроссель $L_{\text{корр}}$, подмагниченный постоянным током. С момента появления импульса на нагрузке

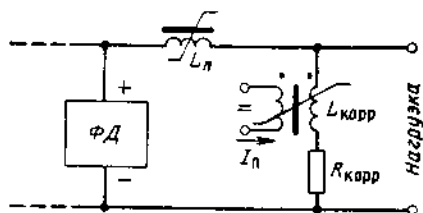


Рис. 11.4. Укорочение спада с помощью корректирующей цепи.

сердечник дросселя $L_{\text{корр}}$ выходит из насыщенного состояния и начинает перемагничиваться под действием импульса напряжения на нагрузке. Число витков дросселя рассчитывается так, чтобы к моменту начала спада импульса сердечник дросселя был полностью перемагничен. Тогда нагрузка будет шунтирована сопротивлением $R_{\text{корр}}$, включенным последовательно с индуктивностью дросселя $L_{\text{корр}}$. Значения этих параметров и будут определять скорость разряда емкости и формирующей линии.

Резистор $R_{\text{корр}}$ необходим для рассеивания неизрасходованной в нагрузке части энергии. При его отсутствии на нагрузке и на конденсаторе выходного звена после окончания импульса возникает всплеск напряжения обратной полярности. Отрицательное остаточное напряжение на конденсаторе передается затем на конденсаторы предыдущих звеньев и может нарушить нормальный режим работы генератора. Отрицательный всплеск напряжения на нагрузке также может оказаться нежелательным. Введение сопротивления $R_{\text{корр}}$ уменьшает всплеск, но при этом увеличивается длительность спада импульса. Величину сопротивления, а также число витков дросселя удобно

определять экспериментально, добиваясь наибольшего укорочения спада при допустимой величине обратного всплеска.

Если величина всплеска не имеет никакого значения, то резистор $R_{\text{корр}}$ может отсутствовать, а роль дросселя $L_{\text{корр}}$ в этом случае может выполнять импульсный трансформатор, число витков которого выбирают таким, чтобы его сердечник насыщался в момент окончания импульса.

Заметим, что дроссель $L_{\text{корр}}$ одновременно может быть использован и для устранения пьедестала перед импульсом.

Принципиальное отличие корректирующего дросселя от ограничителя пьедестала состоит в том, что первый должен удовлетворять значительно более жестким требованиям. Его сердечник должен насыщаться строго в определенный момент, причем индуктивность насыщения должна быть настолько малой, насколько это позволяют другие требования (потери в сердечнике, тепловая нагрузка, емкость между обмоткой и сердечником и пр.). Поэтому эффективное уменьшение длительности спада без заметного ухудшения других показателей (к. п. д., длительность фронта) оказывается не всегда возможным.

Устранение же пьедестала без снижения других показателей генератора принципиально возможно в любом случае, так как дроссель $L_{\text{огр}}$ может работать на любом частном цикле петли гистерезиса. Поэтому потери энергии в сердечнике всегда могут быть уменьшены настолько, что они не будут сказываться на общем к. п. д. генератора. В то же время, поскольку величина индуктивности дросселя $L_{\text{огр}}$ практически ничем не ограничена, возможно применение любых конструктивных мер для уменьшения емкости дросселя, как, например, увеличение толщины изоляционного слоя между сердечником и обмоткой, расположение рабочей и подмагничивающей обмоток на различных участках каркаса, наконец, включение последовательно с рабочей обмоткой дополнительной воздушной секционированной катушки с малой емкостью.

Влияние величины коэффициента трансформации импульсного трансформатора на длительность фронта. Из изложенного выше можно заключить, что задача построения магнитного генератора с малой длительностью импульса сводится главным образом к получению возможно меньшей длительности фронта. Действительно, искажения формы вершины импульса всегда можно скомпенсировать путем

определенной настройки контуров формирующей линии. Устранение пьедестала перед импульсом, как мы видели, не представляет затруднений. Наконец, применяя схему коррекции, можно значительно уменьшить длительность спада, сделав ее даже меньше длительности фронта.

Что касается длительности фронта, то ее уменьшение ограничивается как паразитными емкостями и индуктивностями, так и возрастанием потерь энергии в сердечниках импульсного трансформатора и дросселя последнего звена.

Как уже отмечалось, величины t_0 , t_d и t_T непосредственно друг от друга не зависят. Однако все они зависят от коэффициента трансформации импульсного трансформатора.

Зависимость t_d от коэффициента трансформации обусловлена тем, что с изменением конструкции дросселя изменяется величина коэффициента $\mu_{нн}$. При достаточно большом числе витков последнего дросселя (практически при $N_n > 40$), когда коэффициент $\mu_{нн}$ в формуле (2.6) можно считать практически не зависящим от N_n , величина t_d также не зависит от коэффициента трансформации k_T . Действительно, если увеличить k_T , например, в p раз, то напряжение в первичной цепи уменьшится в p раз и во столько же необходимо уменьшить число витков последнего дросселя. Согласно (2.6) индуктивность дросселя должна уменьшиться при этом в p^2 раз. Но поскольку величина k_T^2 стала в p^2 раз больше, то значение $L_{нн}$, пересчитанное во вторичную цепь, и, следовательно, t_d останутся неизменными.

Однако для генераторов импульсов малой длительности данное рассуждение неприменимо, так как число витков последнего дросселя обычно невелико. В подобных случаях, как уже отмечалось в гл. 2, индуктивность дросселя может в несколько раз превышать значение, найденное из (2.6), (2.7), вследствие неравномерного распределения тока по поверхности тороида, а также влияния составляющей тока, направленной вдоль окружности тороида. Поэтому увеличение k_T будет вызывать увеличение t_d и тем в большей степени, чем меньше число витков обмотки дросселя.

Величина t_T , естественно, тоже зависит от k_T . В следующем параграфе будет показано, что при фиксированном числе витков вторичной обмотки зависимость t_T от коэффици-

циента трансформации выражается множителем $\left| \frac{k_T - 1}{k_T} \right|$. Отсюда следует, что при $k_T < 3$ величина t_T существенно зависит от коэффициента трансформации.

Характер зависимости t_0 от k_T определяется распределением паразитных индуктивностей и емкостей между первичной и вторичной цепями. Вполне очевидно, что если паразитные индуктивности и емкости целиком сосредоточены во вторичной цепи, то t_0 от k_T не зависит. Если же они, наоборот, сосредоточены полностью в первичной цепи, то с увеличением k_T будет увеличиваться приведенная величина $L_{сх}$ и уменьшаться $C_{сх}$, следовательно, величина t_0 будет изменяться. При некотором значении k_T , когда приведенные к вторичной обмотке значения $L_{сх}$ и $C_{сх}$ удовлетворяют равенству

$$\frac{L_{сх}}{C_{н} + C_{сх}} = R^2, \quad (11.7)$$

величина t_0 минимальна и равна

$$t_{0 \text{ мин}} = 2 \sqrt{L_{сх} (C_{сх} + C_{н})}. \quad (11.8)$$

Таким образом, зависимость общей длительности фронта $\tau_{\phi} = t_{н} + t_T + t_0$ от коэффициента трансформации k_T оказывается довольно сложной, что затрудняет решение задачи оптимизации k_T в общем виде. Однако положение упрощается тем, что в силу целого ряда причин, в том числе и по конструктивным соображениям, диапазон возможных значений k_T весьма ограничен. Поэтому на практике приходится сравнивать между собой обычно не более 3—4 вариантов.

Применение схем, не содержащих импульсного трансформатора. В тех случаях, когда величина t_T составляет значительную часть общей длительности фронта τ_{ϕ} , может оказаться целесообразным применение бестрансформаторной схемы выходного звена. Одним из основных достоинств импульсного трансформатора является возможность выбора наиболее удобного типа конденсаторов в отношении их номинальной емкости, рабочего напряжения и габаритов. Это достоинство может быть сохранено, если вместо импульсного трансформатора использовать обычный трансформатор, включенный параллельно конденсатору последнего звена (рис. 11.5). Заметим, что в этой схеме трансформатор принципиально отличается от импульсного трансформатора

(рис. 11.6), так как его емкость не удлиняет фронт, а лишь увеличивает накопительную емкость выходного звена. Поэтому индуктивность рассеяния трансформатора без всякого ущерба может быть сделана настолько малой, что

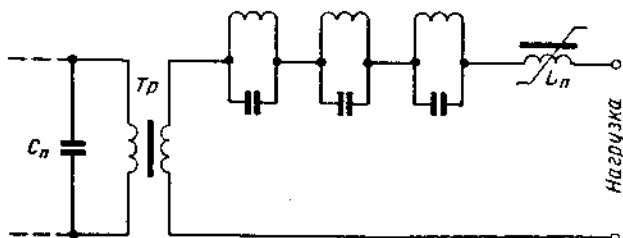


Рис. 11.5. Выходное звено с бестрансформаторным выходом.

ее влияние на длительность фронта будет незначительным. Таким образом, в этой схеме величина t_r отсутствует.

Следует иметь в виду, что в бестрансформаторной схеме в случае, когда нагрузка имеет вентильный характер,

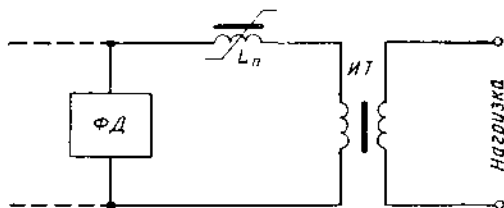


Рис. 11.6. Выходное звено с импульсным трансформатором.

необходимо обеспечить путь для обратного тока через обмотку последнего дросселя L_n . Это можно сделать, включив параллельно нагрузке дроссель с подмагничиванием. Этот дроссель одновременно может служить в качестве ограничителя пьедестала перед импульсом, а также и для коррекции спада импульса (рис. 11.3 и 11.4).

Решая вопрос о применении той или иной схемы, необходимо учитывать влияние k_T на величину t_0 . В отдельных случаях может оказаться, что применение импульсного трансформатора, несмотря на дополнительное удлинение фронта, приведет в конечном итоге не к увеличению, а к уменьшению общей длительности фронта за счет изменения соотношения между $L_{сх}$, $C_{сх}$ и R .

11.2. ИМПУЛЬСНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР

Удлинение фронта импульса. Согласно (11.5) удлинение фронта, обусловленное наличием индуктивности рассеяния и емкости трансформатора, определяется выражением

$$t_T = \frac{L_p + R^2 C_T}{R}. \quad (11.9)$$

Во второй главе было показано, что основную часть эквивалентной емкости трансформатора C_T составляет эквивалентная емкость между первичной и вторичной обмотками C_{12} . Остальные составляющие при рациональном конструировании обычно невелики по сравнению с C_{12} . Уменьшение же емкости C_{12} путем уменьшения длины обмоток l_0 или увеличения изоляционного промежутка Δ_{12} между обмотками, или за счет иного изменения конструкции всегда приводит к увеличению индуктивности рассеяния L_p . При этом оказывается, что произведение $L_p C_T$ остается приблизительно постоянным при заданных размерах сердечника и постоянном числе витков и практически не зависит от конструкции трансформатора.

Легко убедиться в том, что выражение (11.9) при постоянном произведении $L_p C_T$ обладает минимумом, когда

$$\frac{L_p}{C_T} = R^2. \quad (11.10)$$

При этом величина t_T равна

$$t_{T \text{ мин}} = 2 \sqrt{L_p C_T}. \quad (11.11)$$

Отношение L_p/C_T можно изменять практически в очень широких пределах, изменяя конструкцию обмоток трансформатора. Поэтому в дальнейшем будем считать, что условие (11.10) выполнено.

Найдем удлинение фронта t_T для следующего случая: сердечник трансформатора изолирован от обмоток, коэффициент трансформации k_T больше единицы, вторичная обмотка расположена над первичной, импульс трансформируется без изменения полярности. При этих условиях можно считать, что $C_T \approx C_{12}$, откуда согласно (2.65) получим

$$L_p C_T \approx \frac{\mu_0 \varepsilon_0}{3} \left(\frac{\rho_1 + \rho_2}{2} \frac{k_T - 1}{k_T} N \right)^2. \quad (11.12)$$

Здесь приняты те же обозначения, что и в § 2.5. Кроме того, обозначим: D — средний диаметр тороида, a — ширина сечения сердечника, b — высота сечения сердечника, χ — коэффициент заполнения сердечника, учитывающий наличие изоляции между витками ленты.

Для дальнейшего изложения удобно выразить все величины, относящиеся к геометрическим размерам сердечника, через средний диаметр D . С этой целью введем безразмерные коэффициенты

$$\left. \begin{aligned} m &= 2\pi \frac{a+b}{D}, \\ k &= \frac{\chi ab}{2D(a+b)}, \end{aligned} \right\} \quad (11.13)$$

зависящие от относительных размеров сердечника. Тогда охлаждающая поверхность и объем сердечника будут равны

$$\left. \begin{aligned} S_{\text{охл}} &= \pi D \cdot 2(a+b) = mD^2, \\ V &= \pi D \chi ab = kmD^3. \end{aligned} \right\} \quad (11.14)$$

Очевидно далее, что

$$p_1 = p_0 + 2\pi \Delta_{01} = 2(a+b) \left(1 + \pi \frac{\Delta_{01}}{a+b} \right),$$

$$p_2 = p_1 + 2\pi \Delta_{12} = 2(a+b) \left(1 + \pi \frac{\Delta_{01} + \Delta_{12}}{a+b} \right),$$

$$\frac{p_1 + p_2}{2} = 2(a+b) \left(1 + \pi \frac{\Delta_{01} + \frac{1}{2} \Delta_{12}}{a+b} \right) = 2(a+b)(1+r),$$

$$\text{где } r = \pi \frac{\Delta_{01} + \frac{1}{2} \Delta_{12}}{a+b}.$$

Подставив эти выражения в (11.11) и (11.12), получим

$$t_{\tau} = \frac{2(a+b)N}{v}, \quad (11.15)$$

где

$$v = \frac{c}{\sqrt[3]{3} (1+r)^{\frac{k_{\tau}-1}{k_{\tau}}} \sqrt[3]{\varepsilon}}; \quad (11.16)$$

$c = 3 \cdot 10^8$ м/сек — скорость света в пустоте.

Будем считать заданным изменение индукции $\Delta B = \lambda 2B_s$ в сердечнике за время передачи импульса. Выра-

зим число витков N вторичной обмотки через λ , т. е.

$$N = \frac{U_{и\tau_{и}}}{\lambda 2B_s \chi_{ab}}, \quad (11.17)$$

и подставим это значение в (11.15). Тогда с учетом (11.13) получим

$$t_{\tau} = \frac{U_{и\tau_{и}}}{2B_s v k} \cdot \frac{1}{\lambda D}. \quad (11.18)$$

Заметим, что справедливость этой формулы не ограничивается принятыми выше допущениями. Можно показать, что для большинства других случаев, отличающихся от рассматриваемого, получится точно такое же выражение для t_{τ} , но с другим коэффициентом v .

Заметим также, что t_{τ} очень слабо зависит от коэффициента трансформации k_{τ} , если $k_{\tau} > 3$.

Обычно толщины изоляционных промежутков Δ_{01} , Δ_{02} , Δ_{12} не превышают величин a и b , поэтому диапазон изменения величины v весьма ограничен. Пределы возможных изменений коэффициентов k и m также ограничены. Это видно из табл. 11.1, в которой приведены значения m и k , рассчитанные для сердечников различных размеров.

Таким образом, в нашем распоряжении остаются в основном две независимые переменные: D и λ .

Очевидно, что величина λ ограничена сверху условием

$$\lambda \leq 1. \quad (11.19)$$

Снизу величина λ может ограничиваться, например, условием размещения каждой обмотки в один слой.

Коэффициент полезного действия трансформатора и тепловая нагрузка сердечника. При малой длительности импульса основную часть потерь энергии составляют потери в сердечнике. Исходя из этого, запишем

$$\eta_{\tau} = \frac{W_{и}}{W_{и} + W_{\text{мт}}}. \quad (11.20)$$

Здесь η_{τ} — к. п. д. импульсного трансформатора; $W_{и} = I_{и} U_{и} \tau_{и}$ — энергия выходного импульса; $W_{\text{мт}}$ — энергия, затраченная на перемагничивание сердечника.

Величина $W_{\text{мт}}$ согласно (2.42) — (2.44) равна сумме двух слагаемых, одно из которых постоянно, а другое

ТАБЛИЦА 11.1

Размеры сердечника, мм	χ	$\frac{a}{D}$	$\frac{b}{D}$	k	m
80×50×15	0,6	0,230	0,230	0,035	2,89
80×50×10	0,6	0,230	0,154	0,027	2,42
60×35×15	0,6	0,263	0,316	0,043	3,65
50×35×10	0,6	0,177	0,235	0,030	2,58
35×25×10	0,6	0,167	0,333	0,033	3,14
35×25×5	0,6	0,167	0,167	0,025	2,10
30×25×10	0,6	0,091	0,364	0,022	2,86
30×20×5	0,6	0,091	0,182	0,018	1,73
30×20×6,5	0,6	0,200	0,260	0,034	2,89
26×20×6,5	0,6	0,130	0,282	0,027	2,58
25×17×10	0,6	0,190	0,476	0,041	4,19
22×17×4	0,6	0,128	0,205	0,023	2,10

обратно пропорционально τ_n . При малых значениях τ_n первым слагаемым можно пренебречь. Второе слагаемое для случая импульса напряжения прямоугольной формы определяется формулой (2.47)

$$W_{\text{нт}} = \frac{2B_s V}{\tau_n} (S_{w0} \lambda^2 + S_{we} \lambda^3). \quad (11.21)$$

Для наших целей вместо (11.21) удобнее использовать аппроксимацию этого выражения в такой форме:

$$W_{\text{MT}} = \frac{2B_s V S_w}{\tau_{\text{H}}} \lambda^{\xi}, \quad (11.22)$$

где $S_w = S_{w0} + S_{we}$ — коэффициент переключения сердечника.

Когда вязкая составляющая S_{w0} мала по сравнению с S_{we} , то выражение (11.22) практически совпадает с (11.21), если положить $\xi = 3$. Обычно это имеет место при толщине ленты d , превышающей 0,02 мм. Для сверхтонких прокатов ($d \leq 0,005$ мм) и для ферритов с прямоугольной петлей $\xi = 2$. Наконец, в промежуточном случае $0,005 \text{ мм} < d < 0,02 \text{ мм}$ формула (11.22) также достаточно точно описывает зависимость (11.21) при надлежащем выборе величины ξ в диапазоне $2 < \xi < 3$.

Таким образом, относительная величина потерь энергии в сердечнике трансформатора выразится следующей формулой:

$$\frac{W_{\text{MT}}}{W_{\text{H}}} = \frac{2B_s V S_w \lambda^{\xi}}{U_{\text{H}} I_{\text{H}} \tau_{\text{H}}^2}.$$

Используя (11.4), получим

$$\frac{W_{\text{MT}}}{W_{\text{H}}} = \frac{1 - \eta_{\text{T}}}{\eta_{\text{T}}} = \frac{2B_s S_w k m}{U_{\text{H}} I_{\text{H}} \tau_{\text{H}}^2} \lambda^{\xi} D^3. \quad (11.23)$$

Аналогичным путем, подставив (11.4) и (11.22) в (2.53), получим выражение для тепловой нагрузки сердечника

$$q_{\text{T}} = \frac{W_{\text{MT}} f_{\text{c}}}{S_{\text{охл}}} = \frac{2B_s S_w k f_{\text{c}}}{\tau_{\text{H}}} \lambda^{\xi} D. \quad (11.24)$$

Здесь f_{c} — частота следования импульсов.

Оптимальные параметры трансформатора. Задача отыскания оптимальных параметров может быть поставлена по-разному в зависимости от конкретных требований к импульсному трансформатору. Например, можно потребовать, чтобы при заданных значениях к. п. д., тепловой нагрузки и удлинения фронта трансформатор имел минимальные размеры.

Покажем, как может быть решена подобная задача. Вначале предположим, что материал сердечника выбран,

т. е. величины B_s и S_w заданы. Тогда в нашем распоряжении остаются только два параметра: λ и D , которые могут варьироваться в относительно широком диапазоне. Все остальные величины, входящие в (11.18) и (11.23) — (11.24), либо заданы, либо могут изменяться лишь в ограниченных пределах.

Нетрудно видеть, что сформулированные выше требования взаимно противоречивы. Действительно, уменьшение D , т. е. размеров сердечника, снижает тепловую нагрузку и относительную величину потерь энергии, но увеличивает t_T . В связи с этим, важным обстоятельством является возможность использования режима неполного перемагничивания сердечника. Перемножая обе части равенств (11.18) и (11.24), получим

$$t_T q_T^2 = \frac{S_w f_c U_H \lambda^{\xi-1}}{v} . \quad (11.25)$$

Отсюда видно, что при работе на предельной петле гистерезиса ($\lambda = 1$) произведение $t_T q_T$ является постоянной величиной, не зависящей от D . Уменьшение этого произведения возможно только путем уменьшения λ , т. е. переходом на частный цикл петли гистерезиса.

С другой стороны, уменьшение λ может повлечь за собой увеличение D , в результате чего увеличатся размеры и уменьшится к. п. д. трансформатора.

Для определения оптимальных значений D и λ введем обозначения [74]:

$$\left. \begin{aligned} c_1 &= \frac{U_H \tau_H}{2 B_s v k t_{T \text{ доп}}} , \\ c_2 &= \frac{U_H I_H \tau_H^2}{2 B_s S_w k m} \cdot \frac{1 - \eta_{T \text{ доп}}}{\eta_{T \text{ доп}}} , \\ c_3 &= \frac{\tau_H q_{T \text{ доп}}}{2 B_s S_w k f_c} . \end{aligned} \right\} \quad (11.26)$$

Здесь $t_{T \text{ доп}}$, $q_{T \text{ доп}}$ и $\eta_{T \text{ доп}}$ суть максимальные значения удлинения фронта и тепловой нагрузки и минимальное значение к. п. д., допускаемые по условиям задачи. Тогда согласно (11.18) и (11.23) — (11.24) задача минимизации размеров трансформатора при заданных значениях $t_{T \text{ доп}}$, $q_{T \text{ доп}}$ и $\eta_{T \text{ доп}}$ математически сформулируется следующим образом: найти минимум функции $F(D, \lambda) = D$ в области,

ограниченной неравенствами:

$$\lambda D \geq c_1,$$

$$\lambda^{\xi} D^3 \leq c_2,$$

$$\lambda^{\xi} D \leq c_3,$$

$$\lambda \leq 1.$$

Прологарифмируем эти неравенства:

$$\lg D + \lg \lambda \geq \lg c_1, \quad (11.27)$$

$$3 \lg D + \xi \lg \lambda \leq \lg c_2, \quad (11.28)$$

$$\lg D + \xi \lg \lambda \leq \lg c_3, \quad (11.29)$$

$$\lg \lambda \leq 0. \quad (11.30)$$

Теперь задача свелась к нахождению минимума линейной функции $F_1(\lg D, \lg \lambda) = \lg D$ при ограничениях (11.27) — (11.30), имеющих вид линейных неравенств, т. е. к задаче линейного программирования.

При отсутствии требования минимальных габаритов задача может быть поставлена иначе. Например: найти значения $\lg D$ и $\lg \lambda$, обращающие в максимум линейную функцию $F_2(\lg D, \lg \lambda) = \lg D + \lg \lambda$ при ограничениях (11.28) — (11.30). Такая формулировка соответствует расчету на минимум t_T . Аналогичным образом можно вести расчет на минимум тепловой нагрузки или на максимум к. п. д. Поскольку имеются всего две переменные, задачу можно легко решить путем графического построения на плоскости $\lg D, \lg \lambda$.

Возьмем для определенности конкретный пример. Пусть $U_H = 6$ кв, $I_H = 6$ а, $\tau_H = 50$ мсек, $f_c = 20$ кгц, $k_T = 2$. Зададимся следующими значениями: $t_{T \text{ доп}} = 8$ мсек, $q_{T \text{ доп}} = 2 \cdot 10^3$ вт·м⁻², $\eta_{T \text{ доп}} = 0,9$. Для сердечника трансформатора используем сплав 79НМ при толщине ленты $d = 0,01$ мм. Учитывая, что при заданном значении q_T превышение температуры сердечника над температурой окружающей среды составит $100 - 150^\circ$, можно принять $2B_s = 1,35$ тл, $S_w = 50$ мкк·м⁻¹. Величину ξ для данной толщины проката положим равной $\xi = 2,5$.

Примем следующие относительные размеры: $k = 0,03$; $m = 2,8$; $r = 1,6$, и положим $\epsilon = 2,5$.

Подставив все эти данные в (11.26), найдем: $\lg c_1 = -2,133$; $\lg c_2 = -5,755$; $\lg c_3 = -2,607$.

На рис. 11.7 построена область, ограниченная неравенствами (11.27) — (11.30), имеющая в данном случае вид треугольника АБВ. В более общем случае эта область представляет собой четырехугольник, одной из сторон которого является отрезок прямой $\lg \lambda = 0$. При наличии каких-либо дополнительных ограничений многоугольник может иметь еще большее число сторон.

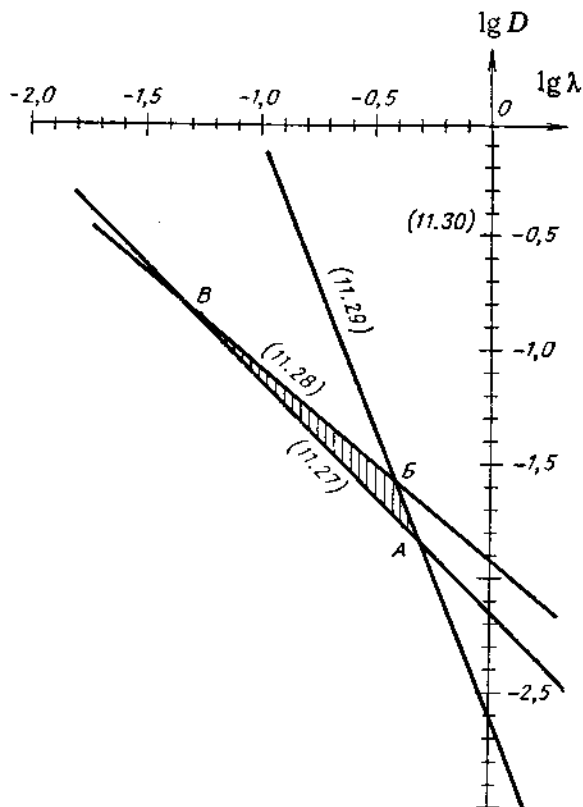


Рис. 11.7. Область допустимых значений λ и D , определяемая неравенствами (11.27) — (11.30).

То обстоятельство, что в данном случае область допустимых значений не содержит точек $\lg \lambda = 0$, означает, что удовлетворить всем поставленным требованиям можно только при использовании частного цикла петли гистерезиса.

Как видно из построения, искомый минимум D наступает в точке А с координатами $\lambda = 0,50$, $D = 1,48$ см. Эта точка соответствует и максимуму к. п. д.: $\eta_{\text{т макс}} = 0,97$.

Точка B ($\lambda = 0,39$, $D = 2,70$ см) соответствует минимуму t_T , равному $t_{T \text{ мин}} = 5,6$ мсек. Наконец, точка B характеризуется наименьшей тепловой нагрузкой, однако при этом значительно возрастают размеры сердечника ($D \approx 15,5$ см).

Таким образом, расчетные параметры трансформатора принимают экстремальные значения в вершинах треугольника ABV , причем практический интерес представляют вершины A и B и прилегающая к ним область.

Материал сердечника и толщина ленты. Рассмотрим теперь, как влияет выбор материала сердечника и толщины проката на область возможных значений λ и D .

С увеличением коэффициента переключения величины c_2 и c_3 уменьшаются, поэтому границы области, определяемые неравенствами (11.28) и (11.29), смещаются вниз и влево. В результате заштрихованная область будет сужаться до тех пор, пока не исчезнет совсем. Исчезновение области в данном случае наступает уже при толщине ленты около 0,02 мм. Наоборот, уменьшение толщины ленты до 0,005 мм уменьшает S_w и, следовательно, расширяет область возможных значений λ и D . Дальнейшее уменьшение толщины уже не дает никаких заметных результатов, так как при этом $S_w \approx S_{w0}$ и не зависит от толщины.

Увеличение B_s при постоянном значении S_w приводит к сдвигу всей области вниз, причем прямые (11.27) и (11.29) смещаются больше, чем прямая (11.28), т. е. размеры области возрастают.

Таким образом, чем меньше S_w и больше B_s , тем легче удовлетворить заданным требованиям. Если неравенство (11.29) сильнее, чем (11.30), т. е. область не включает точки, лежащие на оси $\lg D$, то наилучшим является материал, обладающий наименьшим отношением $S_w/B_s^{\xi-1}$. Это следует из того, что одновременное увеличение S_w и $B_s^{\xi-1}$ в одно и то же число раз (например, в p раз) при постоянной толщине ленты не изменяет размеров области. Действительно, при таком условии новые значения $\lg c_1$, $\lg c_2$ и $\lg c_3$ будут равны:

$$\lg c'_1 = \lg c_1 - \frac{1}{\xi-1} \lg p,$$

$$\lg c'_2 = \lg c_2 - \frac{\xi}{\xi-1} \lg p,$$

$$\lg c'_3 = \lg c_3 - \frac{\xi}{\xi-1} \lg p.$$

Поэтому неравенства (11.27) — (11.29) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} \lg D + \left(\lg \lambda + \frac{1}{\xi - 1} \lg p \right) &\geq \lg c_1, \\ 3 \lg D + \xi \left(\lg \lambda + \frac{1}{\xi - 1} \lg p \right) &\leq \lg c_2, \\ \lg D + \xi \left(\lg \lambda + \frac{1}{\xi - 1} \lg p \right) &\leq \lg c_3, \end{aligned} \right\} \quad (11.31)$$

т. е. вся область возможных значений сдвинется влево на величину $\frac{1}{\xi - 1} \lg p$.

Заметим, что при этом минимальное значение D остается неизменным. Иначе говоря, применение материала с более высокой индукцией насыщения не дает уменьшения габаритов трансформатора. Примерно такое отношение имеет место между пермалловыми сплавами первой группы (типа 50НП, 34НҚМП) и второй группы (79НМ, 80НХС), представленными в табл. 2.1 и 2.2, если толщина ленты в обоих случаях около 0,005 мм. При этой толщине $\xi - 1 \approx 1$. У материалов первой группы B_s приблизительно вдвое больше, чем у второй, но и S_w практически во столько же раз больше. Поэтому материалы обеих групп можно считать равноценными.

При толщине ленты порядка 0,02 мм и выше материалы первой группы выгоднее. В этом случае $\xi \approx 3$ и, следовательно, материалы первой группы будут иметь меньшее значение $S_w/B_s^{\xi-1}$.

Напомним, что эти выводы относятся к случаю, когда область возможных значений $\lg D$ и $\lg \lambda$ не содержит точек, лежащих на оси $\lg D$.

Если же область включает точки $\lg \lambda = 0$, т. е. заданные требования допускают возможность работы на предельной петле гистерезиса, то предпочтительнее материалы, имеющие более высокую индукцию насыщения.

11.3. ДРОССЕЛЬ ПОСЛЕДНЕГО ЗВЕНА

Объем сердечника. Как было показано в гл. 3, общий объем сердечников генератора минимален при равенстве объемов сердечников всех дросселей. Соответственно этому в гл. 6 рекомендуется объемы сердечников брать равными или близкими по величине.

Для генераторов импульсов наносекундного диапазона целесообразен несколько иной порядок расчета. Вследствие больших потерь энергии в сердечниках, особенно в последнем, здесь на первый план выступает задача обеспечения заданной длительности фронта при максимальном к. п. д. и возможно меньшей тепловой нагрузке сердечника. В гл. 6 было показано, что в общем случае условие получения максимального к. п. д. не совпадает с условием равенства объемов сердечников даже в генераторах обычного диапазона. Тем в большей степени это относится к генераторам импульсов малой длительности.

Ввиду того что наиболее значительную часть всех потерь энергии составляют потери в сердечнике последнего дросселя, целесообразно расчет генератора начать с определения оптимального сжатия последнего звена. При этом определится и объем сердечника последнего дросселя. Далее расчет остальных звеньев можно производить по методике, изложенной в гл. 6.

Для получения требуемых соотношений воспользуемся формулой (3.75), подставив в нее x_n из (3.76):

$$V_n = \frac{4\mu_0\mu_{нн}\gamma_n^2\tau_n^2P_n}{\pi^2(\Delta B_n)^2\beta_n\alpha\tau_n}. \quad (11.32)$$

Здесь $\mu_{нн}$ — коэффициент, определяемый согласно (2.7) и учитывающий, кроме того, влияние неравномерного распределения тока по поверхности тороида при малом числе витков дросселя L_n ; β_n — коэффициент передачи энергии из формирующей линии в нагрузку, который в данном случае приблизительно равен коэффициенту полезного действия импульсного трансформатора η_n ; $\alpha = t_d/\tau_n$.

В многозвенных схемах магнитных генераторов сердечники всех переключающих дросселей, за исключением первого и в отдельных случаях второго дросселя, работают, как правило, на предельной петле гистерезиса. Осуществить перемагничивание по частной петле без введения в схему дополнительных элементов невозможно. Поэтому рабочий перепад индукции в сердечнике последнего дросселя при заряде формирующей линии обычно равен

$$\Delta B_n = B_r + B_s - \Delta' B_n, \quad (11.33)$$

где $\Delta' B_n$ — изменение индукции в результате предварительного намагничивания сердечника последнего дросселя

вследствие утечки тока через обмотку предпоследнего дросселя при заряде конденсатора предпоследнего звена.

Для получения приближенных соотношений можно пренебречь величиной $\Delta' B_n$ и разностью $B_s - B_r$ и считать

$$\Delta B_n \approx 2B_s. \quad (11.34)$$

Коэффициент γ_n зависит от относительной величины интервала задержки (ожидания) насыщения сердечника последнего дросселя. Очевидно, что для получения минимальной индуктивности L_{nn} последнего дросселя при минимальной затрате энергии на перемагничивание сердечника величина этого интервала должна быть значительно меньше τ_n . Поэтому в соответствии с (3.30) будем считать коэффициент γ_n равным

$$\gamma_n \approx \frac{\pi}{2}. \quad (11.35)$$

Подставляя (11.34), (11.35) в (11.32), с учетом всего вышесказанного получим

$$V_n = \frac{\mu_0 \mu_{nn} \tau_n^2 P_n}{\eta_T (2B_s)^2 t_d}. \quad (11.36)$$

Из (11.36) видно, что для уменьшения t_d необходимо снижать длительность τ_n заряда формирующей линии и увеличивать объем сердечника. Однако это приведет к увеличению относительной высоты пьедестала перед импульсом, снижению к. п. д. и увеличению тепловой нагрузки.

Согласно (2.51) энергию потерь в сердечнике можно считать равной

$$W_{mn} = (1,5 \div 1,84) \frac{V_n 2B_s S_w}{\tau_n}. \quad (11.37)$$

Значение числового коэффициента в этой формуле зависит от соотношения между S_{w0} и S_{we} , т. е. от толщины ленты. Подставив (11.36) в (11.37), получим

$$\frac{W_{mn}}{W_n} = \frac{(1,5 \div 1,84) \mu_0 \mu_{nn} S_w \tau_n}{2B_s t_d \tau_n}, \quad (11.38)$$

где $W_n = \frac{P_n \tau_n}{\eta_T}$ — энергия, запасаемая емкостью последнего звена к моменту насыщения сердечника дросселя L_n .

Соотношение (11.38) позволяет определить τ_n (т. е. фактически сжатие последнего звена), если заданы τ_n ,

t_d и отношение W_{mn}/W_n . После этого по формуле (11.36) определяется и объем V_n .

Таким образом, для выбранного материала сердечника всегда в принципе можно отыскать такие значения τ_n и V_n , при которых величины t_d и W_{mn}/W_n не превышают заданных значений.

Однако это решение не всегда может быть реализовано практически. Во-первых, может оказаться недопустимо большой тепловая нагрузка сердечника. Выражение для тепловой нагрузки с учетом (11.37) имеет вид

$$q_n = \frac{W_{mn} f_c}{S_{охлн}} = \frac{(1,5 \div 1,84) 2 B_s S_w V_n f_c}{\tau_n S_{охлн}}. \quad (11.39)$$

С уменьшением τ_n отношение $V_n/S_{охлн} \tau_n$ и, следовательно, тепловая нагрузка увеличиваются.

Во-вторых, величина τ_n , найденная из (11.38), может оказаться меньше, чем t_d , т. е. выходное звено не будет осуществлять сжатие. Таким образом, существует предельное значение t_d , которое можно получить, используя выбранный магнитный материал.

Материал сердечника и толщина ленты. Из (11.38) следует, что наиболее выгодным является материал, обладающий наименьшим отношением

$$\theta = \frac{\mu_0 \mu_B S_w}{B_s}. \quad (11.40)$$

Сравнивая по этому критерию материалы, приведенные в табл. 2.1 и 2.2, можно сказать, что сплавы типа 50НП и сплавы типа 79НМ приблизительно равноценны. Однако в отношении тепловой нагрузки сплавы второй группы значительно лучше, так как энергия, приходящаяся на единицу объема, у них приблизительно вчетверо меньше. Поэтому при повышенной частоте следования целесообразно применять сплавы типа 79НМ. Наоборот, при невысокой частоте следования предпочтительны сплавы первой группы, применение которых позволяет значительно уменьшить габариты генератора.

Уменьшение толщины ленты уменьшает S_w , но при этом уменьшается и коэффициент заполнения сердечника ферромагнитным материалом, что приводит к возрастанию μ_B . Выше уже отмечалось, что при $d < 0,005$ мм коэффициент переключения практически не зависит от толщины проката. В то же время коэффициент заполнения сердечника

при сверхтонких прокатах убывает особенно резко. Поэтому минимум величины θ наступает уже при толщине 0,005—0,01 мм, и дальнейшее уменьшение толщины становится нецелесообразным.

Пределы возможного укорочения импульса. Для оценки минимально достижимой величины t_d воспользуемся формулой (11.38), в которой положим $\tau_n = \tau_k$, $W_{mn}/W_n = 0,1$:

$$t_{d \text{ мин}} = (1,5 \div 1,84) 5 \frac{\mu_0 \mu_n S_w}{B_s} = (1,5 \div 1,84) 5\theta.$$

Минимум величины θ наступает при $d = 0,005 \div 0,01$ мм. Возьмем для примера $d = 0,005$ мм, $\mu_n = 7,5$, тогда по данным табл. 2.2 найдем, что $\theta = 0,5$ нсек. Отсюда

$$t_{d \text{ мин}} = 1,5 \cdot 5 \cdot 0,5 = 4 \text{ нсек.}$$

Таким образом, как показывают приведенные выше расчеты, а также опыт разработки магнитных генераторов с импульсной мощностью порядка десятков и сотен киловатт и частотой следования до 20 кГц, величины t_0 , t_d и t_T могут иметь следующие значения: $t_0 = 5 \div 15$ нсек, $t_d = 3 \div 7$ нсек, $t_T = 4 \div 8$ нсек. Следовательно, существующие в настоящее время магнитные материалы позволяют получать импульсы с длительностью фронта порядка $\tau_{\Phi} = 15 \div 30$ нсек.

Необходимо подчеркнуть, что предел укорочения импульсов определяется практически не только свойствами магнитных материалов, но и в значительной степени зависит от реально достижимых величин паразитных индуктивностей и емкостей конструкции.

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

В последнее время в связи с развитием автоматики и техники связи получили широкое применение цифровые схемы на магнитных элементах, обладающие рядом достоинств. Однако применяемые для питания этих схем генераторы продвигающих (тактовых) импульсов в большинстве случаев содержат большое количество полупроводниковых триодов и диодов и вследствие этого мало экономичны и недостаточно надежны.

В настоящей главе рассматриваются магнитные генераторы, позволяющие во многих случаях наилучшим образом решить проблему импульсного питания магнитных цифровых схем. Кроме того, они могут найти применение в магнитных отклоняющих системах и других устройствах, где требуется получение стабильных импульсов тока на быстро изменяющейся и (или) индуктивной нагрузке.

12.1. ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Особенности магнитных цифровых схем как нагрузки. Во всех предыдущих главах подразумевалось, что генератор работает на нагрузку, обладающую постоянным (во времени) сопротивлением, величина которого близка к волновому сопротивлению формирующей линии, образуемой элементами последнего, выходного звена.

Схемы на ферродиадных и бездиадных магнитных цифровых элементах предъявляют целый ряд специфических требований к генераторам продвигающих импульсов. Рассмотрим основные из них.

1. Количество сердечников цифрового устройства, перемагничивающихся при прохождении очередного импульса тока через цепь обмоток продвижения, зависит от записанной к этому моменту информации и может резко изменяться от импульса к импульсу. Соответственно изменяется

и импульсное напряжение на нагрузке генератора в несколько раз (иногда в десятки раз). Амплитуда же импульсов тока генератора при этом не должна существенно изменяться.

2. Напряжение на нагрузке резко изменяется в течение импульса тока: сначала оно быстро нарастает и достигает максимума еще на фронте или в начале плоской части импульса тока, а затем уменьшается в несколько раз

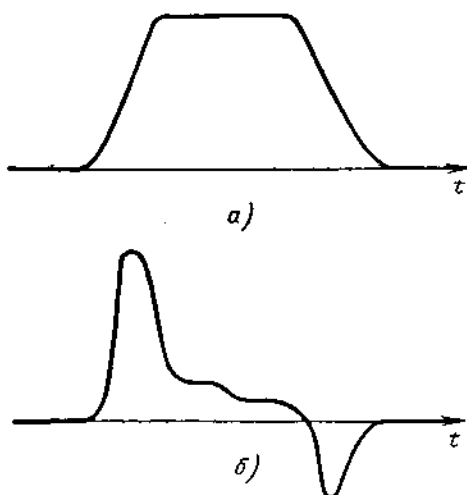


Рис. 12.1. Импульсы на выходе генератора продвигающих импульсов:

а — тактовый импульс тока; б — импульс напряжения на обмотках продвижения.

(рис. 12.1). Это связано с тем, что перемагничивание сердечников магнитных элементов происходит в основном во время начальной части продвигающего импульса, а также и с тем, что цепь продвижения обладает значительной индуктивностью. В то же время импульс тока должен иметь вполне определенную форму, в частности фронт импульса должен иметь заданную длительность.

3. Рабочий цикл магнитных цифровых схем состоит обычно из двух, трех или большего числа тактов, поэтому генератор должен обеспечивать поочередное появление импульсов в продвигающих цепях соответствующих тактов.

Таким образом, необходимо вырабатывать несколько последовательностей импульсов с определенными сдвигами во времени. Частота следования импульсов определяется требованием к быстродействию цифровых схем и составляет обычно несколько десятков килогерц.

4. В интервалах между импульсами выходной ток генератора должен быть ниже порога срабатывания магнитных элементов. В большинстве случаев допустим ток не более 1—2% импульсного значения, а в некоторых случаях даже 0,2—0,3%. Необходимо подчеркнуть, что в интервалах между импульсами на нагрузке может развиваться напряжение весьма значительной величины вследствие обратного перемагничивания сердечников магнитных элементов во время записи. Поэтому генератор должен обладать весьма большим сопротивлением со стороны нагрузки.

5. Обмотка продвижения магнитного элемента обладает некоторой емкостью относительно других обмоток. С увеличением числа последовательно соединенных обмоток продвижения увеличивается распределенная емкость цепи продвижения и одновременно возрастает напряжение на ней. В итоге емкостный ток может настолько возрасти, что нарушится нормальная работа элементов. Это ограничивает количество элементов с последовательным соединением обмоток продвижения и при большом числе элементов вынуждает использовать раздельное питание нескольких продвигающих цепей, причем импульсы тока во всех цепях должны быть одинаковыми.

Режим колебаний, используемый в генераторах импульсов тока. Простейший способ стабилизации амплитуды импульсов тока в случае быстро изменяющейся нагрузки состоит в том, что последовательно с нагрузкой включается балластное сопротивление достаточно большой величины. Однако такой способ явно невыгоден, так как в балластном сопротивлении будет бесполезно расходоваться значительная часть энергии генератора.

Целесообразнее поступить иначе. Согласно формуле (3.66) амплитуда импульса тока равна

$$I_n = \frac{U_n}{\rho + R}, \quad (12.1)$$

где U_n — напряжение на конденсаторе последнего звена в момент насыщения последнего дросселя; ρ — волновое сопротивление формирующей линии; R — сумма сопро-

тивления нагрузки и сопротивления потерь в выходном звене.

Если $R \ll \rho$, то I_n практически не зависит от R . Следовательно, выбрав достаточно большую величину сопротивления линии, можно в принципе обеспечить необходимую стабильность амплитуды тока без применения балластного сопротивления.

Если нагрузка обладает индуктивностью, то и в этом случае, выбрав надлежащим образом величину ρ , можно обеспечить заданную длительность фронта импульса. Это следует из формулы (3.60):

$$\tau_{\Phi} = \frac{2L}{\rho + R}. \quad (12.2)$$

Здесь L — суммарная индуктивность выходного звена, включающая индуктивность нагрузки, а также индуктивность насыщенного дросселя и индуктивность рассеяния импульсного трансформатора.

Таким образом, для получения импульсов тока, практически не зависящих от нагрузки, можно использовать режим, близкий к режиму короткого замыкания [8, 11]. Именно этот принцип и положен в основу рассматриваемых генераторов.

Существенной особенностью данного режима является большая величина остаточного напряжения U'_n на конденсаторе C_n после формирования импульса. Его относительная величина $g_n = U'_n/U_n$ может быть легко найдена из уравнения заряда

$$C_n (U_n - U'_n) = I_n \tau_n. \quad (12.3)$$

Учитывая, что $\tau_n = 2\rho C_n$ из (3.69), и подставляя (12.1), получаем

$$g_n = \frac{R - \rho}{R + \rho}. \quad (12.4)$$

При $R < \rho$ величина g_n отличается от нуля, и с уменьшением R она стремится к -1 . В реальных генераторах импульсов тока относительная величина остаточного напряжения обычно лежит в пределах от $-0,5$ до $-0,8$.

Из сказанного следует, что и в этом случае запасенная в выходном звене энергия $W_n = C_n U_n^2/2$ неполностью расходуется в нагрузке. Значительная часть ее, равная $W'_n = C_n U_n'^2/2 = g_n^2 W_n$, остается в конденсаторе C_n после

формирования импульса. Однако этот избыток энергии не рассеивается бесполезно, как в случае применения балластного сопротивления.

Прежде всего, остаточное напряжение на C_n , как мы увидим, используется для обратного перемagnичивания сердечников генератора. Если после обратного перемagnичивания эта энергия будет даже полностью поглощена, то и здесь получим заметный выигрыш. Дело в том, что в случае применения балластного сопротивления на образование импульса обратного перемagnичивания потребовалась бы дополнительная затрата энергии сверх той, которая рассеивается в балластном сопротивлении во время импульса. Величина дополнительной энергии может достигать 20% от W_n и более, поскольку для генераторов продвигающих импульсов характерна относительно высокая частота следования импульсов. Уже по одной этой причине использование режима работы на рассогласованную нагрузку выгоднее, чем применение балластного сопротивления. Кроме того, большая величина остаточного напряжения позволяет ускорить процесс обратного перемagnичивания сердечников. Это обстоятельство очень важно для схем, содержащих полупроводниковые ключи, так как оно дает возможность значительно увеличить длительность импульса тока через ключ.

Перечисленные выше достоинства рассматриваемого режима относятся к случаю, когда энергия остаточного напряжения полностью рассеивается к моменту формирования следующего импульса, что характерно для генератора, работающего *в ждущем режиме*. Если же генератор работает *в режиме непрерывных колебаний* при постоянной (или почти постоянной) частоте следования, то в этом случае энергию остаточного напряжения можно сохранить до следующего импульса и тем самым еще больше снизить потребляемую мощность.

Таким образом, магнитные генераторы импульсов тока рассматриваемого типа позволяют обеспечить выполнение всех специфических требований к генераторам продвигающих импульсов, сохраняя в то же время такие достоинства магнитных генераторов, как высокая надежность, экономичность, малые габариты и т. д.

Выражение (12.4) для остаточного напряжения получено в предположении, что нагрузкой генератора является постоянное линейное сопротивление. В самом общем случае

достаточно знать лишь величину энергии W_n , расходуемой в нагрузке и в элементах формирующей линии за один импульс. Очевидно, что

$$W_n = \frac{1}{2} C_n (U_n^2 - U_n'^2). \quad (12.5)$$

Учитывая (12.3), получаем

$$g_n = \frac{W_n - I_{np}^2 \tau_n}{W_n + I_{np}^2 \tau_n}. \quad (12.6)$$

Чрезвычайно важным является требование, чтобы в интервалах между импульсами генератор обладал высоким выходным сопротивлением. Для этого в рассматриваемых генераторах используется *режим с одним насыщением сердечника последнего дросселя за период следования импульсов*. В этом режиме выходной ток генератора обусловлен в основном лишь током намагничивания i_{mn} последнего дросселя. Применяя сердечники из сплавов, обладающих малыми удельными потерями (таких, как 79НМ, 80НХС), можно обеспечить достаточно малую величину тока намагничивания и тем самым удовлетворить данное требование.

Для генератора однополярных импульсов одно насыщение сердечника последнего дросселя за период означает, что сердечник перемагничивается по *частной петле гистерезиса* без насыщения в обратном направлении. Для обеспечения такого режима в многозвенных схемах необходимо применять специальные меры, о которых будет сказано в § 2.4.

В большинстве случаев, как будет видно из дальнейшего, последний дроссель и нагрузка оказываются изолированными по постоянному току от источников постоянной э. д. с. и нелинейных выпрямительных элементов. В таких случаях среднее значение тока через обмотку дросселя равно нулю. Если дроссель не подмагничен постоянным током, то протекание однополярных импульсов тока, амплитуда которых во много раз превышает величину тока намагничивания, невозможно. Это противоречило бы условию равенства нулю среднего тока. Поэтому дроссель должен быть обязательно подмагничен постоянным током. Величина этого тока и будет определять амплитуду выходных импульсов.

Действительно, если дроссель подмагничен током $I_{\text{пн}}$, то согласно (2.8) через рабочую обмотку дросселя наряду с током намагничивания $i_{\text{мн}}$ протекает постоянный ток смещения, равный

$$I_{\text{бн}} = -I_{\text{пн}} \frac{N_{\text{пн}}}{N_{\text{н}}}, \quad (12.7)$$

где $N_{\text{н}}$ — число витков рабочей обмотки; $N_{\text{пн}}$ — число витков обмотки подмагничивания. Из равенства нулю среднего тока за период T находим

$$\int_0^{\tau_{\text{н}}} i_{\text{н}} dt = I_{\text{н}} \tau_{\text{н}} = - \int_{\tau_{\text{н}}}^T i_{\text{н}} dt = -I_{\text{бн}} (T - \tau_{\text{н}}) - \int_{\tau_{\text{н}}}^T i_{\text{мн}} dt. \quad (12.8)$$

Пренебрегая интегралом от тока намагничивания $i_{\text{мн}}$, получим

$$I_{\text{н}} = -I_{\text{бн}} \left(\frac{T}{\tau_{\text{н}}} - 1 \right). \quad (12.9)$$

Таким образом, в режиме с одним насыщением сердечника последнего дросселя при равенстве нулю среднего тока генератор обладает *стабилизирующим свойством* независимо от схемы его входной части. Важно отметить, что амплитуда импульсов в установившемся режиме не зависит ни от параметров нагрузки, ни от напряжения источника питания и при постоянной частоте следования определяется лишь величиной тока подмагничивания. Это существенно упрощает задачу как стабилизации амплитуды, так и ее регулирования.

Особенности построения схем. В связи с использованием режима одного насыщения сердечника последнего дросселя ограничиваются возможности применения звеньев типа Б. Напомним (см. гл. 1), что при заряде конденсатора звена типа Б зарядный ток всегда протекает через дроссели следующих звеньев и может замыкаться через нагрузку. Отсюда ясно, что последнее звено может быть только звеном типа А. Следовательно, в однозвенных схемах применение звеньев типа Б исключается. В многозвенных схемах, как будет показано ниже, применение звеньев типа Б возможно при наличии в схеме генератора дополнительных элементов, исключающих протекание тока заряда конденсатора звена типа Б через нагрузку.

В генераторах с нулевым средним током через обмотку последнего дросселя, как правило, возникает необходимость принятия специальных мер, чтобы исключить протекание обратного тока I_{bn} через нагрузку, поскольку

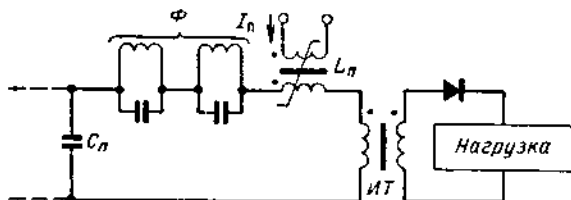


Рис. 12.2. Схема выходного звена генератора с диодом, устраняющим протекание обратного тока через нагрузку.

величина последнего может значительно превышать допустимое для нагрузки значение тока в паузах между импульсами. Устранить протекание тока I_{bn} через нагрузку можно различными способами.

Один из простейших способов состоит в использовании выходного (импульсного) трансформатора с диодом во

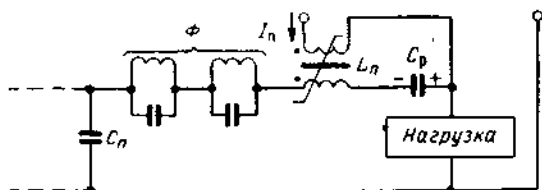


Рис. 12.3. Схема компенсации обратного тока.

вторичной цепи (рис. 12.2). Первичная обмотка трансформатора обеспечивает путь обратному току I_{bn} .

Однако этот способ требует применения импульсного диода, способного выдерживать импульсный ток I_n , что в ряде случаев может явиться существенным недостатком.

Достаточно простой способ, не требующий применения диодов, состоит в компенсации обратного тока током подмагничивания. Схема компенсации показана на рис. 12.3. Как видно из (12.7), для полной компенсации тока I_{bn} достаточно, чтобы рабочая и подмагничивающая обмотки имели одинаковые числа витков. Для изоляции выходного звена от нагрузки по постоянному току служит конденса-

тор развязки C_p , емкость которого должна значительно превышать накопительную емкость конденсатора C_n выходного звена. Заметим, что напряжение на конденсаторе C_p будет знакопостоянным, если выполняется неравенство

$$C_p \geq \frac{I_n \tau_n}{I_n R_n} = \frac{T - \tau_n}{R_n} \cdot \frac{N_{пн}}{N_n}, \quad (12.10)$$

где R_n — сопротивление нагрузки для постоянного тока. Поэтому для развязки можно применять электролитический конденсатор.

Компенсация обратного тока может осуществляться и в тех случаях, когда на выходе генератора имеется импульсный трансформатор.

Таким образом, протекание тока I_{bn} через нагрузку всегда может быть устранено без сколько-нибудь существенного усложнения схемы.

Необходимо иметь в виду, что вследствие малости тока в интервалах между импульсами заметное влияние может

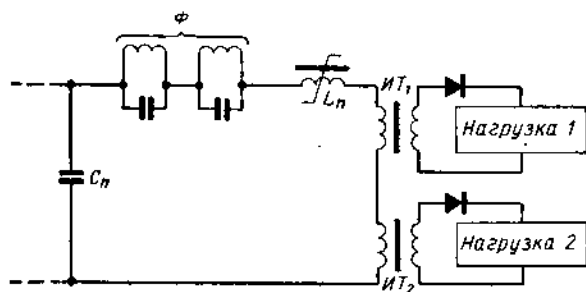


Рис. 12.4. Схема питания нескольких нагрузок.

оказывать емкостный ток, обусловленный наличием распределенной емкости выходного дросселя и трансформатора, а также емкости дросселя развязки в цепи подмагничивания.

Подключение нагрузки к генератору может осуществляться либо непосредственно, либо через выходной импульсный трансформатор. Выходные трансформаторы могут использоваться не только для трансформирования тока и изоляции цепей нагрузки от генератора по постоянному току, но и для других целей. Например, несколько выходных трансформаторов, первичные обмотки которых соединены последовательно (рис. 12.4), обеспечивают одно-

временное появление импульсов в разных нагрузках. Таким путем может быть решена задача питания большого числа магнитных цифровых элементов, когда последовательное соединение обмоток продвижения всех элементов недопустимо из-за большой распределенной емкости цепи продвижения. Аналогично решается и задача получения вспомогательных импульсов (например, импульсов запрета), совпадающих во времени с основными тактовыми импульсами.

По принципу построения входной части генераторы импульсов тока могут быть как I, так и II вида.

Для питания генератора I вида может использоваться полупроводниковый преобразователь постоянного напряжения в переменное или любой другой источник переменной э. д. с. Сама схема магнитного генератора не содержит никаких нелинейных элементов, кроме дросселей с сердечниками, не считая диодов на выходе генератора, наличие которых, как было показано, необязательно. Схема II вида содержит транзистор или тиристор, выполняющий роль управляемого ключа, и питается обычно от источника постоянного тока.

Рассмотрим сначала однозвенные схемы генераторов I и II вида, а затем отметим особенности многозвенных схем.

12.2. ГЕНЕРАТОРЫ I ВИДА

Режимы колебаний. Среди многообразия возможных колебательных режимов наибольший интерес для практики представляют следующие два.

1. **С и м м е т р и ч н ы й р е ж и м.** Как было отмечено в гл. 1, этот режим устанавливается при отсутствии подмагничивания дросселя. В симметричном режиме генератор вырабатывает разнополярные импульсы, следующие через каждые полпериода колебаний питающей э. д. с. Эти импульсы могут быть разделены диодами для получения двух сдвинутых на полпериода последовательностей однополярных импульсов в разных нагрузках. В частности, они могут быть использованы для питания двухтактных цифровых схем. Схема генератора такого рода приведена на рис. 12.5. Ее достоинствами являются простота, малые габариты и наименьшее по сравнению со всеми другими схемами потребление мощности.

Однако необходимо иметь в виду, что в этой схеме не обеспечивается достаточно полная развязка между нагрузками. Нетрудно видеть, что напряжение обратной полярности на одной из нагрузок может вызвать протекание тока в обеих нагрузках. Это обстоятельство ограничивает применение данной схемы.

2. Асимметричный режим с одним насыщением. В асимметричном режиме генератор вырабатывает однополярные импульсы. Этот режим более

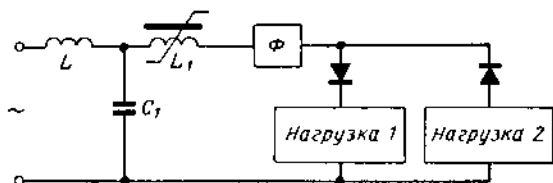


Рис. 12.5. Схема генератора для питания двухтактных цифровых схем, использующая симметричный режим.

универсален, позволяет использовать генератор для питания любых цифровых схем: как одноктактных, так и многотактных. В последнем случае достаточно применить несколько одинаковых генераторов, питаемых от общего источника переменной э. д. с.

Другим достоинством асимметричного режима является *стабилизирующее свойство*, рассмотренное выше. Следует также отметить, что асимметричный режим, как показано в гл. 4, существует в достаточно широкой области изменения параметров генератора и практически легко осуществим.

Дальнейшее изложение относится только к асимметричному режиму.

Потребляемая мощность. Отсутствие балластного сопротивления обуславливает высокую экономичность рассматриваемых генераторов по сравнению с другими типами генераторов продвигающих импульсов. Потребляемая генератором мощность складывается из мощности, непосредственно расходуемой в нагрузке, и мощности потерь в элементах генератора: в сердечниках, обмотках и конденсаторах.

Однако по сравнению с магнитными генераторами, работающими на согласованную нагрузку, которые были рассмотрены в предыдущих главах, генераторы импульсов

тока имеют более низкий к. п. д. Это объясняется тем, что энергия потерь в элементах генератора пропорциональна величине всей запасаемой в конденсаторах энергии. Полезная же энергия, отдаваемая в нагрузку, составляет лишь часть накапливаемой энергии, а не равна ей, как это имеет место в случае согласованной нагрузки. Таким образом, к. п. д. генератора существенно зависит от того, какая часть накопленной энергии расходуется в нагрузке.

Кроме фактического значения потребляемой мощности не менее важной является величина кажущейся потреб-

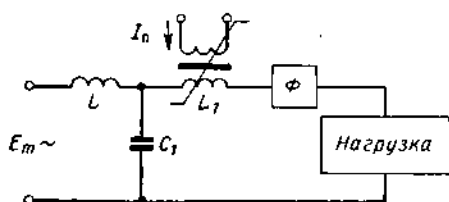


Рис. 12.6. Однозвенная схема генератора I вида, работающая в асимметричном режиме.

ляемой мощности $U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}}$, равная произведению эффективных значений тока и напряжения на входе генератора. Именно она определяет величину *номинальной мощности*, на которую должен быть рассчитан источник.

Отношение средней выходной мощности к кажущейся потребляемой мощности было названо в гл. 5 *коэффициентом мощности генератора*.

Обозначим через $W_{\text{н}}$ энергию выходного импульса, включив в нее и энергию потерь при разряде последнего конденсатора. Тогда для однозвенной схемы генератора (рис. 12.6) коэффициент мощности будет определяться выражением

$$\eta_{01} = \frac{W_{\text{н}}}{U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}} T} = \frac{C_1 (U_1^2 - U_1'^2)}{2 U_{\text{эфф}} I_{\text{эфф}} T}, \quad (12.11)$$

в котором U_1 и U_1' обозначают напряжения на конденсаторе C_1 до и после насыщения сердечника соответственно.

Рассмотрим влияние отрицательного остаточного напряжения U_1' на коэффициент мощности. Для этого воспользуемся результатами § 5.3, согласно которым коэффициент мощности при отсутствии потерь энергии в зарядном кон-

туре равен

$$\eta_{01} = \frac{1}{\sqrt{1+r^2+h^2}}. \quad (12.12)$$

Здесь используются следующие обозначения:

$$\left. \begin{aligned} r^2 &= \frac{(M_m - M \sqrt{M_m^2 - M^2})^2}{M^4}, \\ h^2 &= \frac{h_b^2}{M^2} \left(\frac{1-g_1}{1+g_1} \right)^2, \\ M_m &= \frac{2b^2}{\pi |b^2-1|} \frac{1-g_1}{1+g_1}, \\ h_b^2 &= \frac{1}{\pi^2} \left[\left(\frac{\pi b}{\sin \pi b} \right)^2 + \pi b \operatorname{ctg} \pi b - 2 - \frac{4b^4}{(b^2-1)^2} \right], \\ M &= \frac{2I_{b1}}{E_m \omega C_1}, \quad b = \frac{\omega_1}{\omega}, \quad g_1 = \frac{U'_1}{U_1}, \end{aligned} \right\} \quad (12.13)$$

ω — частота источника питания; ω_1 — резонансная частота зарядного контура; I_{b1} — ток смещения дросселя L_1 ; E_m — амплитуда питающей э. д. с. Хотя эти результаты получены в предположении синусоидальной э. д. с. питания, они, как показано в § 7.3, с достаточной для практики точностью справедливы и для случаев прямоугольной или трапецеидальной формы э. д. с. источника, если под E_m понимать амплитуду первой гармоники.

Напомним, что в (12.12) слагаемое r^2 обусловлено наличием реактивной составляющей (частоты ω) потребляемого тока, а h^2 связано с наличием высших гармонических составляющих тока через источник.

Коэффициент h_b^2 , входящий в выражение для h^2 , зависит только от b . В диапазоне $1,1 \leq b \leq 1,5$, внутри которого режим существует в наиболее широкой области изменения остальных параметров, коэффициент h_b^2 принимает следующие значения (см. табл. 12.1).

ТАБЛИЦА 12.1

b	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5
h_b^2	0,090	0,150	0,248	0,419	0,734

Отсюда видно, что при наличии остаточного напряжения величина h^2 значительно больше, чем в режиме согласованной нагрузки. Так, например, при $M = 1$, $b = 1,1$ и $g_1 = -0,8$ имеем $h^2 = 7,29$. Увеличение b приводит к значительному возрастанию h^2 . Это говорит о том, что потребляемый ток в рассматриваемом режиме весьма чувствителен к настройке зарядного контура.

Столь же критичным является и выбор значения M . Действительно, при определенном значении M , равном

$$M_{\text{опт}}^2 = \frac{M_m^2}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M_m^2}} \right) \approx 1, \quad (12.14)$$

величина r^2 обращается в нуль. Однако уже при небольшом отклонении параметра M от этого значения потребляемый ток резко возрастает. Действительно, учитывая, что $M_m \gg 1$, можно записать

$$r^2 \approx M_m^2 \frac{(1-M)^2}{M^4}. \quad (12.15)$$

Отсюда видно, что, например, при $b = 1,1$ и $g_1 = -0,8$ отклонение параметра M даже на $\pm 10\%$ от оптимального значения приведет к увеличению потребляемого тока более чем в 2 раза.

Таким образом, отличительной особенностью режима с большим остаточным напряжением является очень резкая зависимость потребляемого тока от настройки зарядного контура и отношения величины тока подмагничивания к амплитуде питающего напряжения. Причина этого состоит в том, что поскольку запасаемая конденсатором энергия в несколько раз превышает расход энергии в нагрузке, процесс перезаряда конденсатора через источник может сопровождаться протеканием реактивного тока весьма значительной величины. Путем выбора определенных значений параметров ($M \approx 1$, $1 < b \leq 1,1$) можно свести к нулю реактивную составляющую и значительно уменьшить высшие гармонические составляющие потребляемого тока. Однако настройка генератора должна быть тем точнее, чем больше отрицательное остаточное напряжение на конденсаторе.

Указанное обстоятельство является существенным недостатком данной схемы, так как вынуждает брать источник питания с большим запасом по номинальной мощности.

Схема с дополнительным контуром. Для устранения отмеченного выше недостатка можно применить схему с дополнительным контуром, рассмотренную в гл. 10. Эта схема показана на рис. 12.7. Накопление энергии осуществляется как конденсатором C_1 , так и конденсатором C_0 . В интервалах между импульсами конденсатор C_1 заряжается от источника, а конденсатор C_0 перезаряжается

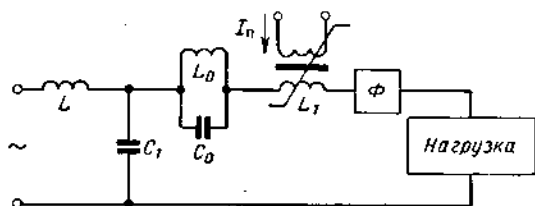


Рис. 12.7. Схема генератора I вида, содержащая дополнительный контур.

через катушку индуктивности L_0 . Для работы в режиме основной частоты колебаний, как показано в гл. 10, отношение резонансной частоты контура L_0C_0 к частоте источника должно быть равно

$$b_0 = \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{1}{2}. \quad (12.16)$$

При этом напряжение на конденсаторе C_0 в процессе его перезаряда через L_0 имеет форму полупериода косинусоиды. Такое отношение частот обеспечивает работу генератора в наиболее широком диапазоне изменения его параметров.

При насыщении сердечника дросселя L_1 оба конденсатора C_1 и C_0 разряжаются, образуя импульс в нагрузке.

Распределение накопленной энергии между конденсаторами C_1 и C_0 зависит от отношения их емкостей, обозначаемого

$$\lambda_0 = \frac{C_1}{C_0}. \quad (12.17)$$

Это отношение можно выбрать так, чтобы запасаемая в C_1 энергия равнялась той части общей энергии, которая расходуется в нагрузке и в элементах генератора, а избыточная часть энергии, обусловленная рассогласованием генератора с нагрузкой, накапливалась в конденсаторе C_0 . Тогда остаточное напряжение на конденсаторе C_1 будет

отсутствовать, т. е. зарядный контур будет работать так же, как и в режиме согласованной нагрузки. Покажем, как это может быть осуществлено.

В гл. 10 установлено, что если $b_0 = 1/2$ и $d_0 < 0,5$, то

$$g_0 = \frac{U_0}{U'_0} = \frac{d_0}{\pi} - 1. \quad (12.18)$$

Здесь U_0 — напряжение на C_0 к моменту насыщения сердечника дросселя L_1 ; U'_0 — напряжение на C_0 в момент выхода L_1 из насыщения; d_0 — затухание дополнительного контура.

Отношение g_0 , как видно из (12.18), практически мало отличается от минус единицы. Из уравнения зарядов

$$C_1(U_1 - U'_1) = C_0(U_0 - U'_0) \quad (12.19)$$

с учетом (12.17) — (12.18) найдем отношение напряжений U_0 и U_1

$$U_0 = \lambda_0 g_0 \frac{1 - g_1}{1 - g_0} U_1. \quad (12.20)$$

Отсюда можно найти и отношение энергий, запасаемых конденсаторами C_1 и C_0 :

$$\frac{W_0}{W_1} = \frac{C_0 U_0^2}{C_1 U_1^2} = \lambda_0^2 g_0^2 \left(\frac{1 - g_1}{1 - g_0} \right)^2. \quad (12.21)$$

Полученное выражение показывает, что путем соответствующего выбора величины λ_0 можно обеспечить любое отношение W_0/W_1 при любой заданной величине g_1 .

Таким образом, зная, какая часть общей запасенной энергии расходуется в нагрузке и в элементах генератора, можно всегда обеспечить такой режим, чтобы остаточное напряжение на конденсаторе C_1 отсутствовало. Пусть, например, известно, что потери составляют 25%, а в нагрузке потребляется 20% всей запасенной энергии. Предположим также, что $g_0 = -0,93$. Тогда для получения $g_1 = 0$ необходимо, чтобы $\lambda_0 = 5,25$. Заметим, что при тех же условиях в обычной схеме (без дополнительного контура) величина g_1 равнялась бы $-0,74$.

Уменьшение остаточного напряжения на C_1 приводит к повышению коэффициента мощности зарядного контура и к устранению резкой зависимости потребляемого тока от параметров, что дает возможность значительно расширить область допустимых изменений параметров генера-

тора и существенно снизить требования к номинальной мощности источника питания.

Этот вывод хорошо согласуется с экспериментом. На рис. 12.8 изображена зависимость потребляемого тока от относительной величины тока подмагничивания для двух случаев. В первом случае дополнительный контур

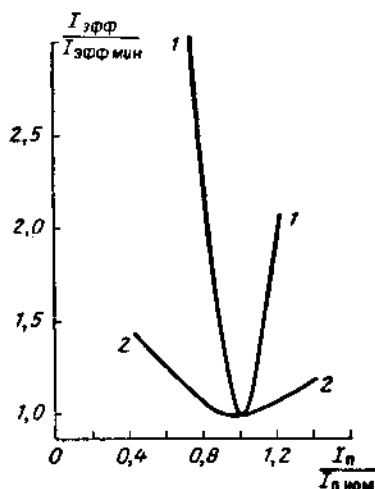


Рис. 12.8. Зависимость потребляемого тока от тока подмагничивания:

1 — в схеме без дополнительного контура; 2 — в схеме с дополнительным контуром.

бочего перелома индукции в сердечнике. Это дает возможность значительно снизить необходимый запас по объему сердечника и тем самым уменьшить габариты генератора, одновременно повысив его к. п. д.

Совершенно очевидно, что как выражение (12.9) для амплитуды выходных импульсов, так и формулы (12.11) — (12.13) справедливы и для схемы с дополнительным контуром при условии сохранения режима с одним насыщением сердечника дросселя L_1 за период.

При использовании схемы с дополнительным контуром необходимо иметь в виду следующее.

1. Накопление энергии происходит в двух элементах: конденсаторах C_0 и C_1 ;

отсутствовал, остаточное напряжение на C_1 равнялось $g_1 = -0,7$. Во втором случае схема содержала дополнительный контур $L_0 C_0$, причем надлежащим выбором значений емкостей ($C_1 = 10$ мкф, $C_0 = 2$ мкф) было обеспечено почти полное отсутствие остаточного напряжения на C_1 . Сопротивление нагрузки, а также длительность и амплитуда импульса тока в обоих случаях имели одни и те же значения.

Следует отметить еще одно достоинство схемы с контуром $L_0 C_0$. Стабилизация потребляемого тока приводит также и к стабилизации напряжения, приложенного к дросселю L_1 , т. е. к стабилизации рабо-

2. Длительность импульса тока через насыщенный дроссель определяется эквивалентной емкостью

$$C_2 = \frac{C_1 C_0}{C_1 + C_0} = \frac{C_1}{\lambda_0 + 1} = C_0 \frac{\lambda_0}{\lambda_0 + 1}. \quad (12.22)$$

3. К обмотке дросселя L_1 в ненасыщенном состоянии приложена сумма напряжений на конденсаторах C_1 и C_0 . Если $g_1 \approx 0$, то $U_0 \approx \frac{\lambda_0}{2} U_1$.

Объем сердечника дросселя L_1 . Аналогично (3.70) и (3.71) можно ввести обозначения

$$\left. \begin{aligned} \omega_2^2 &= \frac{2}{L_{н1} C_2}, \\ x_1 &= \frac{\omega_2}{\omega}. \end{aligned} \right\} \quad (12.23)$$

В случае однозвенного генератора ω_2 не является частотой какого-либо процесса и введена с целью единства обозначений. Учитывая далее, что

$$C_2 = \frac{\tau_n}{2\rho}, \quad (12.24)$$

и обозначая

$$L_{н1} = \frac{\alpha \rho \tau_n}{2}, \quad (12.25)$$

получаем

$$\omega_2^2 = \frac{8}{\alpha \tau_n^2}. \quad (12.26)$$

Здесь $\alpha = \frac{t_d}{\tau_n}$, где t_d — удлинение фронта импульса индуктивностью $L_{н1}$. При этих обозначениях выражение для объема сердечника дросселя L_1 имеет вид, аналогичный (3.75):

$$V_1 = \frac{\mu_0 \mu_{н1} \gamma_1^2 x_1^2 W_1}{(1 + \lambda_0) (\Delta B_1)^2}, \quad (12.27)$$

где ΔB_1 — рабочий перепад индукции в сердечнике, равный

$$\Delta B_1 = \frac{\gamma_1 U_1}{A_1 N_1 \omega}. \quad (12.28)$$

Коэффициент γ_1 зависит от величины и формы напряжения приложенного к дросселю L_1 , которое складывается из напряжения на конденсаторах C_1 и C_0 . В общем случае

γ_1 определяется выражением

$$\gamma_1 = \max \left| \int_0^{\omega\tau} \frac{u_{C_1} + u_{C_0}}{U_1} d\omega t \right|, \quad 0 < \tau < T, \quad (12.29)$$

которое аналогично (5.87).

Значения γ_1 при различных значениях параметров M , b , b_0 , λ_0 и g_1 могут быть вычислены или найдены экспериментально. В табл. 12.2 приведены результаты приближенного вычисления $\gamma_1(\lambda_0)$ при $g_1 = 0$, $b_0 = 1/2$, $b = 1,1 \div 1,3$ и $M = 0,9 \div 1,1$.

ТАБЛИЦА 12.2

λ_0	0	0,5	2	5	10
γ_1	1,1	1,4	2,6	5,6	10,5

Увеличение γ_1 с возрастанием λ_0 объясняется увеличением напряжения на конденсаторе C_0 . При малых λ_0 зависимость γ_1 от M и b имеет примерно такой же характер, как и в обычных генераторах (рис. 5.10). С увеличением λ_0 контур L_0C_0 оказывает все большее стабилизирующее действие и при $\lambda_0 > 2$ величину γ_1 можно считать практически не зависящей от M и b .

12.3. ГЕНЕРАТОРЫ II ВИДА

На рис. 12.9, 12.10 изображены две основные схемы однозвенного генератора II вида: схема с ключом в зарядном

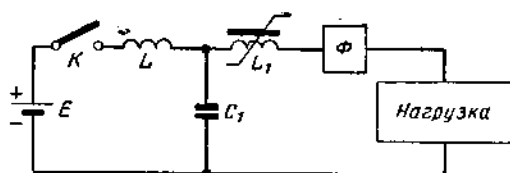


Рис. 12.9. Схема с ключом в зарядном контуре.

контуре и схема с ключом в первом звене. Рассмотрим работу этих схем при следующих предположениях относительно управляемого ключа:

1) время включения и выключения мало по сравнению длительностью импульса через ключ;

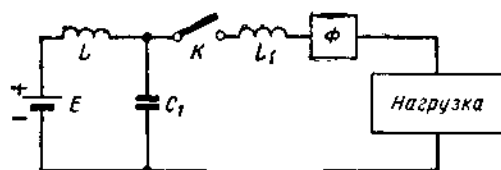


Рис. 12.10. Схема с ключом в первом звене.

2) ключ проводит ток только в одном направлении;

3) в разомкнутом состоянии ток через ключ ничтожно мал.

Схема с ключом в зарядном контуре. Работа этой схемы иллюстрируется осциллограммами, приведенными на

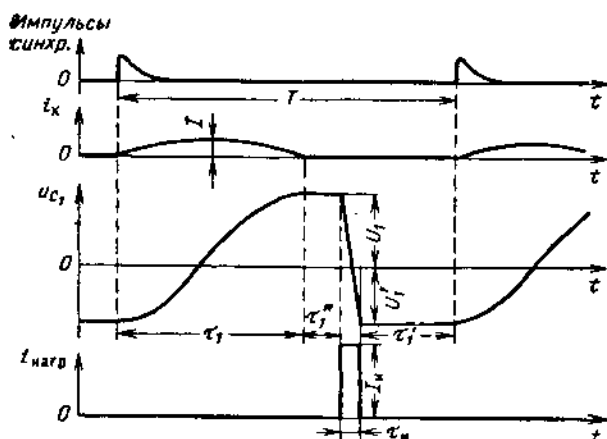


Рис. 12.11. Осциллограммы токов и напряжений в схеме, изображенной на рис. 12.9.

рис. 12.11. После замыкания управляемого ключа конденсатор C_1 , предварительно заряженный до напряжения U_1' , перезаряжается током i_K , протекающим через источник и зарядный дроссель L . Длительность этого процесса обозначена на рис. 12.11 через τ_1 . Сердечник дросселя L_1 находится при этом в ненасыщенном состоянии.

Если пренебречь утечкой тока через обмотку дросселя L_1 и утечкой конденсатора, то, как показано в § 7.1, напряжение на конденсаторе C_1 и ток заряда описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} u_{C_1}(t) &= U'_1 + (E - U'_1) \left(1 - e^{-\alpha t} \cos \omega_1 t - \right. \\ &\quad \left. - \frac{\alpha}{\omega_1} e^{-\alpha t} \sin \omega_1 t \right), \\ i_K(t) = i_L(t) &= \frac{E - U'_1}{\omega_1 L} e^{-\alpha t} \sin \omega_1 t. \end{aligned} \right\} \quad (12.30)$$

Здесь $\omega_1^2 = \omega_{01}^2 - \alpha^2$; $\omega_{01}^2 = (LC_1)^{-1}$; $\alpha = r/2L$; E — э. д. с. источника питания; r — сопротивление потерь зарядного контура, включающее сопротивление замкнутого ключа, дросселя L и внутреннее сопротивление источника.

Импульс тока через ключ имеет полусинусоидальную форму. По истечении времени

$$\tau_1 = \frac{\pi}{\omega_1},$$

когда ток изменяет направление, процесс заряда прекращается в силу вентильного свойства ключа. Напряжение на конденсаторе C_1 в этот момент равно

$$U_1 = U'_1 + (E - U'_1)(1 + \delta), \quad (12.31)$$

где $\delta = e^{-\alpha \tau_1}$.

В таком состоянии схема находится в течение интервала τ'_1 , пока не произойдет насыщение сердечника дросселя L_1 . После насыщения L_1 конденсатор C_1 разряжается на нагрузку, образуя импульс тока, длительность τ_n которого определяется параметрами формирующей цепи, а амплитуда равна

$$I_n = \frac{C_1(U_1 - U'_1)}{\tau_n}. \quad (12.32)$$

Остаточное напряжение на конденсаторе C_1 после разряда равно $U'_1 = g_1 U_1$, где g_1 — относительная величина остаточного напряжения, определяемая согласно (12.6).

После разряда конденсатора C_1 сердечник дросселя L_1 оказывается в ненасыщенном состоянии, токи во всех ветвях равны нулю, а напряжение на C_1 равно U'_1 . В таком состоянии схема пребывает в течение интервала τ'_1 до очередного замыкания ключа,

Стационарный режим колебаний. Обозначим через k номер отрезка времени между двумя последовательными переходами сердечника дросселя L_1 в ненасыщенное состояние. Тогда

$$U_1'\{k+1\} = g_1 U_1'\{k\}. \quad (12.33)$$

Подставив $U_1'\{k\}$ из (12.31), получим разностное уравнение для $U_1'\{k\}$:

$$U_1'\{k+1\} + g_1 \delta U_1'\{k\} = g_1 (1 + \delta) E. \quad (12.34)$$

Решение этого уравнения имеет вид [71]

$$U_1'\{k\} = A + B(-g_1 \delta)^k, \quad (12.35)$$

где A и B — постоянные.

Поскольку $0 < -g_1 \delta < 1$, то из (12.35) следует, что $U_1'\{k\}$ (и, следовательно, $U_1\{k\}$) изменяются монотонно. Для стационарного режима (т. е. при $k \rightarrow \infty$) будем иметь

$$\left. \begin{aligned} U_1' &= g_1 \frac{1+\delta}{1+g_1\delta} E \\ U_1 &= \frac{1+\delta}{1+g_1\delta} E. \end{aligned} \right\} \quad (12.36)$$

Величины τ_1'' и τ_1' также являются функциями номера k и находятся из уравнений

$$\tau_1''\{k\} + \tau_1'\{k+1\} = T - \tau_1 - \tau_n, \quad (12.37)$$

$$\int_{\tau_1'\{k\}} u_{C_1} dt + \int_{\tau_1} u_{C_1} dt + \int_{\tau_1''\{k\}} u_{C_1} dt = 0. \quad (12.38)$$

Уравнение (12.38), которое выражает равенство нулю изменения индукции в сердечнике дросселя L_1 , для установившегося режима может быть приближенно представлено в виде

$$\tau_1'' + g_1 \tau_1' = -\frac{1+g_1}{2} \tau_1. \quad (12.39)$$

Решение (12.39) совместно с (12.37) дает

$$\left. \begin{aligned} \tau_1'' &= -g_1 \frac{T - \tau_n}{1 - g_1} - \frac{\tau_1}{2}, \\ \tau_1' &= \frac{T - \tau_n}{1 - g_1} - \frac{\tau_1}{2}. \end{aligned} \right\} \quad (12.40)$$

Желательно, чтобы импульс тока через ключ имел возможно большую длительность, так как амплитуда этого импульса

$$I = \frac{\pi}{2} \frac{C_1 (U_1 - U'_1)}{\tau_1} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\tau_n}{\tau_1} I_n \quad (12.41)$$

уменьшается с ростом τ_1 . Однако, поскольку τ'_1 и τ''_1 являются неотрицательными величинами, увеличивать τ_1 можно лишь до тех пор, пока одна из этих величин не обратится в нуль. Раньше всего это произойдет с величиной τ'_1 . При $\tau''_1 = 0$

$$\tau_1 = \tau_{1 \text{ макс}} = -2g_1 \frac{T - \tau_n}{1 - g_1}, \quad (12.42)$$

$$\tau'_1 = \tau'_{1 \text{ мин}} = \frac{1 + g_1}{1 - g_1} (T - \tau_n). \quad (12.43)$$

Основные особенности рассмотренного режима. Как следует из (12.36), величина U_1 может значительно превышать напряжение источника E . Пусть, например, $\delta = 0,85$, $g_1 = -0,8$, тогда $U_1 = 5,8 E$. Соответственно этому запасаемая в конденсаторе C_1 энергия больше энергии, потребляемой от источника за период. Последняя определяет величину потребляемой мощности, которая в данном случае равна

$$P_{\text{вх}} = EI_{\text{ср}} = (1 + g_1 \delta) \frac{1 - g_1}{1 + \delta} \frac{C_1 U_1^2}{T}. \quad (12.44)$$

Другая особенность состоит в том, что не требуется, как в обычном режиме, дополнительной затраты времени на обратное перемагничивание сердечника дросселя L_1 . Здесь этот процесс ввиду большого остаточного напряжения на конденсаторе C_1 фактически совмещается с процессом его перезаряда. Благодаря этому импульс тока через ключ может занимать большую часть всего периода, тогда как в обычном режиме его длительность порядка $T/5$ и меньше. Действительно, как следует из (12.42), величина $\tau_{1 \text{ макс}}$ стремится к $T - \tau_n$ при $g_1 \rightarrow -1$. Это дает возможность получать импульсы с высокой частотой следования, используя в качестве ключа относительно низкочастотные полупроводниковые приборы.

В рассматриваемом режиме обратное перемагничивание сердечника дросселя L_1 происходит за счет остаточного напряжения на конденсаторе C_1 . Поэтому подмагничивание дросселя L_1 постоянным током в стационарном режиме

не является необходимым. Однако небольшое подмагничивание может потребоваться для установки определенного начального магнитного состояния сердечника перед включением генератора. Особенное значение этот вопрос имеет в случае применения тиристоров. Работа схемы, содержащей тиристор, возможна лишь при условии, что к тиристорам после прекращения тока в течение определенного промежутка времени не будет приложено прямое напряжение. Применительно к схеме (рис. 12.9) это означает, что величина τ_1^* в продолжение всего процесса установления не должна быть меньше времени восстановления тиристора. Поэтому включение схемы должно происходить при строго определенных и постоянных начальных условиях.

Для установки определенного начального состояния сердечника дросселя L_1 последний подмагничивается небольшим постоянным током через дополнительную обмотку подмагничивания. Поле, создаваемое этим током, должно лишь немного превышать коэрцитивную силу сердечника.

Устойчивость рассмотренного режима. Для анализа устойчивости необходимо рассмотреть поведение решения уравнений (12.33), (12.37) и (12.38) вблизи стационарного режима. Отметим, что при выводе этих уравнений мы не учитывали возможного наличия тока смещения I_{b1} , обусловленного подмагничиванием дросселя L_1 , а также влияния тока намагничивания его. Ввиду малости этих токов мы не будем повторять процедуру отыскания параметров стационарного решения U_1^* , τ_1^* и τ_1^* , так как получающаяся при этом количественная поправка для практических расчетов незначительна. Однако на поведение схемы вблизи стационарного режима эти токи могут оказать существенное влияние, вызывая постепенное изменение величин U_1^* , τ_1^* и τ_1^* . Поэтому при исследовании устойчивости введем в рассмотрение ток I_{b1} (знак которого определяется направлением тока подмагничивания) и ток, обусловленный гистерезисом сердечника дросселя L_1 , величину I_{r1} которого будем считать постоянной, а знак — совпадающим со знаком напряжения на конденсаторе C_1 . Тогда линейное приближение системы уравнений для возмущений примет вид

$$\left. \begin{aligned} \Delta \tau_1^* \{k\} + \Delta \tau_1^* \{k+1\} &= 0, \\ \Delta U_1^* \{k+1\} + g_1 \delta \Delta U_1^* \{k\} + g_1 \frac{I_{b1} + I_{r1}}{C_1} \Delta \tau_1^* \{k\} - \\ - g_1 \delta \frac{I_{b1} - I_{r1}}{C_1} \Delta \tau_1^* \{k\} &= 0, \\ \Phi \Delta U_1^* \{k\} + \Delta \tau_1^* \{k\} + g_1 \Delta \tau_1^* \{k\} &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (12.45)$$

Здесь обозначено $\Phi = -\frac{1+g_1\delta}{1+\delta} \cdot \frac{\tau'_1 - \delta\tau''_1 + 2\alpha(1+\delta)/\omega_0^2}{E}$. Анализ характеристического уравнения системы (12.45) дает следующие условия устойчивости:

$$\left. \begin{aligned} 1 + 2g_1\delta(g_1 + m - l) &> 0, \\ 1 + g_1[1 + m - l - \delta(1 + g_1 + m - l)] &> 0, \\ 1 - g_1[1 + m - l - \delta(1 - g_1 - m + l)] &> 0, \end{aligned} \right\} \quad (12.46)$$

где $m = \frac{I_{b1}\Phi}{C_1} \approx 0$; $l = \frac{I_{r1}\Phi}{C_1} \gg 0$.

Из неравенств (12.46) следует, что при небольших по сравнению с единицей значениях m и l режим колебаний асимптотически устойчив.

Отсюда можно заключить, что в используемой на практике области изменения параметров рассмотренный режим всегда существует. Эксперимент подтверждает, что нарушение устойчивой работы наблюдается лишь при достаточно больших значениях тока подмагничивания, явно нецелесообразных с практической точки зрения.

Схема с ключом в первом звене. Однозвенная схема этого типа, приведенная на рис. 12.10, фактически

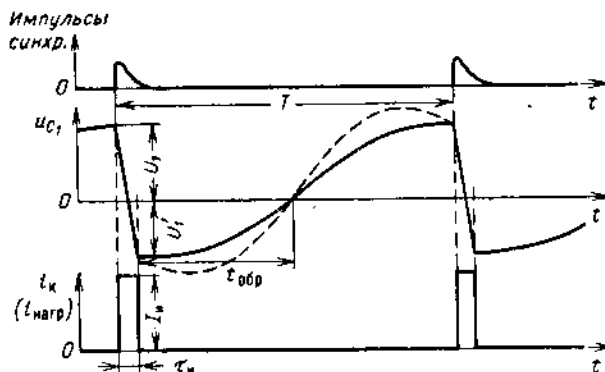


Рис. 12.12. Осциллограммы токов и напряжений в схеме, изображенной на рис. 12.10.

не является магнитной и рассматривается нами прежде всего с целью единства изложения. В то же время эта схема может иметь и самостоятельное практическое значение. Процессы в схеме иллюстрируют временные диаграммы, изображенные на рис. 12.12. При подаче импульса запуска ключ K замыкается и конденсатор C_1 , предварительно заряженный до напряжения U_1 , разря-

жается через нагрузку. Форма и длительность разрядного импульса тока определяются параметрами формирующего двухполюсника. После формирования импульса конденсатор оказывается заряженным до напряжения $U_1' = g_1 U_1$. В момент окончания импульса ключ K , обладающий вентильным характером проводимости, размыкается. В оставшуюся часть периода происходит перезаряд конденсатора через зарядный дроссель и источник. При этом к разомкнутому ключу приложено напряжение конденсатора C_1 . На рис. 12.12 сплошной линией показана форма кривой этого напряжения для случая, когда частота собственных колебаний зарядного контура LC_1 равна

$$\omega_1 = \frac{\pi}{T}. \quad (12.47)$$

При такой настройке зарядного контура разряд конденсатора C_1 через ключ происходит при нулевом токе через зарядную катушку индуктивности L . Для этого случая напряжение на конденсаторе C_1 во время заряда от источника и ток заряда i_L описываются уравнениями (12.30).

Эти уравнения справедливы и тогда, когда $\omega_1 > \pi/T$, но при выполнении одного из следующих двух условий.

1. Последовательно с дросселем L включен диод, фиксирующий напряжение на конденсаторе C_1 , достигнутое в момент обращения тока i_L в нуль.

2. Дроссель L содержит сердечник из материала с прямоугольной характеристикой намагничивания. Тогда в момент обращения тока i_L в нуль сердечник дросселя переходит в ненасыщенное состояние, и процесс заряда конденсатора C_1 прекращается. Эта схема рассмотрена более подробно в гл. 7.

Если ни одно из перечисленных условий не имеет места и $\omega_1 \neq \pi/T$, то выражения для u_{C_1} и i_L будут содержать дополнительные члены, обусловленные наличием тока через дроссель L в моменты коммутации ключа. Если исключить пока этот случай из рассмотрения, то нетрудно прийти к выводу, что формулы (12.31) — (12.36), а также (12.44), полученные для первой схемы, в полной мере справедливы и для схемы с ключом в первом звене.

Описанный режим колебаний в схеме рис. 12.10 всегда устойчив, так как он является единственно возможным для данной схемы.

Таким образом, вторая схема отличается от первой в основном режимом работы ключа. Если в первой схеме импульс тока через ключ может занимать почти весь период, то во второй схеме он занимает сравнительно небольшую часть периода, что менее выгодно с точки зрения наиболее экономичного использования ключевого прибора.

Что касается величины напряжения, приложенного к ключу в прямом и обратном направлениях, то оно в обеих схемах практически одинаково. Действительно, в первой схеме прямое напряжение равно $u_{\text{к пр}} = E - U_1$, обратное $u_{\text{к обр}} = U_1 - E$; во второй схеме $u_{\text{к пр}} = U_1$, $u_{\text{к обр}} = U_1$. Поскольку U_1 в несколько раз больше E , а U_1 по абсолютной величине почти равно E , то разница между обеими схемами настолько мала, что может не приниматься во внимание. Практически и в том, и в другом случае ключ должен выдерживать напряжение, равное U_1 , в обоих направлениях.

Рассмотрим теперь вопросы, касающиеся применения полупроводниковых ключей различных типов.

Особенности применения тиристоров. Тиристоры обладают многими достоинствами, которые были отмечены в гл. 8. Они выдерживают значительные напряжения как в прямом, так и в обратном направлении, способны пропускать большие токи, причем величина тока в импульсе может существенно превышать номинальное значение среднего тока. Импульсы управления должны иметь энергию, достаточную лишь для включения тиристора, после чего он сам поддерживается во включенном состоянии до тех пор, пока ток через него не уменьшится до нуля. При изменении направления тока тиристор в силу вентильного характера проводимости выключается.

Одна из основных особенностей тиристора состоит в том, что после прекращения тока к нему в течение определенного времени, называемого *временем восстановления*, не должно быть приложено прямое напряжение.

В схеме с ключом в зарядном контуре (рис. 12.9) обратное напряжение к тиристоры приложено в течение интервала τ_1'' задержки насыщения сердечника дросселя L_1 . Схема может работать только в том случае, если длительность τ_1'' будет не меньше времени восстановления $t_{\text{в}}$.

Для большинства выпускаемых в настоящее время тиристоров время восстановления лежит в пределах от 20

до 35 мксек. Это обстоятельство ставит предел увеличению частоты следования импульсов (обычно порядка 10—12 кГц).

При высоких частотах следования (2—10 кГц) применять схему с ключом в зарядном контуре нецелесообразно. Действительно, длительность τ_1'' ограничена снизу временем восстановления t_v , а величина τ_1' , как видно из (12.40), не может быть меньше τ_1'' . Поэтому длительность τ_1 импульса тока через тиристор будет занимать небольшую часть периода, т. е. основное преимущество данной схемы будет утрачено.

В то же время вследствие чрезмерно большой относительной величины интервала задержки насыщения первое звено будет давать небольшое сжатие. Иными словами, уменьшение τ_1 в этой схеме не может быть использовано для уменьшения индуктивности дросселя L_1 при насыщении, так как время перемагничивания сердечника остается постоянным и равным приблизительно $T/2$. Если длительность τ_1 составляет небольшую часть периода T , то назначение первого звена сводится фактически не к сжатию импульса, а лишь к восстановлению тиристора.

Наконец, весьма существенный недостаток схемы с тиристором в зарядном контуре заключается в том, что длительность τ_1'' может совершать значительные колебания при установлении стационарного режима после включения генератора. При этом, если величина τ_1'' вдруг окажется меньше t_v , произойдет повторное включение тиристора, что может вызвать срыв колебаний.

По всем этим причинам при высокой частоте следования тиристоры лучше применять в схеме с ключом в первом звене (рис. 12.10). В этой схеме восстановление тиристора осуществляется за счет остаточного напряжения обратной полярности на конденсаторе C_1 (рис. 12.12). Время $t_{обр}$, в течение которого к тиристору будет приложено обратное напряжение, при большой величине остаточного напряжения почти равно половине периода следования. В процессе установления колебаний при включении генератора величина $t_{обр}$ мало изменяется. Это нетрудно показать. Пусть резонансная частота зарядного контура в соответствии с (12.47) выбрана равной $\omega_1 = \pi/T$, а включение генератора производится путем подачи управляющих импульсов на базу тиристора при заранее включенном напряжении источника питания.

Величина $t_{\text{обр}}$ находится из трансцендентного уравнения

$$u_{c1}(t_{\text{обр}}) = 0, \quad (12.48)$$

в котором u_{c1} определяется выражением (12.30). Решая это уравнение приближенно, можно пренебречь отношением $\alpha/\omega_1 \ll 1$ и принять равной единице величину $e^{-\alpha t_{\text{обр}}} > \sqrt{\delta}$. Тогда

$$\omega_1 t_{\text{обр}} = \arccos \frac{E}{E - U'_1}. \quad (12.49)$$

Выше было показано, что величина U'_1 в процессе установления колебаний *монотонно нарастает*. Следовательно, и $t_{\text{обр}}$ будет монотонно увеличиваться. Минимальное значение будет в самый начальный момент, когда $U'_1 = g_1 E$, т. е.

$$\omega_1 t_{\text{обр мин}} = \arccos \frac{1}{1 - g_1}. \quad (12.50)$$

Максимальное значение $t_{\text{обр}}$ соответствует установившемуся режиму. Его легко найти, подставив (12.36) в (12.49):

$$\omega_1 t_{\text{обр макс}} = \arccos \frac{1 - g_1 \delta}{1 - g_1}. \quad (12.51)$$

Сравнивая (12.50) с (12.51), для предельного случая $\delta \rightarrow 1$ и $g_1 \rightarrow -1$ получим $t_{\text{обр мин}}/t_{\text{обр макс}} = 2/3$. В остальных случаях это отношение будет еще меньше. Следовательно, выбрав параметры так, чтобы $t_{\text{обр мин}} > t_{\text{в}}$, мы тем самым обеспечим надежную работу тиристора как в стационарном режиме, так и при включении генератора.

То же относится и к схеме с ключом в первом звене, содержащей фиксирующий диод в зарядном контуре. Эту схему можно применять в тех случаях, когда частота следования импульсов должна изменяться.

Если настройка зарядного контура такова, что $\omega_1 \neq \pi/T$, и фиксирующий диод отсутствует, то в моменты замыкания ключа ток через дроссель L не равен нулю. Установившееся значение этого тока будет положительным или отрицательным в зависимости от знака разности $\pi/T - \omega_1$. В момент же включения генератора начальное значение тока равно нулю. Рассматривая качественно процесс включения, нетрудно убедиться в том, что установление стационарного значения i_L в момент размыкания ключа, а также установление $t_{\text{обр}}$ будет иметь колебательный характер. Это приведет к тому, что отношения $t_{\text{обр мин}}/t_{\text{обр макс}}$ и $t_{\text{обр мин}}/T$ будут

меньше, чем в ранее рассмотренном случае. Таким образом, настройка зарядного контура, определяемая формулой $\omega_1 = \pi/T$, является оптимальной. Настройка контура на другую частоту не только уменьшает $t_{\text{обр мин}}$, но и приводит к ухудшению других параметров. Например, при $\omega_1 > \pi/T$ и при отсутствии фиксирующего диода увеличивается напряжение, приложенное к разомкнутому ключу (это показано пунктиром на рис. 12.12).

Схема с ключом в первом звене, содержащая зарядный дроссель с насыщающимся сердечником, имеет сходство со схемой, содержащей фиксирующий диод. Она также фиксирует напряжение на конденсаторе C_1 после заряда, что устраняет необходимость точной настройки зарядного контура и позволяет в небольших пределах изменять частоту следования импульсов.

Таким образом, при использовании тиристоров схема с ключом в первом звене обеспечивает получение более высокой частоты следования и более надежное выключение тиристора. Многозвенная схема генератора с ключом в первом звене будет обладать меньшими габаритами по сравнению со схемой, содержащей ключ в зарядном контуре, за счет меньшего времени перемагничивания первого сердечника.

Особенности применения транзисторов. Транзисторы, как известно, не обладают способностью к большим перегрузкам по току в импульсном режиме. Поэтому при использовании транзисторов лучше всего применять схему с ключом в зарядном контуре. Эта схема обеспечивает работу транзистора в режиме максимальной длительности импульса и, соответственно, минимальной амплитуды тока. Такой режим осуществляется выбором резонансной частоты зарядного контура, равной

$$\omega_1 = \frac{\pi}{\tau_{1 \text{ макс}}} , \quad (12.52)$$

где $\tau_{1 \text{ макс}}$ определяется выражением (12.42).

При этом время τ_1'' задержки насыщения сердечника равно нулю. В этом режиме может быть получена максимальная (для данного типа транзисторов) частота следования импульсов.

Наличие интервала τ_1'' в данном случае нежелательно, поскольку транзистор не обладает вентильным свойством. Выключение транзистора производится подачей запирающего напряжения на базу. Если полярность напряжения на коллекторе соответствует обычному режиму питания, то транзистор запирается. При обратной полярности напряжения коллектор — эмиттер транзистор оказывается

в режиме инверсного включения и будет проводить ток. Поэтому, если интервал τ_1'' не равен нулю, необходимо последовательно с коллектором включить диод, размыкающий цепь заряда конденсатора в момент, когда ток изменяет направление.

В отличие от тиристоров управляющий импульс тока базы транзистора должен продолжаться в течение всей длительности импульса тока через транзистор и иметь величину, достаточную для поддержания транзистора в состоянии насыщения. Поэтому необходима схема управления, вырабатывающая импульсы управления транзисторным ключом. Эта схема может представлять собой маломощный блокинг-генератор, работающий либо в режиме автоколебаний, либо в режиме внешней синхронизации. Длительность управляющего импульса должна быть такова, чтобы выключение транзистора происходило при нулевом токе через него. В противном случае возникнут значительные перенапряжения, вызванные резким прекращением тока в цепи, содержащей индуктивность, и увеличится мощность, рассеиваемая транзистором.

Во избежание этого в схеме, содержащей фиксирующий диод, длительность управляющего импульса $\tau_{упр}$ должна удовлетворять условию $\tau_1 < \tau_{упр} < \tau_1 + \tau_1''$. Другой способ может заключаться в применении обратной связи, выключающей ток базы транзистора в момент, когда ток коллектора равен нулю. При $\tau_1'' = 0$ для этой цели можно использовать выходные импульсы генератора, подавая их на схему управления.

12.4. МНОГОЗВЕННЫЕ СХЕМЫ

В отдельных случаях, когда скважность выходных импульсов мала, генератор может быть построен по однозвенной схеме. Однако при $T/\tau_n > 25$ целесообразнее применять двухзвенную схему, так как она обеспечивает значительно более высокий к. п. д. и обладает меньшими габаритами.

Как и в случае согласованной нагрузки, процессы во всех промежуточных звеньях протекают практически одинаково. Поэтому рассмотрим сначала двухзвенную схему, а затем отметим лишь особенности схем с большим числом звеньев.

Процесс передачи энергии. Пусть в момент t_1 (рис. 12.13) произошло насыщение сердечника первого дросселя L_1 и начался разряд конденсатора C_1 и заряд C_2 . По окончании заряда в момент $t_2 = t_1 + \tau_2$ дроссель L_1 выходит из насыщенного состояния, конденсатор C_1 заряжен до напряжения U_1' , зависящего от согласования емкостей

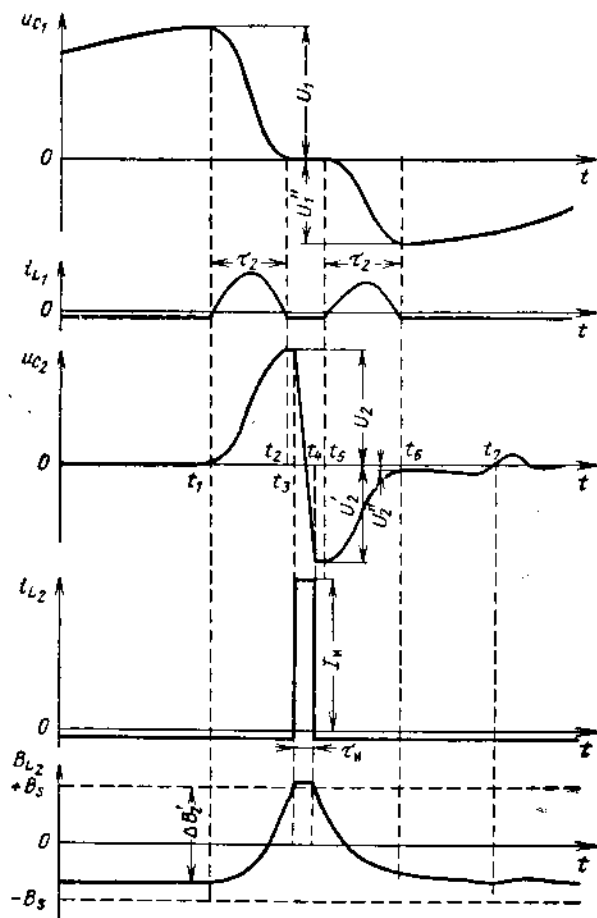


Рис. 12.13. Временные диаграммы для двухзвенной схемы, изображенной на рис. 12.14.

C_2 и C_1 (на нашем рисунке $U'_1 = 0$). Затем, в момент t_3 , насыщается сердечник дросселя L_2 и начинается формирование выходного импульса тока. До этого момента все происходит так же, как и в режиме согласованной нагрузки. Однако последующий процесс носит совершенно другой характер, поскольку после формирования выходного импульса конденсатор C_2 заряжен до напряжения U'_2 , величина которого близка к U_2 . Под действием напряжения U'_2 дроссель L_1 возвращается в состояние насыщения. Необходимое для этого время $t_3 - t_4$ зависит от длительности интервала $t_3 - t_2$ задержки насыщения сердечника дросселя L_2 , а также от отношения $g_2 = U'_2/U_2$ следующим образом:

$$t_3 - t_4 \approx -\frac{t_3 - t_2}{g_2}. \quad (12.53)$$

В течение интервала $t_3 \div t_6$ происходит разряд конденсатора C_2 и заряд C_1 . Через дроссель L_1 протекает второй полусинусоидальный импульс тока, длительность которого также равна t_2 . После выхода сердечника L_1 из насыщенного состояния конденсатор C_2 почти полностью разряжен, а C_1 заряжен до напряжения U'_1 .

Таким образом, энергия $W'_2 = C_2 U'^2_2/2$, остающаяся после формирования импульса, возвращается в первое звено. Нетрудно убедиться в том, что это единственный способ сохранить ее до следующего импульса. Действительно, напряжение U'_2 , будучи приложенным к обмотке дросселя L_2 , перемагнитит его сердечник в обратном направлении за время, равное примерно $\tau_2/2$, что значительно меньше периода T . После обратного насыщения сердечника L_2 конденсатор C_2 получит возможность разряжаться через нагрузку, что приведет к полной потере энергии остаточного напряжения U'_2 . Кроме того, будет нарушен режим с одним насыщением сердечника последнего дросселя, что вызовет появление побочных импульсов в нагрузке.

Переданная во входную часть генератора энергия, как и в однозвенных схемах, используется при формировании последующих импульсов. Процесс обратной передачи сопровождается также обратным перемагничиванием сердечника L_2 (рис. 12.13). Напряжение на L_2 в продолжение большей части периода равно нулю, и в этом смысле данный режим не отличается от режима согласованной нагрузки.

Особенности процесса обратного перемангничивания сердечника L_2 . Этот процесс в основном происходит в течение промежутка времени $t_4 \div t_6$. Но поскольку всегда $|U'_2| < < |U_2|$ и $t_6 - t_5 = t_2 - t_1 = \tau_2$, то в момент t_6 индукция в сердечнике не достигает исходного значения, как видно из последней осциллограммы на рис. 12.13. Полное восстановление исходного состояния осуществляется за счет напряжения U'_2 , остающегося на C_2 после разряда в обратном направлении, а также за счет напряжения, образующегося на конденсаторе C_2 при протекании через него разностного тока $I_{b1} - I_{b2}$, обусловленного подманигничиванием дросселей L_1 и L_2 . На рис. 12.13 показано совместное действие этих двух факторов. В принципе можно так подобрать величину и направление тока $I_{b1} - I_{b2}$, чтобы к моменту достижения необходимого значения индукции L_2 напряжение на конденсаторе C_2 и ток через него были бы в точности равны нулю¹. Тогда будет обеспечена периодичность изменения индукции сердечника L_2 .

Однако ясно, что такой режим весьма неустойчив к изменению параметров. Ничтожное изменение остаточного напряжения или любого другого параметра приведет к тому, что рабочий перепад индукции ΔB_2 начнет либо уменьшаться, стремясь к нулю, либо возрастать. В первом случае произойдет «выключение» второго звена: конденсатор C_1 будет разряжаться непосредственно на нагрузку через дроссель L_2 , сердечник которого будет все время оставаться в состоянии $+B_s$. Во втором случае индукция достигнет $-B_s$ и схема будет работать в режиме двустороннего насыщения сердечника дросселя L_2 .

Обеспечить режим одностороннего насыщения в широком диапазоне изменения параметров можно, если параллельно конденсатору C_2 включить дополнительный трансформатор, как показано на рис. 12.14. Напряжение, приложенное к трансформатору, почти совпадает с напряжением, действующим на обмотке дросселя L_2 . Поэтому при соответствующем выборе числа витков вторичной обмотки трансформатора его сердечник будет насыщаться в обратном направлении раньше, чем сердечник L_2 . В схеме на рис. 12.14 для этого достаточно обеспечить выполнение

¹ Здесь необходимо учитывать и гистерезис сердечников дросселей L_1 и L_2 .

неравенства

$$\frac{A_{\text{тр}} N_{\text{тр}}}{2B_{s \text{ тр}}} < \frac{A_2 N_2}{2B_{s2}}, \quad (12.54)$$

где $A_{\text{тр}}$ — поперечное сечение сердечника трансформатора; A_2 — сечение сердечника дросселя L_2 ; $N_{\text{тр}}$ — число витков вторичной обмотки трансформатора Tr ; N_2 — число витков основной (рабочей) обмотки дросселя L_2 .

При выполнении условия (12.54) обратное насыщение сердечника второго дросселя исключается. Его обратное

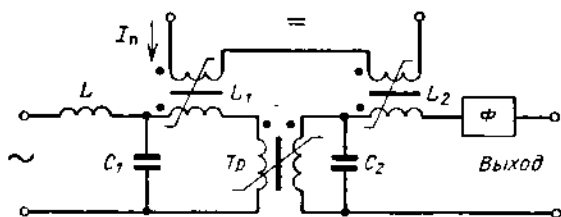


Рис. 12.14. Двухзвенная схема генератора 1 вида.

перемagnичивание заканчивается в момент насыщения сердечника трансформатора Tr (t_1 на рис. 12.13), после чего конденсатор C_2 разряжается через обмотку трансформатора. Энергия, запасенная к этому моменту в C_2 , достаточно мала, поэтому последующие колебания быстро затухают.

Таким образом, трансформатор фиксирует определенное постоянное значение перепада индукции $\Delta B_2 < 2B_s$. Этим и обеспечивается существование режима одного насыщения сердечника дросселя L_2 за период в очень широкой области изменения параметров.

В схеме на рис. 12.14 конденсатор C_2 находится во вторичной цепи трансформатора. При таком включении наиболее просто обеспечивается требуемое согласование емкостей C_1 и C_2 путем выбора коэффициента трансформации. Возможны и другие варианты, в частности включение конденсатора C_2 в первичную цепь, замена трансформатора автотрансформатором или дросселем. При использовании дросселя последовательно с ним может быть включено сопротивление, поглощающее энергию, запасенную в конденсаторе C_2 к моменту t_1 .

Режим работы дополнительного трансформатора. В первом параграфе этой главы было установлено, что работа

дросселя в режиме с одним насыщением возможна лишь в том случае, если он подмагничен постоянным током. При этом амплитуда выходных импульсов практически определяется только величиной тока подмагничивания.

Используя соотношения (12.7) — (12.9) для схемы, изображенной на рис. 12.14, получим

$$I_{\text{и}} = -I_{b2} \left(\frac{T}{\tau_{\text{и}}} - 1 \right) = I_{\text{п2}} \frac{N_{\text{п2}}}{N_2} \left(\frac{T}{\tau_{\text{и}}} - 1 \right). \quad (12.55)$$

Сердечник дросселя L_1 насыщается дважды за период, но в одном и том же направлении. Поэтому

$$C_1 (U_1 - U_1') = -I_{b1} (T - 2\tau_2) = I_{\text{п1}} \frac{N_{\text{п1}}}{N_1} (T - 2\tau_2). \quad (12.56)$$

С другой стороны, рассматривая процесс разряда конденсатора C_1 и его заряда в обратном направлении, можно установить связь между напряжениями на C_1 и C_2 . Если пренебречь разностью $I_{b1} - I_{b2}$, которая обычно мала, и считать, что потери в сердечниках дросселя L_2 и трансформатора Tr ничтожно малы, то согласно (3.16) и (3.19) после разряда конденсатора C_1 будем иметь

$$U_1' = g_1 U_1 = \frac{\lambda_2 - \delta_2}{1 + \lambda_2} U_1, \quad (12.57)$$

$$U_2 = \lambda_2 \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} U_1, \quad (12.58)$$

где $\lambda_2 = C_1/C_2$; δ_2 — декремент полупериода собственных колебаний первого звена.

При вторичном насыщении сердечника дросселя L_1 происходит обратный процесс: конденсаторы C_1 и C_2 меняются ролями. Если величина U_1' мала, то можно применить те же формулы, заменив λ_2 на λ_2^{-1} :

$$U_2'' = \frac{\lambda_2^{-1} - \delta_2}{1 + \lambda_2^{-1}} U_1' = \frac{1 - \lambda_2 \delta_2}{1 + \lambda_2} U_1', \quad (12.59)$$

$$U_1'' = \lambda_2^{-1} \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2^{-1}} U_1' = \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} U_1'. \quad (12.60)$$

Из сравнения (12.59) с (12.57) видно, что если выбрать $\lambda_2 = \delta_2$, то $U_1' = 0$, но U_2'' отличается от нуля. Это напряжение может быть использовано для полного обратного перемагничивания сердечников трансформатора и дросселя.

Введем обозначения: $g_2 = U'_2/U_2$, $g'_1 = U''_1/U_1$. При этом (12.60) можно переписать следующим образом:

$$U''_1 = g'_1 U_1 = g_2 \lambda_2 \left(\frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} \right)^2 U_1. \quad (12.61)$$

Найдем теперь изменение заряда конденсатора C_2 за время τ_n :

$$q_2 = C_2 (U_2 - U'_2) = C_2 U_2 (1 - g_2).$$

Учитывая (12.58), (12.56) и (12.61), получим

$$q_2 = \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} C_1 U_1 (1 - g_2) = I_{\pi 1} \frac{N_{\pi 1}}{N_1} (T - 2\tau_2) \frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} \times \\ \times \frac{1 - g_2}{1 - g_2 \lambda_2 \left(\frac{1 + \delta_2}{1 + \lambda_2} \right)^2}. \quad (12.62)$$

Мы видим, что эта величина в общем случае не совпадает с количеством электричества, протекающим через рабочую обмотку дросселя L_2 при формировании импульса и в соответствии с (12.55) равным

$$q_n = I_{\pi 2} \frac{N_{\pi 2}}{N_2} (T - \tau_n). \quad (12.63)$$

Это означает, что не весь ток разряда (точнее, перезаряда) конденсатора C_2 протекает через обмотку дросселя L_2 , образуя выходной импульс. Часть этого тока замыкается через трансформатор, сердечник которого в этот момент времени находится в слабо насыщенном состоянии. Если q_2 лишь немного превышает q_n , то ток, ответвляющийся в трансформатор, невелик. Такой режим получается при $I_{b2} \approx I_{b1}$ в отсутствие подмагничивания трансформатора. Чем значительнее неравенство $I_{b1} > I_{b2}$, тем больше часть тока, ответвляющегося через Tr . К этому выводу можно прийти, рассматривая также средние значения тока через первичную и вторичную обмотки трансформатора. При $I_{b1} < I_{b2}$ режим с одним насыщением сердечника дросселя L_2 , как правило, не существует.

Таким образом, необходимый баланс токов обеспечивается путем надлежащего выбора режима подмагничивания дросселей и трансформатора. В данной схеме целесообразно обмотки подмагничивания дросселей L_1 и L_2 соединить последовательно, а числа витков выбрать так, чтобы I_{b1} был немного больше или почти равен I_{b2} .

Если ответвление тока через трансформатор незначительно, то величина g_2 , как и в однозвенных схемах, определяется только условием согласования генератора с нагрузкой [формула (12.6)].

Особенности режима первого звена. Колебательный режим первого звена в двухзвенной схеме мало чем отличается от случая однозвенной схемы. Он также характеризуется большим «остаточным» напряжением, в роли которого теперь выступает не U'_1 , а U''_1 (рис. 12.13). Основное отличие состоит в том, что напряжение на конденсаторе C_1 изменяется от U_1 до U''_1 в два приема (за время $2\tau_2$). Однако это не оказывает сколько-нибудь заметного влияния на процессы, происходящие при ненасыщенном сердечнике дросселя L_1 . Соответственно все формулы, относящиеся к первому звену, остаются в силе, если заменить g_1 на g''_1 . Необходимо лишь иметь в виду, что ток через рабочую обмотку дросселя L_1 будет иметь форму двух полусинусоидальных импульсов.

Двухзвенные схемы II вида. В схеме с ключом в зарядном контуре осциллограммы напряжений и токов имеют такой же вид, как на рис. 12.13. Схема с ключом в первом звене отличается только тем, что интервал $t_4 \div t_5$ отсутствует, ибо как только напряжение на конденсаторе C_2 изменяет полярность, ключ сразу замыкается. При использовании тиристора его повторное включение обусловлено тем, что за весьма малый промежуток времени $t_2 \div t_4$ тиристор не успевает восстановиться. В случае применения транзистора отпирающий импульс тока базы должен продолжаться в течение интервала $t_1 \div t_6$.

В двухзвенных схемах II вида для обеспечения режима с одним насыщением сердечника дросселя L_2 также необходим дополнительный трансформатор Tr , основным назначением которого по-прежнему является фиксация определенного исходного значения индукции в сердечнике. В отличие от схем, питаемых переменным напряжением, трансформатор должен быть подмагничен, причем величина тока подмагничивания, приведенная к уровню вторичной обмотки, должна быть равна или немного больше тока $I_{\delta 2}$. В качестве примера на рис. 12.15 изображена схема с ключом в первом звене.

Дело в том, что в первичной обмотке среднее значение тока за период не равно нулю. Во вторичной же обмотке среднее значение тока всегда равно нулю, так как вторич-

ная цепь не содержит вентиляльных элементов и постоянных э. д. с. Поэтому при отсутствии подмагничивания средний ток заряда конденсатора C_2 должен уравниваться током его разряда, замыкающимся в этом случае через вторичную обмотку трансформатора Tr , а не через

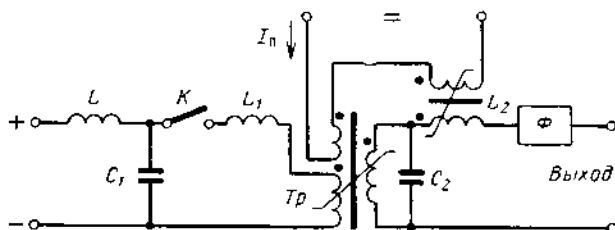


Рис. 12.15. Двухзвенная схема II вида с ключом в первом звене.

дроссель L_2 . Для того чтобы ток разряда C_2 протекал через L_2 и нагрузку, необходимо подмагнитить и трансформатор, и дроссель L_2 .

Напомним, что двухзвенные схемы, работающие в режиме с одним насыщением выходного дросселя, также обладают стабилизирующим свойством. Это существенно упрощает задачу стабилизации амплитуды и ее регулировки. Регулировка амплитуды импульса легко осуществляется путем изменения тока подмагничивания. При $I_n = 0$ весь ток разряда конденсатора C_2 замыкается через дополнительный трансформатор, амплитуда же выходных импульсов равна нулю. При увеличении I_n ток через трансформатор уменьшается, а амплитуда выходных импульсов пропорционально увеличивается. В режиме максимальной амплитуды весь ток разряда конденсатора C_2 протекает через дроссель L_2 . Дальнейшее увеличение тока подмагничивания при постоянном напряжении источника питания приводит к выходу из режима с одним насыщением. Таким образом, при изменении тока подмагничивания происходит перераспределение тока между L_2 и Tr . Если обмотки подмагничивания трансформатора Tr и дросселя L_2 соединены последовательно, то при изменении тока подмагничивания форма напряжения на конденсаторе C_2 почти не изменяется, лишь немного изменяется отношение g_2 .

В интервале времени, когда сердечники дросселя L_2 и трансформатора Tr не насыщены, ток I_{b2} замыкается

в основном через трансформатор. Через конденсатор C_2 протекает только разность $I_{b\text{тр}} - I_{b2}$, под действием которой u_{C_2} изменяется линейно во времени. После насыщения сердечника трансформатора Tr в обратном направлении и полного затухания колебаний ток через конденсатор C_2 равен нулю.

Из изложенного следует, что все формулы этого параграфа в равной степени справедливы и для схем II вида. Исключение составляет только выражение (12.56). Вместо него надо брать соответствующие формулы § 12.3, в которых необходимо произвести замену U'_1 на U''_1 и g_1 на g'_1 .

Многозвенные схемы. Аналогично работают схемы с тремя и большим числом звеньев. Сердечники всех звеньев насыщаются дважды за период, но в одном направлении: один раз при передаче энергии от зарядного контура к выходному звену, второй раз — при обратной передаче энергии. Сердечник выходного звена должен насыщаться только один раз за период следования импульсов.

Кроме двукратного насыщения в основном направлении сердечники всех звеньев, за исключением последнего, могут в течение периода насыщаться и в обратном направлении. Вполне очевидно, что включать дополнительный трансформатор (дроссель) перед каждым звеном для устранения насыщения дросселя этого звена в обратном направлении нет никакой необходимости. Достаточно иметь всего один трансформатор (дроссель), включенный перед выходным звеном, обеспечивающий режим работы последнего дросселя без обратного насыщения. После обратного насыщения дросселя второго звена накопленная к этому моменту в конденсаторе C_2 энергия передается в следующее звено и т. д.

Этот процесс аналогичен процессу обратного перемагничивания в обычном режиме работы генератора (см. гл. 5). Однако в данном случае он осуществляет лишь окончательное домагничивание всех сердечников. Основное же перемагничивание сердечников в обратном направлении происходит в процессе обратной передачи энергии к конденсатору C_1 . Поэтому потери энергии при обратном перемагничивании весьма малы.

Основные расчетные соотношения, полученные в гл. 3 и относящиеся к выходному и промежуточным магнитным звеньям, остаются в силе и для генераторов импульсов тока.

12.5. СТАБИЛЬНОСТЬ АМПЛИТУДЫ ИМПУЛЬСОВ

Для генераторов импульсов цифровые устройства представляют собой резко изменяющуюся нагрузку. При изменении нагрузки процессы в генераторе можно рассматривать как переход из одного стационарного режима в другой. Поэтому очевидно, что стабильность амплитуды импульсов зависит от схемы генератора. Рассмотрим три наиболее типичных случая.

1. Схемы I вида, работающие в асимметричном режиме с одним насыщением сердечника последнего дросселя. В генераторах этого вида амплитуда импульсов в установившемся режиме согласно (12.9) равна

$$I_{\text{и}} = -I_{\text{бн}} \left(\frac{T}{\tau_{\text{н}}} - 1 \right), \quad (12.64)$$

где $I_{\text{бн}}$ — ток смещения последнего дросселя.

Отсюда следует вывод, что стационарное значение амплитуды не зависит от параметров нагрузки.

Для неустановившегося режима равенство (12.64), вытекающее из равенства нулю среднего тока через дроссель $L_{\text{н}}$, определяет по существу среднее значение амплитуды выходных импульсов. Поэтому при скачкообразном изменении нагрузки амплитуда импульсов будет совершать колебания около постоянного среднего значения. С течением времени эти колебания затухают и устанавливается прежнее стационарное значение амплитуды. Опыт показывает, что максимальное отклонение от среднего значения имеет амплитуда первого импульса.

Для отыскания этого отклонения воспользуемся равенствами:

$$C_{\text{н}} (U_{\text{н}}^2 - U_{\text{н}}'^2) = 2W_{\text{н}}, \quad (12.65)$$

$$C_{\text{н}} (U_{\text{н}} - U_{\text{н}}') = (I_{\text{и}} + I_{\text{тр}}) \tau_{\text{н}}, \quad (12.66)$$

которые справедливы как для установившегося, так и для нестационарного режима.

Здесь $W_{\text{н}}$ — энергия, расходуемая в нагрузке и в элементах выходного звена за один импульс; $I_{\text{тр}}$ — среднее за время $\tau_{\text{н}}$ значение тока, протекающего через трансформатор, включенный параллельно $C_{\text{н}}$. Величина $I_{\text{тр}}$, как указывалось в предыдущем параграфе, зависит от соотношения между ампервитками подмагничивания последнего и предыдущих дросселей, а также упомянутого трансфор-

матора. При постоянных значениях токов подмагничивания величина $I_{\text{тр}}$ также постоянна. Обычно параметры выбираются так, чтобы $I_{\text{тр}} \ll I_{\text{н}}$.

Из (12.65) и (12.66) найдем значения напряжений на конденсаторе последнего звена до и после формирования импульса:

$$U_n = \frac{2W_{\text{н}}C_n + (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \tau_{\text{н}}^2}{2C_n (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}) \tau_{\text{н}}}, \quad (12.67)$$

$$U'_n = \frac{2W_{\text{н}}C_n - (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \tau_{\text{н}}^2}{2C_n (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}) \tau_{\text{н}}}. \quad (12.68)$$

В стационарном режиме $I_{\text{н}} = \text{const}$. Поэтому, как видно из (12.67) и (12.68), с увеличением $W_{\text{н}}$ величина $|U_n|$ возрастает, а $|U'_n|$ уменьшается.

Если до некоторого момента потребляемая энергия была равна $W_{\text{н}(1)}$, а затем ее величина стала равной $W_{\text{н}(2)}$, то отклонение амплитуды $\Delta I_{\text{н}}$ от стационарного значения определится выражением

$$I_{\text{н}} + I_{\text{тр}} + \Delta I_{\text{н}} = C_n \frac{U_n - U'_n}{\tau_{\text{н}}}, \quad (12.69)$$

в котором

$$\left. \begin{aligned} U_n &= \frac{2W_{\text{н}(1)}C_n + (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \tau_{\text{н}}^2}{2C_n (I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}) \tau_{\text{н}}}, \\ C_n U_n^2 &= C_n U_n'^2 - 2W_{\text{н}(2)}. \end{aligned} \right\} \quad (12.70)$$

Подставляя (12.70) в (12.69), найдем

$$\frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}} = \frac{W_{\text{н}(1)} - W_{\text{н}(2)}}{(I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \tau_{\text{н}}^2 / 2C_n - W_{\text{н}(2)}} = \frac{W_{\text{н}(1)} - W_{\text{н}(2)}}{(I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \rho \tau_{\text{н}} - W_{\text{н}(2)}}. \quad (12.71)$$

Для оценки максимального изменения амплитуды возьмем два крайних случая. В первом энергия импульса изменяется от $W_{\text{н}(1)} = W_{\text{н макс}}$ до $W_{\text{н}(2)} = W_{\text{н мин}}$, при этом согласно (12.71)

$$\frac{\Delta I_{\text{н}}^{(1)}}{I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}} = \frac{\Delta W_{\text{н}}}{(I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \rho \tau_{\text{н}} - W_{\text{н мин}}},$$

где $\Delta W_{\text{н}} = W_{\text{н макс}} - W_{\text{н мин}}$. Во втором случае энергия изменяется от $W_{\text{н}(1)} = W_{\text{н мин}}$ до $W_{\text{н}(2)} = W_{\text{н макс}}$, что вызывает отклонение амплитуды, равное

$$\frac{\Delta I_{\text{н}}^{(2)}}{I_{\text{н}} + I_{\text{тр}}} = \frac{\Delta W_{\text{н}}}{(I_{\text{н}} + I_{\text{тр}})^2 \rho \tau_{\text{н}} - W_{\text{н макс}}}.$$

Отсюда для максимального изменения амплитуды $\Delta I_{и \text{ макс}} = \Delta I_{и}^{(1)} - \Delta I_{и}^{(2)}$ получается следующая оценка:

$$\frac{\Delta I_{и \text{ макс}}}{I_{и} + I_{тр}} \leq \frac{2\Delta W_{и}}{(I_{и} + I_{тр})^2 \rho \tau_{и} - W_{и \text{ макс}}} = \frac{2\Delta P_{и}}{(I_{и} + I_{тр})^2 \rho - P_{и \text{ макс}}} \quad (12.72)$$

Поскольку обычно $I_{тр} \ll I_{и}$, то окончательный результат может быть записан в виде

$$\frac{\Delta I_{и \text{ макс}}}{I_{и}} \leq \frac{2\Delta P_{и}}{I_{и}^2 \rho - P_{и \text{ макс}}} \quad (12.73)$$

2. Схемы II вида, использующие режим с одним насыщением последнего дросселя при равенстве нулю среднего тока через его обмотку (например, схема на рис. 12.15). Эти схемы также обладают стабилизирующим свойством, поэтому, как и в предыдущем случае, стационарное значение амплитуды остается постоянным. Однако механизм стабилизации в данном случае иной, чем у схем, питаемых переменным напряжением. В предыдущем случае уменьшение энергии импульса в нагрузке приводило в конечном итоге к уменьшению энергии, запасаемой конденсатором C_n , и к снижению потребляемого тока. Величина же $I_{тр}$ оставалась постоянной. Таким образом, уменьшение выходной мощности при питании переменным напряжением компенсируется снижением потребляемой мощности, в результате чего разность $U_n - U'_n$ и амплитуда импульсов поддерживается постоянной.

В схемах II вида уменьшение энергии в нагрузке и связанное с ним увеличение остаточного напряжения приводит не к уменьшению, а к увеличению запасаемой энергии, как следует из (12.36). Соответственно возрастает и потребляемая мощность. Поддержание постоянства амплитуды выходных импульсов здесь достигается только за счет увеличения тока $I_{тр}$, отвечающего через трансформатор, разность же $U_n - U'_n$ с уменьшением $W_{и}$ увеличивается. Повышение потребляемой мощности при уменьшении $W_{и}$ компенсируется увеличением потерь энергии в элементах генератора.

Аналогично предыдущему случаю можно оценить изменение амплитуды импульсов при изменении $W_{и}$ от $W_{и(1)}$ до $W_{и(2)}$. Если полагать, что формирование первого импульса после изменения нагрузки сопровождается такой же, как и раньше, утечкой тока $I_{тр} = I_{тр(1)}$, то получим

$$\frac{\Delta I_{\text{н}}}{I_{\text{н}}} = \frac{I_{\text{н}} + I_{\text{тр}(1)}}{I_{\text{н}}} \times \frac{W_{\text{н}(1)} - W_{\text{н}(2)}}{(I_{\text{н}} + I_{\text{тр}(1)})^2 \rho \tau_{\text{н}} - W_{\text{н}(2)}}. \quad (12.74)$$

Здесь $I_{\text{тр}}$ является уже величиной, соизмеримой с $I_{\text{н}}$.

Чтобы получить выражение для максимального изменения амплитуды, необходимо знать минимальное и максимальное значения тока $I_{\text{тр}}$ в режиме $W_{\text{н макс}}$ и $W_{\text{н мин}}$ соответственно. Эти значения существенно зависят от потерь в элементах самого генератора, что затрудняет получение нужного нам соотношения в общем виде. Для приближенной оценки можно пользоваться формулой (12.73).

3. Схемы II вида с не равным нулю средним током через обмотку последнего дросселя. К ним относятся в основном однозвенные схемы, не содержащие импульсного трансформатора. Этот случай характеризуется наибольшей нестабильностью, так как наряду с изменениями амплитуды от импульса к импульсу изменяется и стационарное значение амплитуды.

Допустим, что величина энергии $W_{\text{н}}$ уменьшилась, тогда амплитуда следующего импульса возрастет, что приведет к увеличению остаточного напряжения (по абсолютной величине). Увеличение $|U'_{\text{н}}|$ вызовет увеличение $U_{\text{н}}$ в следующем цикле, в результате чего амплитуда тока еще больше возрастет. Это будет происходить до тех пор, пока не установится новое стационарное значение $I_{\text{н}}$. Очевидно, что потребляемая мощность при этом также увеличится.

Наибольшее изменение амплитуды равно, очевидно, разности установившихся значений $I_{\text{н}}$ при $W_{\text{н мин}}$ и $W_{\text{н макс}}$. Взяв для примера однозвенную схему, будем иметь

$$I_{\text{н}} = C_1 \frac{U_1 - U'_1}{\tau_{\text{н}}} = \frac{C_1 E}{\tau_{\text{н}}} \cdot \frac{(1 + \delta)(1 - g_1)}{1 + g_1 \delta}. \quad (12.75)$$

Здесь мы воспользовались формулой (12.36). Учитывая далее (12.3) и (12.6), получим следующее выражение:

$$I_{\text{н}} = \frac{E}{\rho} \cdot \frac{1}{\frac{1 - \delta}{1 + \delta} + \frac{W_{\text{н}}}{I_{\text{н}}^2 \rho \tau_{\text{н}}}}. \quad (12.76)$$

При нагрузке на линейное сопротивление $W_{\text{н}} = I_{\text{н}}^2 R \tau_{\text{н}}$

и (12.76) упрощается:

$$I_n = \frac{E}{\frac{1-\delta}{1+\delta} \rho + R}. \quad (12.77)$$

Отсюда видно, что стабилизирующее действие, оказываемое высоким волновым сопротивлением линии ρ , уменьшается в данном случае в $(1+\delta)/(1-\delta)$ раз.

В случае нелинейной нагрузки амплитуда импульсов может быть найдена из (12.76)

$$I_n = \frac{E}{2\rho} \cdot \frac{1+\delta}{1-\delta} \left[1 + \sqrt{1 - \frac{4\rho W_n}{E^2 \tau_n} \cdot \frac{1-\delta}{1+\delta}} \right]. \quad (12.78)$$

Выражение для относительного изменения амплитуды может быть получено либо из (12.78), либо непосредственно из (12.76). В последнем случае мы приходим к результату, близкому по форме к (12.73):

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} \approx - \frac{\Delta W_n}{\frac{1-\delta}{1+\delta} I_n^2 \rho \tau_n - W_n}. \quad (12.79)$$

Эта формула получена путем замены конечных приращений дифференциалами и поэтому справедлива лишь для сравнительно небольших $\Delta I_n/I_n$.

Сравнение всех трех рассмотренных случаев показывает, что первые два можно считать равноценными, в последнем же случае нестабильность амплитуды значительно больше. Полученные формулы дают возможность определить необходимое значение ρ , при котором изменения амплитуды не выходят за допустимые пределы.

Величина запасаемой энергии. Чем больше величина энергии, запасаемой в выходном звене генератора, тем больше стабильность амплитуды и формы импульса. Но при этом увеличиваются потери энергии в элементах генератора и, следовательно, растет потребляемая мощность. Поэтому возникает задача определения минимальной величины накапливаемой энергии, достаточной для выполнения требований по стабильности импульса. В зависимости от характера нагрузки эта задача решается по-разному. Рассмотрим несколько частных случаев.

1. Чисто активная нагрузка. В этом случае запасаемая энергия W_n определяется величиной допустимого измене-

ния амплитуды импульсов. Из формулы (12.73) или (12.79) определяется ρ , а затем $C_n = \frac{\tau_n}{2\rho}$ и $U_n \approx I_n \rho$.

2. Чисто индуктивная нагрузка. Здесь энергия W_n определяется требованием получения заданной длительности фронта τ_Φ или по заданной максимальной величине напряжения $U_{n \text{ макс}}$ на нагрузке. Эти величины связаны с волновым сопротивлением соотношениями $\tau_\Phi \approx 2L/\rho$, $U_{n \text{ макс}} = U_n \approx I_n \rho$.

3. Нагрузка на цифровую магнитную схему. Как было отмечено в § 12.1, для цифровых магнитных схем характерно наличие довольно большого всплеска напряжения в начальной части импульса тока (рис. 12.1). Однако это напряжение не является чисто индуктивным. В частности, его максимум $U_{n \text{ макс}}$ наступает не в самом начале импульса, а позднее, когда ток i , следовательно, падение напряжения на волновом сопротивлении ρ существенно отличаются от нуля.

Считая $U_{n \text{ макс}}$ заданным, найдем минимальную величину U_n . Очевидно, что для любого момента времени справедливо неравенство

$$u(t) + \rho i(t) \leq U_n, \quad (12.80)$$

так как кроме напряжения $u(t)$ на нагрузке имеется напряжение на катушке индуктивности $L_{\Pi n}$ последнего дросселя. Проинтегрируем (12.80):

$$U_n \tau_\Phi - \rho \int_0^{\tau_\Phi} i dt \geq \int_0^{\tau_\Phi} u dt. \quad (12.81)$$

Вид функции $i(t)$ неизвестен в силу сложной зависимости между $u(t)$ и $i(t)$. Однако, учитывая, что $i(t)$ является обычно монотонной функцией, можно записать

$$\int_0^{\tau_\Phi} i dt \approx \frac{1}{2} I_n \tau_\Phi. \quad (12.82)$$

Подставляя это в (12.81), получим

$$U_n - \frac{\rho I_n}{2} \geq \frac{1}{\tau_\Phi} \int_0^{\tau_\Phi} u dt. \quad (12.83)$$

Таким образом, если задана длительность фронта и форма напряжения на нагрузке, то напряжение U_n должно удовлетворять неравенству (12.83). Заменяя ρI_n на U_n , что усилит неравенство, получим

$$U_n \geq 2 \frac{1}{\tau_\phi} \int_0^{\tau_\phi} u dt. \quad (12.84)$$

Среднее значение $u(t)$ за время τ_ϕ , стоящее в правой части неравенства (12.84), всегда не превышает $U_{н \text{ макс}}$. Поэтому, если выбрать

$$U_n = 2U_{н \text{ макс}}, \quad (12.85)$$

то неравенство (12.84) будет выполнено в любом случае.

Заметим, что в наихудшем случае, когда $\frac{1}{\tau_\phi} \int_0^{\tau_\phi} u dt$

стремится к $U_{н \text{ макс}}$, величина $\int_0^{\tau_\phi} idt$ становится значительно меньше $I_{н \tau_\phi}/2$. Следовательно, даже и в этом случае соотношение (12.85) обеспечивает выполнение неравенства (12.84) с некоторым запасом.

Опыт разработки генераторов для различных цифровых схем показывает, что при выборе величины U_n по формуле (12.85) максимальное напряжение на нагрузке получается не меньше, а длительность фронта импульса тока не больше заданных значений. Если же длительность фронта получается несколько меньше заданной, то довести ее до нужного значения можно, увеличив индуктивность $L_{нл}$ последнего дросселя.

Выбор U_n по формуле (12.85) в большинстве случаев обеспечивает также и достаточную стабильность амплитуды импульсов тока. Действительно, если генератор обладает стабилизирующим свойством, то согласно (12.73)

$$\frac{\Delta I_{н \text{ макс}}}{I_n} \leq \frac{2\Delta P_n}{P_{н\rho}^2 - P_{н \text{ макс}}}.$$

В наихудшем случае $P_{н \text{ мин}} = 0$, т. е. $\Delta P_n = P_{н \text{ макс}}$. Полагая $I_{н\rho} = U_n = 2U_{н \text{ макс}}$, получим

$$\frac{\Delta I_{н \text{ макс}}}{I_n} \leq \frac{1}{\sigma - 0,5}, \quad (12.86)$$

где σ — отношение максимального напряжения на нагрузке к среднему напряжению за время τ_n .

Поскольку в реальных цифровых схемах $\sigma \gg 5$, то даже в этом наихудшем случае

$$\frac{\Delta I_n}{I_n} \leq 0,2.$$

Необходимо отметить, что изменение нагрузки при питании подобных устройств приводит не только к изменению амплитуды выходного импульса, но и к изменению длительности фронта, поскольку напряжение на нагрузке максимально именно во время нарастания тока. Особенно важно, чтобы начальная часть фронта импульса тока имела возможно более стабильную крутизну. Здесь, однако, весьма благоприятным является то обстоятельство, что в начальной части фронта почти все напряжение на нагрузке обусловлено обратимым (упругим) изменением потока в сердечниках, т. е. это напряжение носит индуктивный характер. Следовательно, крутизна начального участка фронта импульса тока определяется величиной выходной индуктивности генератора (в том числе и $L_{нн}$) и индуктивности нагрузки, которая обычно постоянна. Поэтому изменение нагрузки оказывает влияние лишь на верхнюю часть фронта импульса тока. Нестабильность же верхней части фронта равносильна нестабильности амплитуды, которая была рассмотрена выше.

12.6. ПРИМЕРЫ ПРИМЕНЕНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ИМПУЛЬСОВ ТОКА

Генератор тактовых импульсов для матричной схемы на ферритовых сердечниках. Генератор предназначен для работы на одноканальный распределитель импульсов, выполненный на ферритовых сердечниках. Технические данные генератора: амплитуда выходных импульсов 1,5 а, длительность импульсов 2,5 мксек, длительность фронта не более 0,3 мксек, частота следования 50 кГц. Нагрузка носит в основном индуктивный характер, максимальное напряжение на нагрузке около 300 в. Выходной ток в интервалах между импульсами не более 30 ма.

Генератор питается от источника постоянного напряжения 30в и потребляет мощность 30—40вт.

Генератор выполнен по однозвенной схеме I вида и питается от полупроводникового преобразователя постоянного напряжения в переменное. Общая схема приведена на рис. 12.16.

Полупроводниковый преобразователь представляет собой двухтактный усилитель мощности на двух транзисторах типа П702, включенных по схеме с общим эмиттером. Входное напряжение частотой 50 кГц подается через трансформатор Tr_2 . В цепи базы каждого триода имеется ускоряющая цепочка RC и диодный ограничитель с автоматическим смещением, ограничивающий величину обратного напряжения между базой и эмиттером.

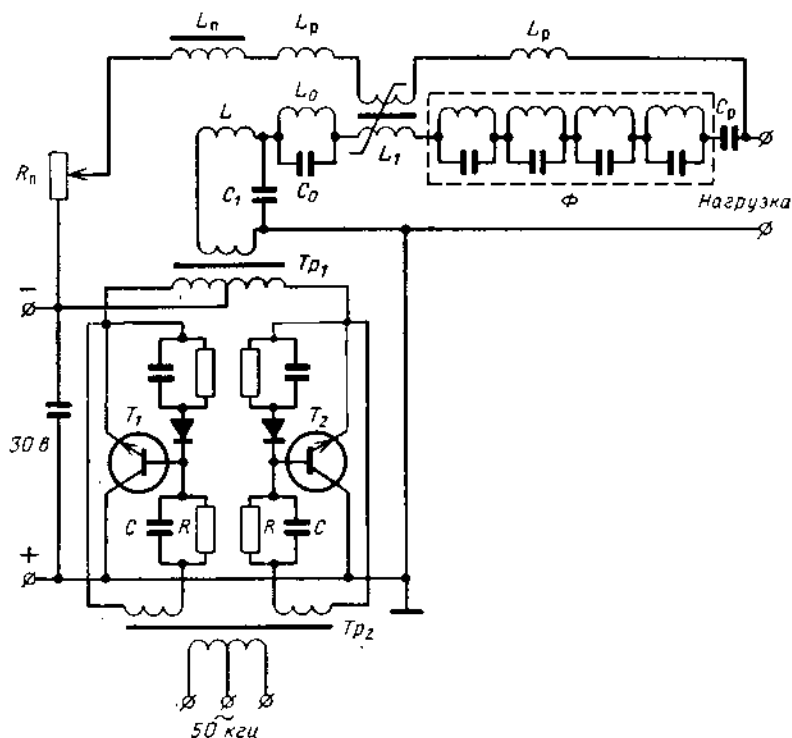


Рис. 12.16. Схема генератора импульсов тока с питанием от усилителя мощности на полупроводниковых триодах.

Схема магнитного генератора содержит дополнительный контур L_0C_0 для стабилизации потребляемого тока. Цепочка контуров Φ вместе с остальными элементами магнитного звена образуют искусственную формирующую линию, обеспечивающую получение импульса тока прямоугольной формы.

В схеме применена компенсация обратного тока током подмагничивания, протекающим через нагрузку. Импульсный трансформатор на выходе отсутствует, так как необходимый уровень напряжений и токов на выходе генератора обеспечивается трансформатором Tr_1 .

Сердечники трансформатора Tr_1 и дросселя L_1 выполнены из ленты сплава 80НХС толщиной 0,02 мм.

Следует отметить, что транзисторы типа П702 мало пригодны для работы в схемах преобразователей. Так, в данном случае к. п. д. преобразователя равен всего 60—70%. Применение более подходящих типов транзисторов позволит снизить потребляемую мощность в 1,5—2 раза.

Генератор продвигающих импульсов для схем на трехтактных ферродиодных элементах. Этот генератор предназначен для питания логических схем, построенных на типовых трехтактных ферродиодных элементах, выпускаемых промышленностью.

Генератор вырабатывает три последовательности импульсов, временные диаграммы которых показаны на рис. 12.17. Амплитуда

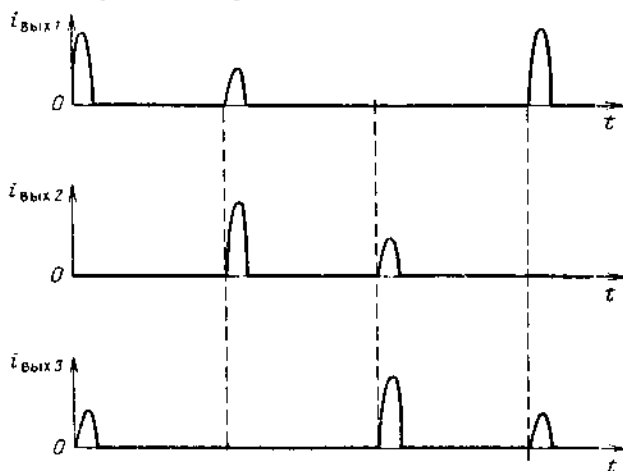


Рис. 12.17. Диаграммы выходных импульсов тока.

основных импульсов 8 а, вспомогательных импульсов запрета 4 а. Длительность импульсов (на уровне 0,5 $I_{и}$) 6 мксек, длительность фронтов 3 мксек, частота следования 2,2 кГц. Величина тока в интервалах между импульсами не превышает 30 ма.

Генератор обеспечивает работу 400 ферродиодных элементов, что соответствует максимальному напряжению на нагрузке около 200 в. Изменение амплитуды импульсов тока при максимальном изменении напряжения на нагрузке не превышает 10%.

Генератор питается от источника постоянного напряжения 20 в $\pm 20\%$ и потребляет мощность около 40 вт.

Генератор содержит всего 3 тиристора типа Д235. Схема генератора приведена на рис. 12.18. Она состоит из трех одинаковых каналов, работающих на одной частоте (2,2 кГц) со сдвигом по фазе на 120°. Каждый канал представляет собой двухзвенный генератор импульсов тока, построенный по схеме с ключом в первом звене.

Тиристор работает в следующем режиме: в закрытом состоянии к нему приложено напряжение около 80 в (с конденсатора C_1),

в открытом состоянии через него протекают в течение периода два полусинусоидальных импульса тока. Длительность каждого импульса 35 мксек, амплитуда первого импульса около 7 а, второго — около 5 а. Таким образом, среднее значение тока 0,6 а, эффективное значение — около 2 а. После прекращения тока тиристор находится под обратным напряжением в течение примерно 140 мксек, чем обеспечивается надежное восстановление тиристора. Цепочка R_0C_0 предназначена для подавления нежелательных всплесков напряжения в момент запираания тиристора.

Трансформатор Tr обеспечивает режим с одним насыщением сердечника дросселя L_2 , а также служит для повышения напряжения на выходе генератора и для согласования емкостей C_1 и C_2 .

Импульсный трансформатор $ИТ$ обеспечивает формирование вспомогательного импульса запрета в другом канале (согласно диаграмме рис. 12.17) одновременно с формированием основного импульса в данном канале.

В каждом канале применена компенсация обратного тока током подмагничивания.

Сердечники трансформатора Tr , дросселя L_2 и импульсного трансформатора $ИТ$ изготовлены из ленты сплава 50НП толщиной 0,02 мм.

Генератор продвигающих импульсов для цифровой аппаратуры на ферромагнитных сердечниках. Рассмотренные выше примеры относились к генераторам импульсов тока, работающим в режиме непрерывных колебаний. Однако, как отмечалось в § 12.1, магнитные генераторы импульсов тока могут обладать высокой эффективностью и в ждущем (одноразовом) режиме работы. Ниже приводятся данные ждущего генератора, предназначенного для импульсного питания цифровых схем на двухтактных ферродиодных элементах. Ферродиодные элементы построены из выпускаемых промышленностью типовых трансформаторов с пермалловыми сердечниками.

Амплитуда выходных импульсов 600—650 ма, длительность (на уровне 0,5 амплитудного значения) 5 мксек, длительность фронта 1,5—1,8 мксек.

Генератор состоит из нескольких независимых каналов и может применяться для питания как двухтактных схем, так и схем с большим числом тактов. Запуск каждого канала производится импульсами, получаемыми на выходе одного ферродиодного элемента.

Каждый канал может развивать на выходе напряжение до 50—60 в и рассчитан на подключение до 150 элементов. В интервалах между импульсами выходной ток не превышает 3 ма. Для уменьшения влияния распределенной емкости продвигающей цепи каждый канал имеет два отдельных выхода, что обеспечивается применением двух выходных трансформаторов, первичные обмотки которых соединены последовательно.

Максимальная рабочая частота генератора 10 кГц. Генератор питается от источника постоянного напряжения 27 в $\pm 10\%$. Потребляемая одним каналом мощность в режиме максимальной частоты 1,5—1,8 вт.

Схема одного канала представляет собой однозвенный магнитный генератор II вида, содержащий ключ на транзисторе П701 в зарядном контуре. Транзистор работает в режиме переключения. Управление его работой осуществляется от маломощного блокинг-

генератора, построенного на транзисторе П21 и работающего в ждущем режиме. Импульсы тока транзистора П701 имеют длительность 30—35 мксек и амплитуду около 350 ма. Ввиду того что рассеиваемая транзистором мощность весьма мала, его надежная

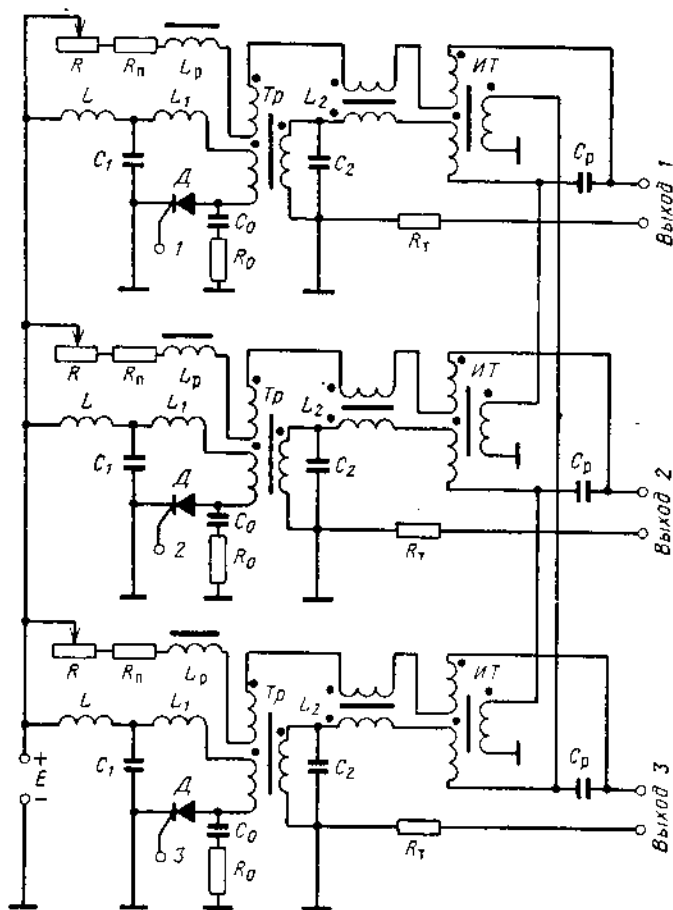


Рис. 12.18. Схема магнитного генератора продвигающих импульсов.

работа обеспечивается в заданном температурном интервале — $-60 \div +60^\circ \text{C}$ без применения радиатора.

Сердечники дросселей изготовлены из сплава 79НМ, толщина ленты 0,02 мм. Выходные трансформаторы и трансформатор блокинг-генератора выполнены на ферритовых сердечниках марки М-2000.

ЛИТЕРАТУРА

1. W. S. Melville. The use of saturable reactors as discharge devices for pulse generators. Proc. IEE, 1951, v. 98, № 53.
2. K. J. Busch, A. D. Hasley, C. Neitzert. Magnetic pulse modulators. BSTJ, 1955, v. 34, № 5.
3. R. A. Mathias, E. M. Williams. Improvements in pulse switching reactor design. IRE Conv. Rec., 1955, v. 3, p. 3, Electron. devices and component parts.
4. Л. А. Меерович, Л. Г. Зеличенко. Основные соотношения, характеризующие генераторы импульсов на автотрансформаторах с насыщающимися сердечниками. Труды ВКАС, 1956, № 53.
5. A. Krinitz. Transistor-magnetic pulse generator. Proc. Nat. Electr. Conf., 1958, v. XIV.
6. И. М. Ватин, Л. А. Меерович. Стабилизирующие свойства магнитного импульсного генератора. «Радиотехника», 1961, т. 16, № 9.
7. И. М. Ватин, Э. Ф. Зайцев, Л. А. Меерович. Исследование стационарных колебаний в магнитном импульсном генераторе. «Радиотехника», 1962, т. 17, № 5.
8. Л. А. Меерович, Э. Ф. Зайцев, И. М. Ватин. Магнитные генераторы импульсов тока. «Радиотехника», 1966, т. 21, № 8.
9. Л. А. Меерович, Э. Ф. Зайцев. Магнитный генератор импульсов с питанием от источника переменного тока. Авторское свидетельство СССР № 183810 с приоритетом от 2. 02. 1960. Бюллетень № 15 от 21 июля 1966 г.
10. В. М. Кандыкин. Генератор со стабилизированной амплитудой выходных импульсов. Авторское свидетельство СССР № 161060 с приоритетом от 29.12.1962. Бюллетень № 6 от 9 марта 1964 г.
11. Л. А. Меерович, Э. Ф. Зайцев, И. М. Ватин, В. М. Кандыкин. Способ генерирования импульсов. Авторское свидетельство СССР № 172557 с приоритетом от 29.06.1963. Бюллетень № 13 от 21 июня 1965 г.
12. И. С. Гарбер. Магнитные импульсные генераторы. Изд-во «Советское радио», 1964.
13. H. E. Thomas. Saturable reactors fire radar magnetrons. Electronics, 1958, v. 31, № 19.
14. H. Grasl. Neue Schaltungen zur Impulserzeugung mittels einer Stossdrossel. Elektrotechnik und Maschinenbau, 1951, № 11.
15. J. E. Sunderlin. Core volume derivation for magnetic pulse modulators. Proc. IRE Nat. Conf. on Aeronautic Electronics, 1956.

16. I. E. Sunderlin, M. L. Weinberg. Magnetic pulse generators. *Electrical Manufacturing*, 1958, v. 61, № 5.
17. D. Eckhardt. Der Magnetische Radar-Modulator. *Nachrichtentechnik*, 1963, № 3.
18. M. F. Thompson, R. R. Trautwein, E. R. Ingersoll. Magnetic-pulse-generator practical design limitations. *Comm. and Electronics*, 1957, № 28.
19. M. L. Weinberg. Analysis of nonresonant charging circuit for magnetic pulse generator. *Comm. and Electronics*, 1958, № 37.
20. B. M. Wolffram. High repetition rate magnetic pulse generators. *Proc. S. T. Conf. on Nonlinear Magnetics and Magnetic Amplifiers*, 1960.
21. A. Krinitz. Using magnetic circuits for pulse radar systems. *Electronics*, 1959, v. 32, № 27.
22. E. W. Mantouffiel, R. E. Cooper. Direct current charged magnetic pulse modulator. *Comm. and Electronics*, 1960, № 46.
23. E. M. Lassiter, P. R. Johannessen, R. H. Spencer. High-power pulse generation using semiconductors and magnetic cores. *Comm. and Electronics*, 1960, № 51.
24. Б. Я. Жуховицкий. Анализ работы дросселя в схеме модулятора. *«Известия вузов», Радиотехника*, 1958, т. 1, № 4.
25. Б. Я. Жуховицкий, А. В. Нетушил, Н. М. Будах, В. Н. Кудин. К расчету дросселей насыщения в схемах модулятора. *«Известия вузов», Радиотехника*, 1960, т. 3, № 2.
26. R. M. Philip. Practical design of magnetic radar modulators. *Electronic Design*, 1961, v. 9, № 16.
27. T. Maguire. SCR's to pulse radar. *Electronics*, 1964, № 3.
28. S. Butterworth. The high-frequency resistance of toroidal coils. *Experimental Wireless and Wireless Engineer*, 1929, v. 6, № 64, p. 13—16.
29. М. А. Розенблат. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. Изд-во «Наука», 1966.
30. R. W. Roberts, R. I. Van Nise. Influence of ID/OD ratio on static and dynamic magnetic properties of toroidal cores. *Trans. AIEE*, 1955, v. 74, pt. 1.
31. А. В. Нетушил. Влияние толщины изоляции на магнитные свойства слоистых сердечников. *Труды МЭИ, Госэнергониздат*, 1948, т. 30.
32. W. Wolman, H. Kaden. Über die Wirbelstromverzögerung magnetische Schaltvorgänge. *Z. tech. Phys.*, 1932, B. 13, № 7.
33. М. А. Розенблат. Динамические характеристики сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса (влияние вихревых токов). *«Автоматика и телемеханика»*, 1958, т. 19, № 1.
34. В. К. Аркадьев. Электромагнитные процессы в металлах, ч. II. ОНТИ, 1936.
35. D. S. Rodbell, C. P. Bean. Influence of pulsed magnetic fields on the reversal of magnetization in square-loop metallic tapes. *J. Appl. Phys.*, 1955, v. 26, p. 1318.
36. T. C. Chen, A. Papoulis. Terminal properties of magnetic cores. *Proc. IEE*, 1958, v. 46, p. 839.
37. N. Menyuk. Magnetic materials for digital computer components. II. Magnetic characteristics of ultra-thin molybdenum-permalloy cores. *J. Appl. Phys.*, 1955, v. 26, № 6, p. 692.

38. N. M e n y u k, J. B. G o o d e n o u g h. Magnetic materials for digital computer components. I. A theory of flux reversal in polycrystalline ferromagnetics. J. Appl. Phys., 1955, № 1, v. 26.
39. Ю. М. Ш а м а е в, В. Л. Д я т л о в, А. И. П и р о г о в. Динамические характеристики ферритов. «Научные доклады высшей школы», Электромеханика и автоматика, 1959, № 1.
40. А. И. П и р о г о в, Ю. М. Ш а м а е в. Магнитные сердечники с прямоугольной петлей гистерезиса. Изд-во «Энергия», 1964.
41. D. N i t z a n. Computation of flux switching in magnetic circuits. IEEE Trans. 1955, v. Mag-1, № 3.
42. C. K i t t e l, J. K. G a l t. Ferromagnetics domains theory. Solid-State Physics, 1956, v. 3, p. 437.
43. A. G o r a l. A general frame for the displacement model of magnetization in ferromagnetics and some of its consequences. IEEE Trans., 1965, v. Mag-1, N 2, 84.
44. E. M. G y o r g y. Rotational model of flux reversal in square-loop ferrites. J. Appl. Phys., 1957, v. 28, p. 1011.
45. E. M. G y o r g y. Modified rotational model of flux reversal. J. Appl. Phys., 1958, v. 29, p. 1709.
46. F. B. H u m p h r e y, E. M. G y o r g y. Flux reversal in soft ferromagnetics. J. Appl. Phys., 1959, v. 30, p. 935.
47. К. М. П о л и в а н о в, В. Л. Д я т л о в, М. Г. В и т к о в. О расчете процесса перемагничивания с учетом поверхностного эффекта и динамических свойств вещества. «Известия вузов», Радиотехника, 1961, № 6.
48. В. В. Б а р д ж и др. Статические и импульсные свойства микронных сердечников с прямоугольной петлей гистерезиса. Сб. «Магнитные элементы устройств вычислительной техники». Изд-во АН СССР, 1961.
49. D. J. G o r d o n, R. S. S e r y. Effects of charged particles and neutrons on magnetic materials. IEEE Trans., 1964, v. SE-83, № 73.
50. Ф. В. Л у к и н. К расчету импульсного трансформатора, «Радиотехника», 1947, т. 2, № 4.
51. Я. С. И ц х о к и. Импульсные трансформаторы, Изд-во «Советское радио», 1950.
52. Л. А. М е е р о в и ч, Л. Г. З е л и ч е н к о. Импульсная техника. Изд-во «Советское радио», 1953.
53. «Детали и элементы радиолокационных станций». Пер. с англ., под ред. А. Я. Брейтбарта. Изд-во «Советское радио», 1952.
54. А. Б. И в а н о в, Л. Н. С о с н о в к и н. Импульсные передатчики СВЧ. Изд-во «Советское радио», 1956.
55. Ф. В. Л у к и н. Переходные процессы в линейных элементах радиотехнических устройств, Оборонгиз, 1950.
56. Я. З. Ц ы п к и н. Теория импульсных систем. Физматгиз, 1958.
57. П. В. Б р о м б е р г. Устойчивость и автоколебания импульсных систем регулирования. Оборонгиз, 1953.
58. R. J. D u f f i n. Impossible behavior of nonlinear networks. J. Appl. Phys., 1955, v. 26, № 5.
59. М. Д. К а р а с е в. Свойства нелинейных реактивных элементов. «Успехи физических наук», 1959, X, т. 19, вып. 2.
60. В. И. С и ф о р о в. Радиоприемные устройства. Воениздат, 1954.

61. В. А. Кузьмин. Теория и свойства тиристорov. В сб. «Полупроводниковые управляемые вентили — тиристоры». Библ. по автоматике, вып. 109. Изд-во «Энергия», 1964.
62. T. M i s a w a. Turn-on transient of pnpn triodes. J. Electronics and Control, 1959, v. 7, № 6.
63. В. А. Кузьмин. Вольтамперная характеристика приборов рррп во включенном состоянии. «Радиотехника и электроника», 1963, т. 8, № 1, стр. 171.
64. «Кремниевые управляемые вентили-тиристоры». Техн. справочник. Пер. с англ., под ред. В. А. Лабунцова. Изд-во «Энергия», 1964.
65. N. M a P h a m. Overcoming turn-on effects in silicon controlled rectifiers. Electronics, 1962, v. 35, № 33.
66. K. H u b n e r. Uniform turn-on in four-layer diodes. IRE Internat. Conv. Rec., 1961, v. 9.
67. «Полупроводниковые управляемые вентили». Сб. переводов под ред. В. Г. Комара, В. А. Лабунцова. Госэнергоиздат, 1963.
68. «Полупроводниковые приборы с отрицательным сопротивлением». Сб. переводов под ред. С. А. Гаряинова. Госэнергоиздат, 1962.
69. А. И. Гомонова, Л. С. Логгинов, К. А. Сенаторов. Исследование переходных процессов в четырехслойных полупроводниковых приборах при большом сигнале. «Вестник МГУ», Физика, 1965, № 1.
70. Ф. А. Кейтека, М. Л. Имбри. Полупроводниковые модуляторы для современных магнетронов, «Электроника», 1962, т. 9, № 37.
71. А. Д. Гельфонд. Исчисление конечных разностей. Физматгиз, 1959.
72. Л. А. Меерович, Э. Ф. Зайцев. Магнитный генератор импульсов с питанием от источника переменного тока. Авторское свидетельство СССР № 183245 с приоритетом от 3.05.1960.
73. И. М. Ватин, Л. А. Меерович, А. А. Стоцкий. Магнитный модулятор с умножением частоты следования импульсов. Авторское свидетельство СССР № 203735 с приоритетом от 21.12.1957 г. Бюллетень № 21 от 14.12.1967.
74. Э. Ф. Зайцев. К расчету мощных трансформаторов импульсов малой длительности «Радиотехника», 1968, т. 23, № 6.
75. G. T. Coate, L. R. Swain. Silicon-controlled—rectifier ratings for semiconductor-magnetic pulse-generator applications. Proceedings of the International Conference on Nonlinear Magnetics, Apr. 1964.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Асимметричный режим колебаний 11, 367
- — — с одним насыщением 127, 377, 423, 428, 458
 - — — субгармонических 367, 377
- Вихревые токи 56, 63
- Время задержки импульса в генераторе 313, 317
- Входная часть 20, 33, 98, 119, 142, 227, 280, 325, 427
- Входной контур 229, 254 (см. также зарядный контур)
- Генератор импульсов тока 38, 96, 418
- первого вида 19, 119, 142, 365, 427, 458
 - с делением частоты 35, 365, 366
 - с многоканальным входом 33, 141, 335, 369
 - с многоканальным выходом 37
 - с преобразователем на входе 274, 427
 - с умножением и качанием частоты 346
 - второго вида 20, 227, 427, 436
 - — — с ключом во входном (зарядном) контуре 20, 228, 437
 - — — с ключом в первом звене 20, 251, 442
- Диапазон оптимальной настройки зарядного контура 171, 388
- Диэлектрическая проницаемость 82
- Дополнительный контур 366, 432
- Дроссель демпфирующий 164
- зарядный 8, 119, 225, 335
 - зарядный с насыщающимся сердечником 255, 443, 447
- Дроссель коррекции 110, 399
- ограничивающий 395
 - переключающий 9, 42, 87
 - развязки 46, 80, 86
- Емкость трансформатора (дросселя) 49, 82
- Ждущий (одноразовый) режим 237, 422, 468
- Зарядный контур 94, 119
- Затухание контура 121, 373
- Звено выходное 87, 103
- магнитное 18, 87
 - промежуточное 87
 - с управляемым ключом 18
 - типа А 18, 87, 120, 152, 183, 386, 424
 - типа Б 18, 87, 161, 183, 387, 424
- «Импульс поля» 59
- Импульсный режим полупроводниковых приборов 282
- Индуктивность в насыщенном состоянии 45, 50
- рассеяния 49, 82
- Индукция насыщения 45, 53
- остаточная 53
- Интервал восстановления 230, 234, 253
- задержки (ожидания) насыщения 25, 91, 230, 253
 - зарядный 230, 253
- Ключ управляемый 227, 280, 427
- Конденсатор развязки 426
- Корректирующая цепь 110, 399
- Коэффициент деления 377
- заполнения импульсов 114, 391
 - заполнения сердечника 405
 - мощности 165, 429
 - мощности зарядного контура 166, 387

Коэффициент передачи 92, 99
— переключения 59, 64
— полезного действия 94, 207
— прямоугольности 55
— сжатия 99, 112
— теплоотдачи 75

Магнитная вязкость 56, 61
— проницаемость кажущаяся 45
— — максимальная 52
— — насыщения 45, 54

Нестабильность времени задержки 313, 317

Область существования асимметричного режима 119, 131, 381

Обратное перемагничивание сердечников 15, 150, 354, 386, 451

— — без насыщения 159, 236, 244, 266

— — с насыщением 30, 151, 236, 260

Оптимальный диаметр провода 50, 211

Оптимальная настройка дополнительного контура 382

Остаточное напряжение 29, 91, 95, 130, 421

Параметр настройки контура 121, 373

Поле старта 61

Пьедестал (перед импульсом) 394

Сжатие 16 (см. также коэффициент сжатия)

Симметричный режим колебаний 9, 427

— — — субгармонических 367

Синхронизация генератора 313
Стабилизирующее свойство 32, 130, 142, 150, 369, 385, 428, 456, 460

Схема демпфирования 163

— комбинированная 16, 20

— компенсации обратного тока 425

— формирования импульса (искусственная формирующая линия) 103

Тепловая нагрузка 75

Тиристор 281, 444

—, время включения 289

—, время восстановления 296, 444

—, выключение 294

—, обратный ток 295

—, тепловой режим 297

—, ток спрямления 291

Ток намагничивания 48

— подмагничивания 11, 45

— смещения 11, 46

Точка Кюри 65, 70

Трансформатор дополнительный 229, 451

— импульсный (выходной) 78, 103, 394, 404, 425, 426

— переключающий 9, 42, 87

Триод полупроводниковый (транзистор) 281, 447

Управление амплитудой импульсов 300

Фаза импульсов 32, 131, 347

Ферромагнитные материалы, их свойства 65

— —, выбор типа и толщины ленты 192

Фиксирующий диод 443, 446, 448

Характеристика намагничивания статическая 51

— — динамическая 58

ЛЕОПОЛЬД АРОНОВИЧ МЕЕРОВИЧ
ИВАН МИХАЙЛОВИЧ ВАТИН
ЭРНСТ ФЕДОРОВИЧ ЗАЙЦЕВ
ВАЛЕРИЙ МИХАЙЛОВИЧ КАНДЫКИН
МАГНИТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ
под редакцией Л. А. Мееровича

Редактор Л. В. Голованова
Художественный редактор В. Т. Сидоренко
Технический редактор Г. З. Шалимова
Корректоры: Т. Л. Князева, А. И. Хаспеклова

Сдано в набор 6/III 1968 г. Подписано к печати 8/X 1968 г.
Т-10899. Формат 84×108/32. Бумага типографская № 2.
Объем 24,99 усл. п. л. Уч.-изд. л. 25,298. Тираж 18.000 экз.
Издательство «Советское радио», Москва,
Главпочтамт, п/я 693. Зак. 162
Московская типография № 16 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР
Москва, Трехпрудный пер., 9.
Цена 1 р. 61 к.

