

Ленк Дж. Д.

Л45 Справочник по проектированию электронных схем / Пер с англ В. И. Зубчука и Сигорского Под ред. В. П. Сигорского — К. Техника, 1979. 208 с.

В пер. 1 р. 20 к. 21 000 экз.

В справочнике описаны методы проектирования электронных устройств на современных и перспективных дискретных компонентах. Рассмотрены электронные схемы на однопереходных транзисторах, которые еще не нашли должного отражения в отечественной литературе. Рассчитан на инженеров-технических работников, занимающихся проектированием и разработкой электронных цепей на дискретных компонентах, а также может быть полезен студентам вузов соответствующих специальностей.

Л 30404-129 119-79 2403000000
M202(04)-79

ББК 32 844я2
6 Ф2 1(083)

Handbook of electronic circuit designs

John D. Lank
Consulting Technical Writer

Prentice Hall, Inc. Englewood Cliffs,
New Jersey 1976

© Перевод на русский язык, «Техника», 1979
Copyright © 1976 by Prentice Hall, Inc.

ОТ РЕДАКТОРА ПЕРЕВОДА

Эта книга адресована тем специалистам, которые желают получить без теоретических подробностей практические указания по проектированию электронных цепей. Автор позаботился о том, чтобы представить материал в удобной для читателя компактной форме. Расчетные соотношения предельно упрощены и расположены непосредственно на рисунках или в подписях к ним. Текст в основном содержит дополнительные пояснения и комментарии. Справочный характер книги обеспечивает существенную независимость отдельных разделов.

Может показаться странным, что в период бурного развития автоматизации проектирования с применением современной вычислительной техники предлагаются упрощенные методы проектирования, требующие лишь элементарных арифметических расчетов. Однако следует признать, что современные методы проектирования не исключают традиционных подходов подобно тому, как путешествие на реактивном самолете не заменяет прогулки на велосипеде. В подтверждение можно привести много доводов. Проектирование на интуитивном уровне с привлечением простейших расчетных соотношений остается единственным путем решения практических задач в условиях, когда по тем или иным причинам машинные системы проектирования недоступны разработчику. Кроме того, часто сам характер задачи вовсе не требует привлечения таких мощных и дорогостоящих средств. Но даже и в более сложных случаях упрощенные методы позволяют получить первое приближение, которое впоследствии может быть уточнено моделированием на вычислительной машине или измерениями на экспериментальном макете.

Настоящий справочник можно рекомендовать также студентам вузов и техникумов, особенно для лабораторных занятий и курсового проектирования. Как и другие подобные пособия, он несомненно будет содействовать развитию технической интуиции и выработке навыков решения практических задач простейшими средствами, что является необходимым этапом подготовки специалистов даже и тогда, когда такая подготовка ориентируется в конечном счете, на самый высокий современный уровень организации проектирования.

Схемотехнические решения и расчетные соотношения, приведенные в справочнике, отражают практический опыт

американских фирм. В этом отношении он послужит полезным дополнением к аналогичным пособиям в отечественной литературе. Самостоятельный интерес представляют также специфические параметры и характеристики электронных компонентов используемые в издаваемых методах проектирования. Разумеется автор применяет американские компоненты и стандарты что вносит некоторые трудности при переводе и использовании этой книги. Читателю потребуются дополнительные заботы по изысканию отечественных аналогов с соответствующими характеристиками и параметрами.

Проф В П Сигорский

ВВЕДЕНИЕ

Подход автора к проектированию электронных цепей который впервые изложен в его популярном «Справочнике по упрощенному проектированию полупроводниковых цепей»*, состоит в том, чтобы начинать с приближения или рекомендаций по выбору значений компонентов цепи на основе опыта предполагая обусловленными цель проектирования и заданные ограничения. В данной книге используется тот же метод проектирования и основное внимание обращается на простые практические методы проектирования электронных цепей а не на их теоретический анализ. Теория привлекается только в случае практической необходимости.

Для любой электронной цепи можно сформулировать определенные рекомендации по выбору значений компонентов. Эти рекомендации могут быть затем заложены в основные соотношения требующие для их решения лишь простых арифметических расчетов. Значения компонентов зависят от характеристик транзисторов используемых источников питания требуемых технических параметров цепи (коэффициент усиления напряжения, стабильность и т.д.) а также широкого круга условий (соотношения входного и выходного сопротивлений, амплитуды входного сигнала и т.д.).

Параметры транзисторов могут быть найдены в паспортах изготовителей или другой литературе. Параметры же электронной цепи определяются на основе ожидаемых параметров транзисторов. Часто проектируемая цепь в конечном счете является результатом многих компромиссов между требуемыми техническими параметрами и достижимыми характеристиками. В данной книге эта проблема рассматривается с практической, упрощенной точки зрения.

Предполагается, что читатель уже знаком с основами теории транзисторов (включая биполярные, униполярные и однопереходные транзисторы) на уровне, соответствующем книге автора «Справочник по транзисторам»**. Особенно важно, чтобы читатель мог понимать и использовать паспортные параметры транзистора. Однако никакие прямые ссылки на какую либо из предыдущих

* Lenk J. D. Handbook of Simplified Solid-State Circuit Design. Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1971.

** Lenk J. D. Handbook for Transistor. Prentice-Hall, Inc. Englewood Cliffs N. J. 1976.

книг автора не являются необходимыми, чтобы понимать и использовать материал этой книги

Подробный перечень широкого круга вопросов проектирования электронных цепей, рассмотренных в книге, может быть найден в оглавлении. Выражаясь кратко, книга охватывает вопросы проектирования фильтров, аттенюаторов, усилителей (НЧ и ВЧ), генераторов колебаний, цепей с фототранзисторами, переключающих и генерирующих импульсы цепи.

Поскольку этот справочник не требует знаний высшей математики или изучения теории, он идеален для экспериментатора. Кроме того, этот справочник удобен для школ, где основным методом изучения является анализ цепей с целью практического проектирования.

В написании данного справочника автору оказана большая помощь многими лицами и организациями. Автор считает необходимым особенно поблагодарить отдел полупроводников фирмы General Electric, отделение полупроводников фирмы Motorola Inc, группу компонентов фирмы Texas Instruments, а также отделение полупроводниковых приборов фирмы RCA. Автор желает также поблагодарить мр Джозефа А. Лэнбока из Лос-Анжелесского колледжа Вэлти.

Джон Д. Ленк

1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ И АТТЕНЮАТОРОВ

Основное назначение фильтра состоит в том, чтобы препятствовать прохождению определенных групп частот при одновременном пропускании других групп или диапазонов частотного спектра сигнала. Независимо от сложности схемы фильтры подразделяются на два основных типа: активные и пассивные. Рассматриваемые здесь активные фильтры являются по существу каскадами полупроводниковых избирательных усилителей. Пассивные фильтры — это либо RC-фильтры, используемые в основном на низких или звуковых частотах, либо LC-фильтры, используемые на высоких частотах. Фильтры можно также классифицировать по частотам, которые они должны пропускать или подавлять. Обычно выделяются следующие четыре типа:

1 *Фильтр нижних частот*, пропускающий все частоты ниже выбранного значения и подавляющий высшие частоты. Фильтр нижних частот известен также как *фильтр, отсекающий высшие частоты*.

2 *Фильтр верхних частот*, пропускающий все частоты выше выбранного значения и подавляющий нижние частоты. Фильтр верхних частот известен также как *НЧ заграждающий фильтр*.

3 *Режекторный или заграждающий фильтр*, подавляющий выбранную полосу частот и пропускающий нижние и верхние частоты.

4 *Полосовой фильтр*, пропускающий выбранную полосу частот и подавляющий нижние и верхние частоты.

Аттенюаторы обычно представляют собой резистивные схемы, предназначенные для ослабления уровня сигнала и согласования сопротивлений.

Рассматриваемые здесь аттенюаторы построены на постоянных резисторах и могут быть двух типов: *симметричными*, т. е. с одинаковыми входным и выходным сопротивлениями, и *асимметричными*, в которых входное и выходное сопротивления различны. Чаще всего асимметричные аттенюаторы используются для согласования сопротивлений, но могут обеспечивать и ослабление сигнала. Симметричные аттенюаторы используются преимущественно для ослабления сигнала между двумя устройствами с равными сопротивлениями.

1.1 RC-ФИЛЬТРЫ

Резистивно-емкостные RC-фильтры являются простейшим средством фильтрации низкочастотных сигналов. Нижние частоты подавляются цепочкой из последовательно включенного конденсатора и параллельно включенного резистора (рис. 1.1), а верхние частоты отфильтровываются цепочкой с переставленными резистором и конденсатором (рис. 1.2). Фильтры на рис. 1.1 и рис. 1.2 являются, по существу, RC-цепями со следующими тремя показателями: активное сопротивление, реактивное сопротивление и полное сопротивление. Результирующее ослабление, производимое RC-фильтром, зависит от отношения активного или реактивного сопротивления к полному сопротивлению цепи.

В схеме ВЧ-фильтра (ослабителя нижних частот), показанной на рис. 1.1, входное напряжение приложено последовательно к резистору и конденсатору. Выходное напряжение снимается с резистора.

С уменьшением частоты реактивное сопротивление так же, как и полное сопротивление, растет. При постоянном входном напряжении E из-за роста полного сопротивления Z ток I в цепи уменьшается ($I = E/Z$). Поэтому ток через резистор, а

значит и выходное напряжение падают. Таким образом, для RC-фильтра верхних частот ослабление характеризуется соотношением

$$\text{Выходное напряжение} = \text{входное напряжение} \times \frac{R}{Z}$$

Так как величина R практически постоянна, а величина Z зависит от частоты, то выходное напряжение падает с уменьшением частоты.

В схеме фильтра нижних частот (подавителя верхних частот), показанной на рис 12, входное напряжение приложено к последовательно включенным резистору

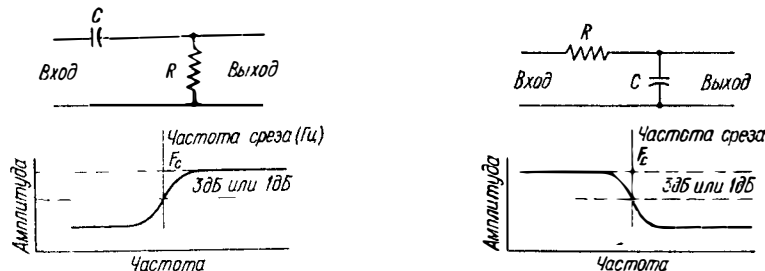


Рис 11 Простейший RC-фильтр верхних частот (ограничитель нижних частот)

$$F_c (\text{Гц}) \approx (6,28 RC)^{-1} R (\text{Ом}) \approx (6,28 FC)^{-1} C (\text{Ф}) \approx (6,28 \times F_c R)^{-1} \text{ для } 3 \text{ дБ}$$

$$F_c \approx (3,2 RC)^{-1} R \approx (3,2 FC)^{-1} C \approx (3,2 F_c R)^{-1} \text{ для } 1 \text{ дБ}$$

Рис 12 Простейший RC-фильтр нижних частот (ограничитель верхних частот)

$$F_c (\text{Гц}) \approx (6,28 RC)^{-1} R (\text{Ом}) \approx (6,28 FC)^{-1} C (\text{Ф}) \approx (6,28 \times F_c R)^{-1} \text{ для } 3 \text{ дБ}$$

$$F_c \approx (3,2 RC)^{-1} R \approx (3,2 FC)^{-1} C \approx (3,2 F_c R)^{-1} \text{ для } 1 \text{ дБ}$$

и конденсатору, а выходное напряжение снимается с конденсатора. С ростом частоты реактивное X_c и полное Z сопротивления уменьшаются. Но, так как полное сопротивление состоит из реактивного и постоянного активного, оно уменьшается не так сильно, как реактивное. Поэтому уменьшение реактивного сопротивления (по отношению к полному) обуславливает и уменьшение выходного напряжения. Таким образом, для RC-фильтра нижних частот ослабление характеризуется соотношением

$$\text{Выходное напряжение} = \text{входное напряжение} \times \frac{X_c}{Z}$$

Так как реактивное сопротивление сильнее зависит от частоты, чем полное, выходное напряжение падает с ростом частоты.

111 СООБРАЖЕНИЯ К РАСЧЕТУ RC ФИЛЬТРОВ

Ослабление сигнала фильтром на данной частоте оценивают в децибелах. Чаще всего RC-фильтры проектируют на затухание в 3 дБ (т.е. 0,707 входного сигнала) на частоте среза. Однако некоторые RC-фильтры проектируют на затухание в 1 дБ.

Соотношения для затухания как на 3 дБ, так и на 1 дБ даны на рис 11 и 12. При расчете RC-фильтров одна из величин — сопротивление резистора R или емкость конденсатора C — может быть выбрана, исходя из каких-либо соображений, а значение другой определяется для данной частоты среза.

Практически обычно выбирается значение резистора для того, чтобы учесть другие требования цепи. Например, активное сопротивление в фильтре верхних частот может также определять полное входное или выходное сопротивление цепи.

112 ПОЛОСОВЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ

Полосовой RC-фильтр (рис. 1.3) можно получить комбинацией высокочастотного и низкочастотного фильтров. Как правило, для повышения эффективности такого полосового фильтра необходимо, чтобы верхняя

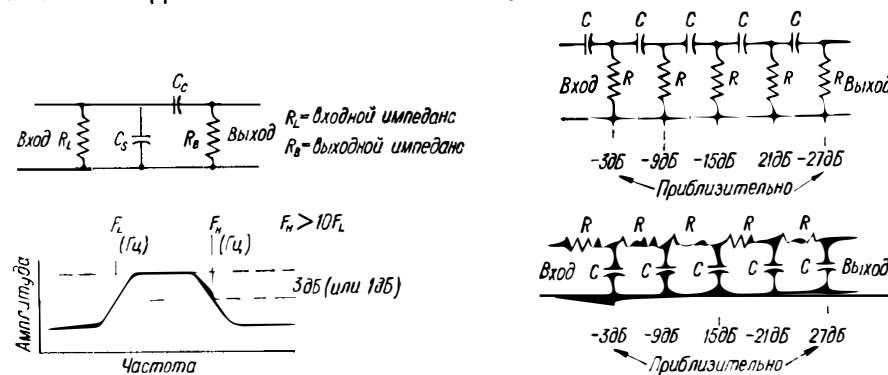


Рис 13 Простейший полосовой RC-фильтр

$$F_L (\text{Гц}) \approx [6,28 (C (R_L + R_B))]^{-1} F_H (\text{Гц}) \approx (R_L - R_B) / (6,28 C (R_L R_B))$$

$$C_s (\text{Ф}) \approx (R_L R_B) / (6,28 F_H R_L R_B) C_c (\text{Ф}) \approx (6,28 F_L (R_L - R_B))^{-1} \text{ для } 3 \text{ дБ}$$

Рис 14 Простейшие многосвязные RC-фильтры

$$F_c (\text{Гц}) \approx (6,28 RC)^{-1} R (\text{Ом}) \approx (6,28 F_c C)^{-1} C (\text{Ф}) \approx (6,28 F_c R)^{-1}$$

границная частота F_H была, по крайней мере, в 10 раз больше нижней граничной частоты F_L . При отношении F_H к F_L , меньшем 10, следовало бы учитывать взаимное влияние объединяемых цепей. Даже при $F_H / F_L = 10$ это влияние уже сказывается. Однако оно не учитывается приближенными соотношениями на рис 13.

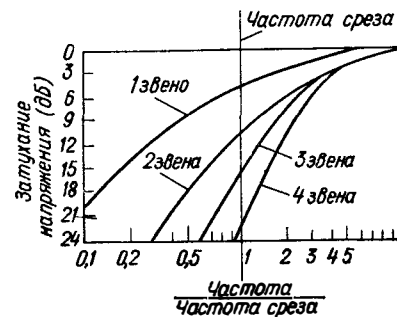


Рис 15 Кривые затухания напряжения для звеньев RC-фильтра верхних частот

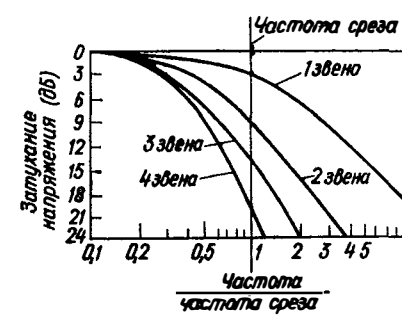


Рис 16 Кривые затухания напряжения для звеньев RC-фильтра нижних частот

1.1.3. МНОГОЗВЕННЫЕ RC-ФИЛЬТРЫ

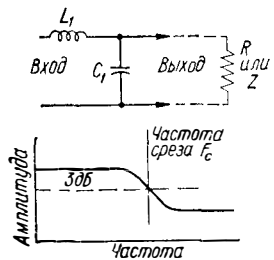
Однозвенный RC-фильтр реализует постепенный переход от полосы пропускания к области подавления. Если необходим резкий переход, можно объединить два или более звеньев, как показано на рис. 1.4. Увеличение затухания на частоте среза и частотах выше и ниже частоты среза для многозвенного фильтра верхних частот показано на рис. 1.5. Аналогичная кривая для многозвенного фильтра нижних частот показана на рис. 1.6 RC-фильтр может быть образован из любого количества звеньев. Как правило, каждое звено увеличивает затухание на частоте среза приблизительно на 6 дБ.

1.2. LC-ФИЛЬТРЫ

Наиболее качественные фильтры строят из катушек индуктивностей L и конденсаторов C LC-фильтры могут также содержать резисторы Входы и выходы LC-фильтров подключаются соответственно к источнику сигнала и согласованной нагрузке. Использование LC-фильтров на низких частотах, кроме специальных случаев, нецелесообразно Требуемые для низких частот значения индуктивностей слишком велики, поэтому катушки оказываются громоздкими

1.2.1 LC ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

Простейший Г-образный LC-фильтр нижних частот показан на рис. 1.7. Во всех LC-фильтрах используется тот факт, что конденсаторы и катушки индуктивности ведут себя взаимнообратно по отношению к переменному току. Так, индуктивное сопротивление X_L растет с ростом частоты,



$$L \approx \frac{R}{3,14 F_c} \quad F_c \approx \frac{1}{3,14 \sqrt{LC}}$$

$$C \approx \frac{1}{3,14 F_c R} \quad R \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Рис 1.7 Простейшее Г-образное звено фильтра нижних частот типа К

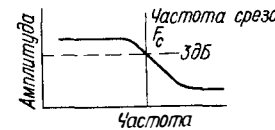
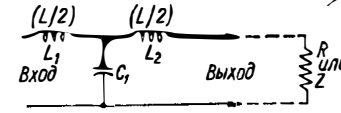
а емкостное сопротивление X_C при этом падает. Таким образом в LC-фильтрах нижних частот параллельный элемент (шунтирующий конденсатор) характеризуется уменьшающимся с ростом частоты реактивным сопротивлением. Это приводит к шунтированию верхних частот, тогда как для нижних частот его реактивное сопротивление возрастает. Последовательный элемент (катушка индуктивности) характеризуется возрастающим с ростом частоты реактивным сопротивлением, но пропускает нижние частоты.

В большинстве LC-фильтров произведение индуктивного и емкостного сопротивлений остается с изменением частоты постоянным (вследствие взаимно противоположных изменений реактивных сопротивлений). Например, если емкостное сопротивление уменьшается с ростом частоты, индуктивное сопротивление увеличивается на такую же величину. Характеристическое сопротивление такого фильтра остается постоянным, отсюда его название К-фильтр.

Одним из недостатков Г-образного фильтра является то, что он недостаточно четко обеспечивает частоту среза (F_c). Для увеличения крутизны затухания на частоте среза к основному Г-образному звену может быть добавлена другая катушка индуктивности, как показано на рис. 1.8. Такой фильтр из-за его конфигурации называют Т-образным. В Т-образных фильтрах емкость конденсатора C не изменяется по сравнению с Г-образными, и основные соотношения остаются теми же. Общая индуктивность L_1 и L_2 должна быть эквивалентной одной индуктивности Г-образного звена.

Обычно требуемая общая индуктивность делится пополам, так что каждая катушка Т-фильтра нижних частот имеет индуктивность, равную половине общей требуемой индуктивности.

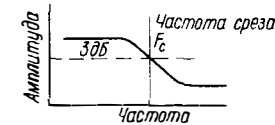
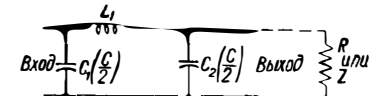
Крутизна затухания может быть увеличена также добавлением второго конденсатора, как показано на рис. 1.9. Такие фильтры называют П-образными. В LC-фильтре



$$L \approx \frac{R}{3,14 F_c} \quad F_c \approx \frac{1}{3,14 \sqrt{LC}}$$

$$C_1 \approx \frac{1}{3,14 F_c R} \quad R \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Рис 1.8 Т-образное звено фильтра нижних частот типа К



$$L \approx \frac{R}{3,14 F_c} \quad F_c \approx \frac{1}{3,14 \sqrt{LC}}$$

$$C \approx \frac{1}{3,14 F_c R} \quad R \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Рис 1.9 П-образное звено фильтра нижних частот типа К

П-типа величина L не изменяется, но общая емкость C_1 и C_2 должна быть эквивалентной одному конденсатору основного Г-образного звена. Обычно требуемая общая емкость делится пополам так, что каждый конденсатор в П-образных LC-фильтрах нижних частот имеет емкость, равную половине общей требуемой емкости.

1.2.2. LC ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Простейший Г-образный LC-фильтр верхних частот показан на рис. 1.10. В фильтрах верхних частот также используется тот факт, что конденсаторы и катушки индуктивности ведут себя противоположно по отношению к переменному току. Так, в LC-фильтре верхних частот последовательный элемент (конденсатор) имеет реактивное сопротивление, уменьшающееся с ростом частоты. Последовательный элемент пропускает высокие частоты, но оказывает возрастающее сопротивление низким частотам. Параллельный элемент (катушка индуктивности) отвечает через себя низкие частоты, но имеет возрастающее реактивное сопротивление для высоких частот. LC-фильтры верхних частот являются в основном фильтрами типа К, описанными в разделе 1.2.1.

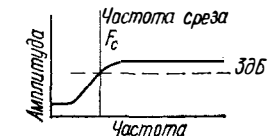
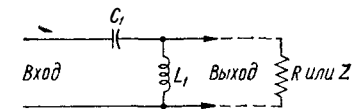


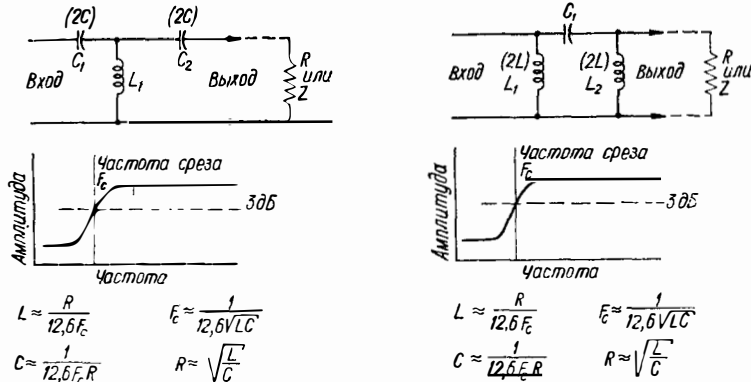
Рис 1.10. Простейшее Г-образное звено фильтра верхних частот типа К

$$L \approx \frac{R}{12,6 F_c} ; F_c \approx \frac{1}{12,6 \sqrt{LC}} ; C_1 \approx \frac{1}{12,6 F_c R} ; R \approx \sqrt{\frac{L}{C}}$$

Для увеличения крутизны затухания F_c к основному Г-образному звену может быть добавлен второй конденсатор, как показано на рис. 1.11. Такой фильтр известен как Т-образный фильтр. В Т-фильтре значение индуктивности L не отличается от индуктивности Г-образного звена, остаются прежними и основные соотношения. Общая емкость C_1 и C_2 должна быть эквивалентной одному конденсатору Г-образного

звена. Обычно требуемая общая емкость распределяется поровну между двумя конденсаторами, так что каждый конденсатор Т-образного LC-фильтра верхних частот имеет емкость, равную *двойной общей требуемой емкости*.

Крутизну затухания можно также увеличить добавлением второй катушки, как показано на рис. 1.12. Такой фильтр известен как П-образный фильтр. В LC-фильтре



типа П величина C та же, а общая индуктивность L_1 и L_2 должна быть эквивалентной индуктивности катушки Г-образного звена. Обычно требуемая индуктивность распределяется поровну между двумя катушками, так что каждая катушка П-образного LC-фильтра верхних частот имеет *удвоенную индуктивность по отношению к общей требуемой индуктивности*.

1.2.3. РЕЖЕКТОРНЫЙ LC-ФИЛЬТР

В режекторном фильтре используется различие сопротивлений последовательной и параллельной резонансных LC-цепей. Параллельная LC-цепь на резонансной частоте имеет максимальное сопротивление, а последовательная LC-цепь — минимальное.

Объединение двух таких LC-цепей представляет собой заграждающий фильтр (рис. 1.13). Последовательное звено $L_2 = C_2$ выбирается так, чтобы оно имело минимальное полное сопротивление на средней частоте требуемой полосы запрета. Полное сопротивление возрастает в обе стороны от резонансной частоты. Это приводит к окаявлению средней частоты возрастающими в обе стороны кривыми на характеристике фильтра.

Параллельное звено $L_1 - C_1$ на средней частоте должно иметь максимальное сопротивление, которое при отклонении частоты от резонансной в обе стороны уменьшается. Это предотвращает пропускание средней частоты и препятствует прохождению сигнала в полосе частот по обе стороны от средней.

1.2.4. ПОЛОСОВОЙ LC-ФИЛЬТР

Полосовой фильтр также построен на качественном различии сопротивлений последовательной и параллельной резонансных цепей в зависимости от частоты.

Эти две цепи объединены в схему полосового фильтра, как показано на рис. 1.14.

Последовательное звено $L_1 - C_1$ выбирается так, чтобы оно имело минимальное сопротивление на средней частоте требуемой полосы. Сопротивление возрастает в обе стороны от резонансной частоты. Это способствует передаче сигнала на средней частоте и запрету частот выше и ниже средней.

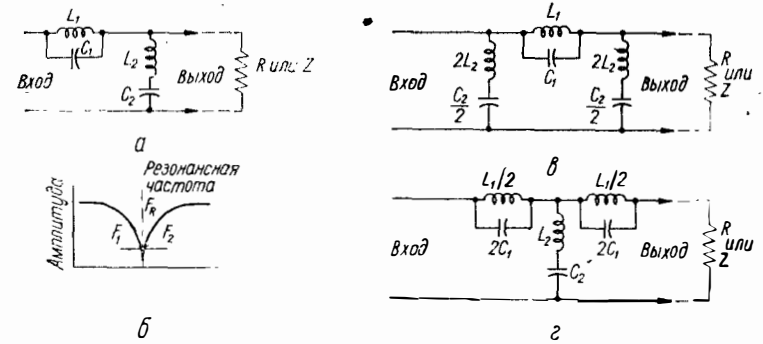


Рис. 1.13. Заграждающие фильтры:

а — исходное звено; б — АЧХ; в — П-образное звено; г — Т-образное звено; $L_1 \approx R(F_2 - F_1)/(3,14 F_1 F_2)$, $L_2 \approx R/(12,6(F_2 - F_1))$, $C_1 \approx [12,6 R(F_2 - F_1)]^{-1}$, $C_2 \approx (F_2 - F_1)/(3,14 R F_1 F_2)$, F_R (кГц) $\approx 159 [L$ (мкГн) $\times C$ (мкФ)]^{-1/2}

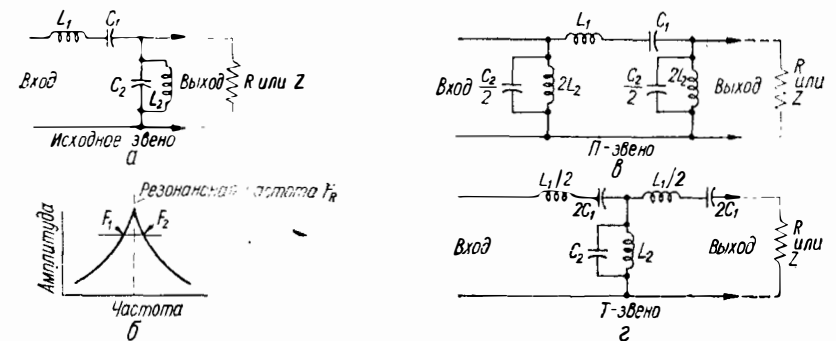


Рис. 1.14. Полосовые фильтры:

а — исходное звено; б — АЧХ; в — П-образное звено; г — Т-образное звено; $L_1 \approx R/(3,14(F_2 - F_1))$, $L_2 \approx R(F_2 - F_1)/(12,6 F_1 F_2)$, $C_1 \approx (F_2 - F_1)/(12,6 R F_1 F_2)$, $C_2 \approx [3,14 R \times (F_2 - F_1)]^{-1}$, F_R (кГц) $\approx 159 [L$ (мкГн) $\times C$ (мкФ)]^{-1/2}

Параллельное звено $L_2 - C_2$ на средней частоте должно иметь максимальное сопротивление. Его сопротивление уменьшается по обе стороны от резонансной частоты. Это приводит к передаче через звено частот выше и ниже средней. При этом последовательное и параллельное звенья обеспечивают прохождение сигнала на центральной частоте и в некоторой полосе частот по обе стороны от средней.

125 LC-ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ m-ТИПА

Если необходима большая крутизна затухания и более четкая фиксация точки среза, используют фильтр m-типа. Фильтр m-типа получают из фильтра K-типа добавлением другого компонента в последовательную или параллельную ветвь. Это показано на рис 115, а, где последовательно с конденсатором C₁ фильтра нижних частот (рис 17) включена катушка индуктивности L₂. В этой цепи C₁ и L₂ будут резонировать на определенной частоте и создадут низкоомный шунт.

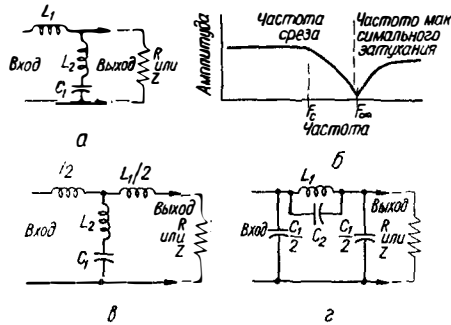


Рис 115 Фильтры нижних частот типа m

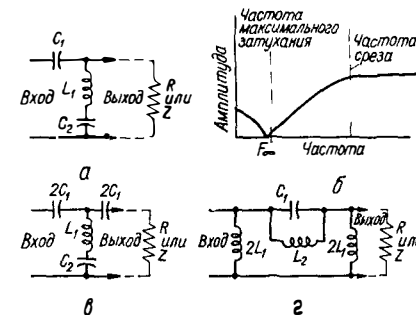
а — исходное звено б — АЧХ в — I ● ● разное звено г — П образное звено m = $\sqrt{1 - (F_c/F_\infty)^2} = \text{const}$, C₁ ≈ m/(3,14F_cR), C₂ ≈ (1 - m²)/(12,6mF_cR), L₁ ≈ mR/(3,14F_c), L₂ ≈ (1 - m²)R/(12,6mF_c)

Фильтр m типа рассчитывается так, что максимальное ослабление достигается на частоте F_∞ за частотой среза (F_c). Параметры компонентов цепи взаимосвязаны посредством константы m, которая определяется отношением частоты среза (F_c) к частоте бесконечного ослабления (F_∞). Константа m выражается дробным числом между 0 и 1 и обычно имеет величину около 0,6. При более резко выраженной частоте среза F_c ≈ F_∞ константа m близка к 0.

126 LC ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ m ТИПА

Для достижения более резкой фиксации частоты среза в фильтре верхних частот, как и в фильтре нижних частот, вместо звеньев K-типа используются звенья m типа. Дополнительные компоненты C₂ и L₂ показаны на рис 1.16.

Рис 116 Фильтры верхних частот m-типа а — исходное звено б — АЧХ, в — T образное звено, г — П образное звено, m = $\sqrt{1 - (F_\infty/F_c)^2} = \text{const}$, C₁ ≈ (12,6mF_cR)⁻¹, C₂ ≈ m/(3,14RF_c(1 - m²)), L₁ ≈ R/(12,6mF_c), L₂ ≈ mR/(3,14F_c(1 - m²))



127 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ГРАНИЧНЫХ ЧАСТОТ ДЛЯ LC-ФИЛЬТРОВ m-ТИПА

В отличие от простейших фильтров K-типа соотношения для вычисления граничных частот фильтров m-типа различны для случаев последовательного и параллельного включения дополнительных компонентов. Если реактивность добавляется в последовательной ветви, говорят, что фильтр явля-

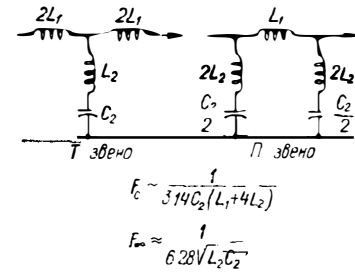


Рис 117 Фильтры нижних частот с последовательным резонансом

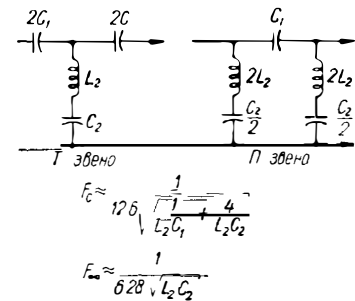


Рис 119 Фильтры верхних частот с последовательным резонансом

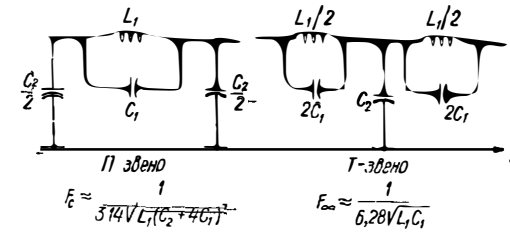


Рис 118 Фильтры нижних частот с параллельным резонансом

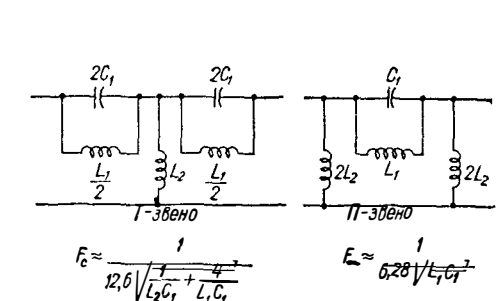


Рис 120 Фильтры верхних частот с параллельным резонансом

ется параллельно дополненным. Если реактивность добавлена в параллельной ветви, фильтр называют последовательно дополненным.

Соотношения для определения частот F_c и F_∞ различных фильтров m-типа приведены на рис. 117—120.

13 АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Дополняя пассивные фильтры (LC или RC) усилителями, можно получать активные фильтры. Они имеют два основных преимущества. Во-первых, оказывается возможным получить эквивалент индуктивности без тяжелых и громоздких катушек индуктивности, требуемых для обычных низкочастотных LC-фильтров (LC-фильтры вообще нецелесообразно использовать в области звуковых частот). Во-вторых, применение активных фильтров исключает присущее пассивным фильтрам ослабление сигнала.

13.1 АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР НИЖНИХ ЧАСТОТ

На рис. 1.21 показана принципиальная схема активного фильтра нижних частот и приведены соответствующие характеристики для нескольких групп значений параметров компонентов. Заметим, что эти значения приближительны и, как правило, для получения соответствующих характеристик необходима подстройка. Цепь на рис. 1.21 представляет собой эмиттерный повторитель,

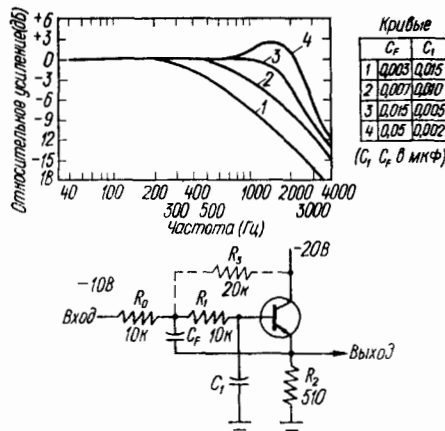


Рис 1 21 Активный фильтр нижних частот (ограничитель верхних частот) и его частотные характеристики

который обычно не дает усиления по напряжению. Типичный коэффициент передачи напряжения этой цепи для транзисторов с $\beta_{min} \geq 20$ несколько меньше единицы.

Величина усиления и форма кривых зависят от глубины обратной связи, которая в свою очередь, является функцией параметров компонентов. Положительная обратная связь увеличивает сигнал. Однако глубина обратной связи (во всем частотном диапазоне) остается меньше значения приводящего к самовозбуждению.

Цепь на рис 1 21 требует смещения на базу приблизительно —10 В (половина напряжения питания —20 В). Оно может быть получено от предыдущего каскада. Если такого каскада нет, смещение можно обеспечить дополнительным резистором R_1 — 20 кОм (показан штриховой линией) и изменением R_0 до 20 кОм. Такая структура вносит потери 10 дБ, которые отсутствуют при непосредственном подключении предыдущего каскада.

1 3 2 АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

На рис 1 22 показана основная схема активного фильтра верхних частот и соответствующие характеристики (схема на рис 1 22 является инверсией схемы на рис 1 21). В ней использованы конденсаторы,

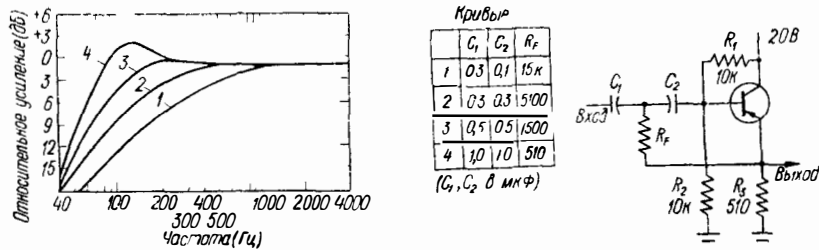


Рис 1 22 Активный фильтр верхних частот (ограничитель нижних частот) и его частотные характеристики

ры, включенные последовательно в базовой цепи, и обратная связь через R_F , а не C_F . Коэффициент передачи и форма кривых являются функцией глубины обратной связи, определяемой значениями параметров компонентов.

1 3 3 АКТИВНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР

Полосовой фильтр можно получить, включив последовательно цепи, показанные на рис. 1 21 и 1 22. При этом могут быть использованы любые характеристики. Однако наиболее предпочтительна по крутизне

затухания характеристика β . Характеристики 1 и 2 более пологи, а характеристика 4 имеет некоторый подъем в области среза.

При последовательном включении фильтр нижних частот (рис. 1 21) должен быть включен после фильтра верхних частот (рис 1.22). Это обеспечивает необходимое базовое смещение для фильтра нижних частот (—10 В от эмиттера фильтра верхних частот).

1 3 4 АКТИВНЫЙ ПИКОВЫЙ ФИЛЬТР

Пиковый фильтр может быть получен объединением схем рис 1 21 и 1 22 и соответствующим выбором компонентов. Однако, тот же результат может быть достигнут с помощью однокаскадного избирательного усилителя. Такая схема показана на рис 1 23.

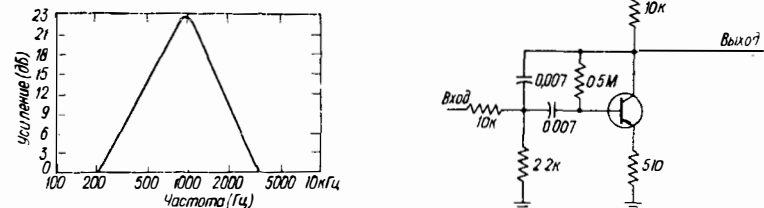


Рис 1 23 Активный фильтр и его частотная характеристика

Как видно, частота пика характеристики приблизительно равна 1 кГц. Если понадобится, эта частота может быть изменена до трех порядков умножением величин обеих емкостей на один и тот же коэффициент. На практике, однако, требуется подстройка сопротивления входного резистора.

1 4 АТТЕНЮАТОРЫ

Имеется множество схем делителей сигнала или согласующих цепей. Любую из них можно рассматривать как вариант нескольких основных типов, таких как аттенюаторы типа Г, U, T, O, H и П. Аттенюаторы типов Г и U чаще всего являются асимметричными (для согласования сопротивлений), а аттенюаторы типов T, O, H и П обычно симметричны (для ослабления).

1 4 1 АСИММЕТРИЧНЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ ТИПОВ Г И U

Аттенюатор Г-типа (рис 1 24) является асимметричным звеном и используется для согласования выходного сопротивления источника сигнала с последующим входом. Это обеспечивает согласованную передачу между устройствами с различными характеристическими сопротивлениями, так как в каждом месте сопряжения полное сопротивление согласующего звена равно полному сопротивлению цепи. Хотя реализация такой передачи обычно сопровождается некоторым ослаблением сигнала, цепь рис 1 24 обеспечивает минимум потерь на согласование.

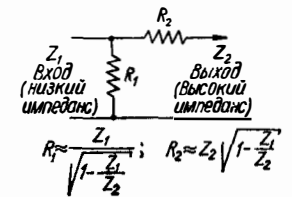


Рис 1.24 Простейший Г-образный согласователь

Если входное сопротивление Z_1 меньше, чем выходное сопротивление Z_2 , то используются соотношения, приведенные на рис. 1.24. Практически для R_1 и R_2 принимаются ближайšie к расчетным стандартные сопротивления

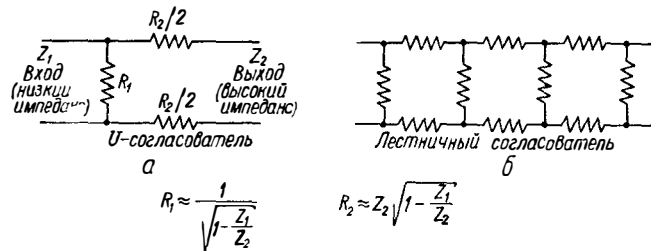


Рис 1 25 Согласователи лестничного и U типа с минимальными потерями

Балансную схему, показанную на рис 1 25 а, называют attenuатором типа U (из-за ее конфигурации) Здесь каждый последовательно включенный резистор равен половине R_2 из схемы на рис 1 24 Последовательное соединение таких схем (рис 1 25, б) образует лестничный attenuатор

1 4 2 СИММЕТРИЧНЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ ТИПА Г И Н

Аттенюатор типа Т, показанный на рис 1 26, представляет собой симметричную схему Предполагается, что входное и выходное устройства согласованы по сопротивлению и единственной его функцией является ослабление сигнала Поскольку от attenuатора этого типа не требуется согласования сопротивлений, значения параметров резисторов R_1 и R_2 вычисляются по приведенным формулам из условия реализации требуемого ослабления причем сопротивления R_1 в последовательных ветвях принимаются одинаковыми Аттенюатор, показанный на рис 1 26, а, является несбалансированным Балансный вариант, называемый иногда attenuатором типа Н, показан на рис 1 26, б В балансном варианте величина R_1 разделяется пополам между ветвями

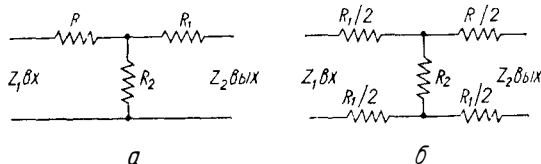


Рис 1 26 Т и Н-образные согласователи в качестве attenuаторов

а — Т-образный согласователь, б — Н-образный согласователь $R_1 \approx Z(V-1)/(V+1)$ $R_2 \approx 2ZV/(V+1) \times (V-1)$ V — отношение входного напряжения к выходному

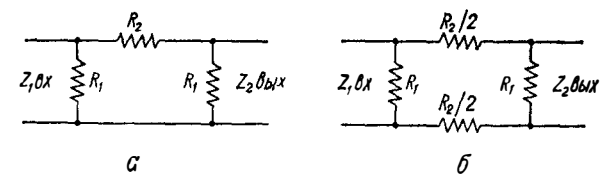
иногда attenuатором типа Н, показан на рис 1 26, б В балансном варианте величина R_1 разделяется пополам между ветвями

Сопротивления R_1 и R_2 определяются требуемым ослаблением тока или напряжения сигнала Обычно проще использовать отношение напряжений на входе и выходе делителя Например, если амплитуда сигнала 100 В должна быть уменьшена до 10 В, отношение напряжений равно 10 Если требуемое ослабление выражено в децибелах эта величина должна быть преобразована в отношение напряжений

1 4 3 СИММЕТРИЧНЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ ТИПА П И О

Аттенюатор П-типа, показанный на рис. 1.27, а, является симметричным небалансным. Балансный вариант (иногда называемый attenuатором О-типа) показан на рис. 1.27, б.

Рис. 1 27. П и О-образные согласователи в качестве attenuаторов

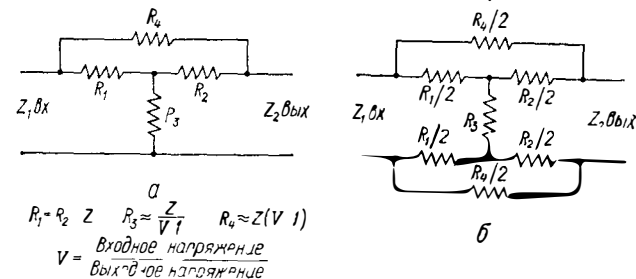


а — П-образный согласователь, б — О-образный согласователь, $R_1 \approx Z(V+1)/(V-1)$, $R_2 \approx Z(V^2-1)/(2V)$, V — отношение входного напряжения к выходному

Поскольку его входное сопротивление то же, что и выходное, он не выполняет функцию согласования Сопротивления резисторов выбираются из условия реализации требуемого ослабления Так же, как для attenuаторов типа Т и Н, при вычислении сопротивлений резисторов учитывается коэффициент ослабления напряжения

1 4 4 СИММЕТРИЧНЫЕ МОСТОВЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ ТИПА Т И Н

Для получения схемы мостового attenuатора нужно зашунтировать дополнительным резистором последовательные резисторы в attenuаторах типа Т и Н Соответствующие attenuаторы показаны на рис 1 28, а



$R_1 = R_2 = Z$ $R_3 \approx Z/V$ $R_4 \approx Z(V-1)$
 $V = \frac{\text{Входное напряжение}}{\text{Выходное напряжение}}$

Рис 1 28 Мостовые Т и Н-образные согласователи а — Т-образный согласователь б — Н-образный согласователь $R_1 = R_2 = Z$ $R_3 \approx Z/(V-1)$ $R_4 \approx Z(V-1)$ V — отношение входного напряжения к выходному

и 1.28 б Значения R_1 и R_2 выбираются равными согласованным сопротивлениям входного и выходного устройств, а значения R_3 и R_4 вычисляются по приведенным формулам.

2. РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНЫХ ЦЕПЕЙ

В радиочастотных цепях находят применение как биполярные, так и униполярные (полевые) транзисторы. Область применения полевых транзисторов как правило ограничена генераторами и усилителями напряжения Биполярные транзисторы могут быть использованы в генераторах, а также усилителях напряжения и мощности Практически любая радиочастотная ламповая схема может быть спроектирована и на транзисторах.

Наиболее важные соображения при проектировании радиочастотных цепей связаны с расчетом цепей настройки. Эти цепи помимо настройки на требуемую рабочую

частоту обеспечивают также согласование транзистора со входными и выходными сопротивлениями цепи. Поэтому вопросы, связанные с такого рода цепями, сосредоточены в настоящей главе. Специфические вопросы проектирования радиочастотных усилителей рассмотрены в главе 6, а расчет автогенераторов, в том числе высокочастотных, — в главе 8.

2.1. ИЗБИРАТЕЛЬНЫЕ ЦЕПИ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Проектирование радиочастотных усилителей основано на использовании цепей, содержащих конденсатор и катушку индуктивности, соединенных последовательно или параллельно, как показано на рис 2.1.

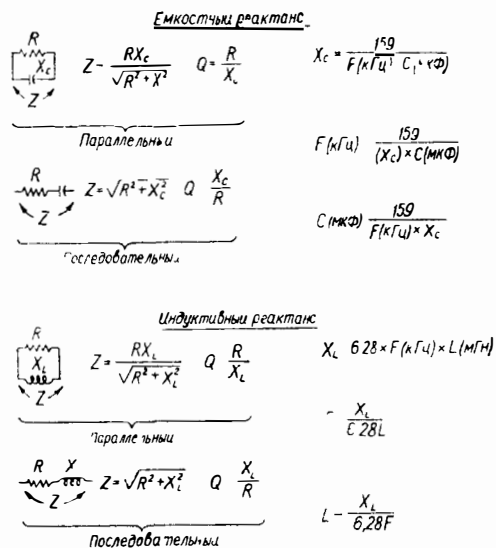


Рис 2.1 Соотношения для резонансных цепей

пользуются стандартные компоненты. Однако для радиопередатчиков иногда приходится проектировать катушку индуктивности резонансной цепи из-за того, что в продаже может не найтись подходящих катушек заданных физических размеров с требуемыми индуктивностями.

На резонансной частоте индуктивное и емкостное сопротивления равны, полное сопротивление цепи весьма большое (при параллельном соединении), либо низкое (при последовательном соединении). Как бы то ни было, любая комбинация емкости и индуктивности имеет некоторую резонансную частоту.

Для настройки резонансной цепи на заданную частоту диапазон емкости или индуктивности должны быть переменными (могут изменяться и оба эти параметра). Изменение индуктивности при настройке цепи обычно осуществляется изменением положения ферромагнитного сердечника внутри катушки индуктивности. Винтообразный ферромагнитный сердечник при необходимости перемещается с помощью отвертки. При этом изменяется индуктивность, а следовательно, и индуктивное сопротивление.

Наиболее широко усилители радиочастот применяются в радиоприемниках (с амплитудной и частотной модуляцией), содержащих обычно две резонансные цепи с трансформаторной связью (трансформаторы высокой или промежуточной частоты и др.). В таких цепях переменными могут быть как емкость, так и индуктивность. В избирательных цепях, как правило, используются стандартные компоненты.

2.1.1 ОСНОВНЫЕ СООБРАЖЕНИЯ К РАСЧЕТУ РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ

Двумя наиболее важными показателями резонансных цепей являются частота резонанса F и коэффициент добротности Q . Частота резонанса. На рис 2.1 приведены соотношения, связывающие емкость, индуктивность, активное сопротивление и частоту резонансных цепей. Отметим, что

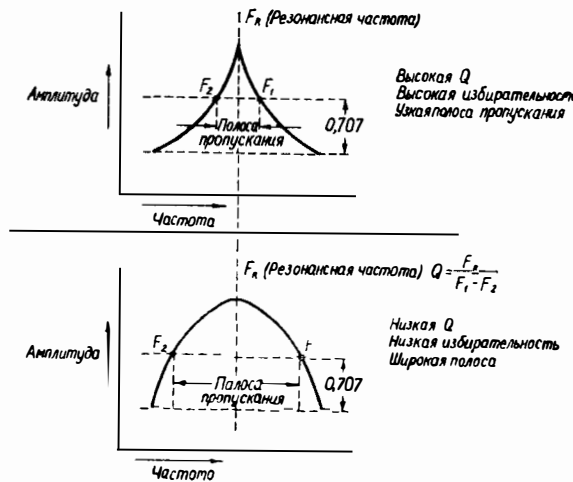


Рис 2.2 Связь добротности Q с полосой пропускания и избирательностью

имеется три группы соотношений. Две из них содержат реактивные (индуктивное или емкостное) сопротивления, а в третьей группе они отсутствуют. Это объясняется тем, что реактивные компоненты на резонансной частоте расматриваются как идеальные емкости и индуктивности без учета потерь.

Коэффициент добротности и избирательность. Резонансная цепь характеризуется коэффициентом добротности Q , который непосредственно определяет ее избирательность и зависит от отношения реактивного сопротивления к активному. Если резонансная цепь чисто реактивна, добротность велика (теоретически бесконечна). Практически это не так.

Любая катушка и выводы конденсаторов обладают некоторым активным сопротивлением, которое увеличивается пропорционально частоте из-за поверхностного эффекта. При расчетах это учитывается включением суммарного сопротивления параллельно или последовательно с резонансной цепью. Его обычно называют эффективным сопротивлением (нельзя смешивать с реактивным сопротивлением).

Добротность Q резонансной цепи зависит от собственных добротностей как индуктивности, так и емкости. Если, например, и индуктивность, и емкость имеют высокую добротность, то цепь также будет иметь высокую добротность при условии, что активное сопротивление минимально при соединении индуктивности и емкости в резонансную цепь.

Обычно добротность Q определяют относительно тех частот, на которых амплитуда сигнала, уменьшаясь по мере удаления в обе стороны от частоты резонанса, падает до уровня $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ значения на резонансной частоте (рис 2.2). Заметим, что резо-

нансной цепи с высокой добротностью соответствует острая резонансная кривая (узкая полоса пропускания), тогда как цепи с низкой добротностью соответствует пологая резонансная кривая (широкая полоса). Например, высокодобротная резонансная цепь обеспечивает хорошее подавление гармоник (допускает прохождение только основной частоты) и при прочих равных условиях более эффективна по сравнению с низкодобротной цепью. Следовательно, избирательность резонансной цепи прямо пропорциональна ее добротности.

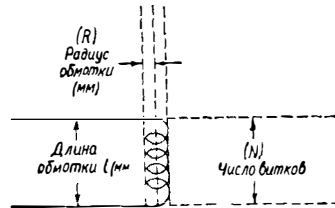
Очень высокая добротность (или избирательность) необходима не всегда. В некоторых случаях приходится даже добавлять резистор, чтобы расширить характеристику

(увеличить полосу пропускания, снизить избирательность). Примером может служить демпфирующий резистор, шунтирующий катушку индуктивности в видеоусилителе.

Если необходимо увеличить резонансную частоту, но сохранить полосу пропускания, добротность также должна быть увеличена. Пусть, например, при частоте резонанса 30 МГц полоса пропускания составляет 3 МГц, т. е. добротность $Q = 10$. При увеличении резонансной частоты до 54 МГц для сохранения той же полосы пропускания 3 МГц необходима добротность $Q = 18$. Аналогично для расширения полосы пропускания при той же частоте резонанса необходимо уменьшить добротность.

2.1.2 ОСНОВНЫЕ СООБРАЖЕНИЯ К РАСЧЕТУ РАДИОЧАСТОТНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Необходимые соотношения для вычисления собственной индуктивности несвязанной катушки без сердечника приведены на рис. 2.3. Этот тип катушек наиболее эффективен (максимальная индуктивность при минимальных размерах) при условии, что отношение радиуса к длине катушки составляет 1,25, или длина катушки равна 0,8 ее радиуса.



Выражения на рис. 2.3 являются приближенными и не учитывают разброс размеров витков.

Рис. 2.3. Вычисление собственной индуктивности катушки без сердечника

$$L \text{ (мкГн)} \approx (RA)^2 / (9R + 10l) \cdot 2,2 \text{ если } l = 0,8 R \\ \text{или } R/l = 1,25 \text{ то } L \approx 1,430 l^2 \text{ (мкГн)} / R \text{ и } L \text{ (мкГн)} \approx \\ \approx (RN)^2 / (430R)$$

ков, промежутки между витками и другие конструктивные факторы. Практически, эти расчетные соотношения используют для нахождения ближайшего значения числа витков (для заданной индуктивности), а затем по необходимости направляют или уплотняют витки для получения точного значения индуктивности (по измерениям на индуктивном мостике).

2.2. ОСНОВЫ ПРИБЛИЖЕННОГО РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ РАДИОЧАСТОТ

Транзисторные усилители радиочастот могут проектироваться с использованием метода четырехполюсников. По существу, метод заключается в представлении транзистора линейным активным четырехполюсником (ЛАЧ), характеризующимся y -параметрами (проводимостями). Эти параметры используются в расчетных соотношениях для устойчивости, коэффициента усиления, входной и выходной проводимостей. Метод четырехполюсников наиболее удобен для расчета усилителей напряжения в режиме малого сигнала. Этот метод можно рекомендовать для всех усилителей радиочастот на униполярных транзисторах и для маломощных усилителей на биполярных транзисторах. Расчет на основе характеристик большого сигнала (входные и выходные сопротивления и емкость транзистора) рекомендуется для усилителей мощности на основе мощных биполярных транзисторов. Оба указанных метода рассматриваются в данной главе, а также в гл. 6.

При любом методе проектирования трудно дать простые «шаг за шагом» процедуры расчета усилителей с учетом всех возможных условий. На практике имеется несколько причин, из-за чего эти процедуры часто приводят к дополнительным трудностям и ошибкам.

Во-первых, мы не всегда располагаем всеми характеристиками в требуемой форме. Например, входные и выходные проводимости могут быть даны для некоторой низкой частоты, а не для требуемой рабочей частоты.

Часто у изготовителей нет согласия в терминологии. Ярким примером являются y -параметры, где один изготовитель использует буквенные индексы (y_{ij}), а другой — числовые (y_{21}). Конечно, этот тип переменных может быть исключен посредством переименования.

В некоторых случаях изготовители, хотя и дают необходимую информацию в паспорте, но не в требуемой форме. Например, некоторые изготовители дают входную емкость в фарадах, тогда как предпочтительнее иметь входную проводимость в См. Входную проводимость можно найти, если входную емкость умножить на $6,28 F$, где F — интересующая частота. Это основано на предположении, что входная проводимость имеет преимущественно емкостный характер и, следовательно, пропорциональна частоте. Это предположение не всегда справедливо для представляющих интерес частот, поэтому может потребоваться измерение параметров транзистора с помощью измерителей комплексного сопротивления.

Входные и выходные цепи настройки усилителя радиочастот должны выполнять три функции. Прежде всего, конденсаторы и катушки индуктивности обеспечивают настройку усилителя на требуемую частоту. Помимо этого, должно быть обеспечено согласование входного и выходного сопротивлений транзистора с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки (в противном случае неизбежны значительные потери сигнала). И, наконец, как в любом классе усилителей, существует некоторая обратная связь между выходом и входом. При соответствующих значениях проводимостей обратная связь может оказаться достаточной по амплитуде и в соответствующей фазе, чтобы вызвать возбуждение усилителя. В этом случае рассматриваемый усилитель является неустойчивым.

Неустойчивость усилителя в любой форме всегда нежелательна и может быть устранена обратной связью (называемой *нейтрализацией*) или изменением входных и выходных цепей настройки. Хотя нейтрализация и настройка относительно просты, уравнения для определения устойчивости (или неустойчивости) и согласования полных сопротивлений трудные и сложные. Вообще такие уравнения лучше всего решать методами машинного проектирования.

Пытаясь пробиться через этот лабиринт различных данных и сложных уравнений, мы рассмотрим все этапы, связанные с проектированием усилителя радиочастот. Вооруженный такой информацией читатель будет в состоянии истолковать паспортную информацию или данные измерений, чтобы проектировать избирательные цепи, которые обеспечат стабильное усиление радиочастот на требуемой частоте. На каждом этапе мы будем обсуждать различные альтернативные процедуры и необходимые данные. Характерные примеры проектирования усилителей радиочастот (приведенные в гл. 6) подводят итог содержащимся в данной главе сведениям. Предполагая, что не все читатели знакомы с теорией четырехполюсников, мы начнем с краткого изложения системы y параметров.

2.2.1 y ПАРАМЕТРЫ

Полное сопротивление (Z) является комбинацией активного (действительная часть) и реактивного (мнимая часть) сопротивлений. Полная проводимость (y) есть величина, обратная сопротивлению, и состоит из активной (действительная часть) и реактивной (мнимая часть) проводимостей. Так, входная проводимость y_{is} выражается в виде

$$y_{is} = g_{is} + jb_{is}$$

где g_{is} — действительная (активная) часть и b_{is} — мнимая (реактивная) часть входной проводимости.

Выражение $y_{1s} = g_{1s} + jb_{1s}$ представляет y -параметр в алгебраической форме. Некоторые изготовители описывают y -параметры в полярной форме. Например, они дают значение (модуль) проводимости прямой передачи $|y_{fs}|$ и угол сдвига (аргумент) вектора прямой проводимости передачи $\angle y_{fs}$. К сожалению, изготовители часто смешивают в своих данных эти две системы векторной алгебры.

Преобразование форм векторной алгебры. Предполагается, что читатель уже знаком с основами векторной алгебры. Однако, следующие замечания будут полезны при операциях, необходимых для проектирования усилителя радиочастот.

Преобразование алгебраической формы в полярную

1 Модуль вектора определяется как корень квадратный из суммы квадратов его составляющих

$$\text{Модуль вектора} = \sqrt{g^2 + b^2}$$

2 Угол (аргумент) определяется из отношения значений составляющих вектора

$$\text{Угол вектора} = \arctg \frac{b}{g}$$

Если b положительно, то и угол положительный, а при отрицательном b угол также отрицательный.

Пусть, например, y_{fs} задана проекциями $g_{fs} = 30$ и $b_{fs} = 70$. Преобразование к полярной форме осуществляется следующим образом

$$\text{Модуль вектора } |y_{fs}| = \sqrt{30^2 + 70^2} = 76,16,$$

$$\text{Угол вектора } \angle y_{fs} = \arctg \frac{70}{30} = 66,8^\circ$$

Преобразование полярной формы в алгебраическую

1 Находим действительную составляющую (активную проводимость) g , умножая модуль радиус вектора на косинус его угла

2 Находим мнимую составляющую (реактивную проводимость) b , умножая модуль радиус вектора на синус его угла

Если угол положителен, составляющая b также положительна, а если угол отрицателен, то и составляющая b также отрицательна.

Пусть например, y_{fs} задана как $|y_{fs}| = 20$ и $\angle y_{fs} = -33^\circ$. Преобразование в алгебраическую форму осуществляется следующим образом

$$g_{fs} = 20 \times \cos(-33^\circ) = 16,8,$$

$$b_{fs} = 20 \times \sin(-33^\circ) = -10,9$$

Четыре основных y -параметра. Эквивалентная схема с y -параметрами показана на рис 2.4. Такая схема соответствует униполярному транзистору (УТ). Она может использоваться и для биполярного транзистора в режиме малого сигнала.

Заметим, что y -параметры могут иметь цифровые или буквенные индексы.

Цифровые индексы универсальны, так как пригодны для биполярных, униполярных транзисторов и даже для интегральных усилителей. Однако, в паспортах униполярных транзисторов встречаются чаще буквенные индексы.

Для стандартизации номенклатуры y -параметров целесообразно пользоваться следующими обозначениями.

y_{11} — входная проводимость (для униполярных транзисторов может быть выражена

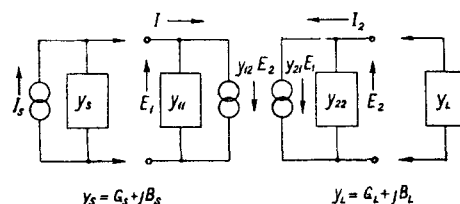


Рис 2.4. Эквивалентная Y -схема (для УТ) с источником сигнала и нагрузкой

через y_{1s} , y_{12} — проводимость обратной передачи (для униполярных транзисторов y_{rs}), y_{21} — проводимость прямой передачи (для униполярных транзисторов y_{fs}), y_{22} — выходная проводимость (для униполярных транзисторов y_{os})

Входная проводимость определяется при $Y_L = \infty$ (короткое замыкание) как

$$y_{11} = g_{11} + jb_{11} = \frac{\Delta I_1}{\Delta E_1} \quad (\text{при } E_2 = 0)$$

Это означает, что проводимость y_{11} равна отношению приращения входного тока I_1 к приращению напряжения E_1 , при условии, что $E_2 = 0$. Соответствующие напряжения и токи показаны на рис 2.4.

В некоторых справочниках y_{11} вообще не приводится, а вместо нее дают входную емкость. Если считать, что входная проводимость полностью или в основном емкостная, ее величину можно найти, умножив входную емкость на $6,28F$ (F — частота в герцах). Например, для частоты 100 МГц и входной емкости 8 пФ входная проводимость равна

$$6,28 \times (100 \cdot 10^6) \times (8 \cdot 10^{-12}) = 5,03 \cdot 10^{-3} \text{ См} = 5,03 \cdot \mu\text{См}$$

Такое предположение справедливо лишь в случае, когда действительная составляющая g_{11} проводимости y_{11} незначительна. Это приемлемо для униполярных транзисторов, но не для биполярных. На рис 2.5 показаны зависимости входной проводимости от частоты для типичных униполярных транзисторов. Отметим, что мнимая составляющая b_{11} существенно больше по величине во всем частотном диапазоне, чем действительная составляющая g_{11} . Однако в случае биполярных транзисторов действительная составляющая входной проводимости может быть значительно больше мнимой.

Проводимость прямой передачи определяется при $Y_L = \infty$ (короткое замыкание на выходе) как

$$y_{21} = g_{21} + jb_{21} = \frac{\Delta I_2}{\Delta E_1} \quad (\text{при } E_2 = 0)$$

Это означает, что y_{21} равна отношению приращения выходного тока I_2 к приращению входного напряжения при условии, что $E_2 = 0$. Иными словами, y_{21} представляет приращение выходного тока как реакцию на приращение входного напряжения.

В некоторых справочниках для униполярных транзисторов значение y_{21} дается на низкой частоте (обычно 1 кГц), а для высокой частоты (обычно 200 МГц) приводятся $\text{Re}(y_{21})$, т.е. действительная часть проводимости y_{21} . В других справочниках оговаривается, что g_{21} есть действительная часть y_{21} , и даются соответствующие значения для низкой частоты. Затем приводится значение y_{21} на некоторой высокой частоте.

Для биполярных транзисторов справочники часто вообще не приводят никаких значений y_{21} . Вместо этого, они дают проводимость прямой передачи при помощи гибридной системы обозначений, используя h_{fe} или h_{21} (которые означают коэффициент прямой передачи транзистора с общим эмиттером). Независимо от того, какая система параметров используется, важно, чтобы величина проводимости прямой передачи была принята на той частоте, которая представляет интерес.

Эти соображения иллюстрируются рис 2.6, на котором по возможности точно и полно показаны кривые проводимости прямой передачи для типичного униполярного транзистора. Из графика видно, что действительная и мнимая составляющие пересекаются в районе 180 МГц и что действительная составляющая становится отрицательной на частоте около 400 МГц.

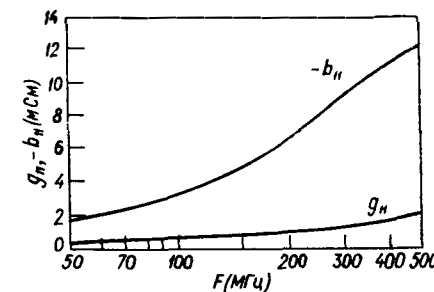


Рис 2.5. Входная проводимость $y_{11} = g_{11} + jb_{11}$ для типичного УТ

Выходная проводимость определяется при $y_s = \infty$ (короткое замыкание на входе) как

$$y_{22} = g_{22} + jb_{22} = \frac{\Delta I_2}{\Delta E_2} \quad (\text{при } E_1 = 0)$$

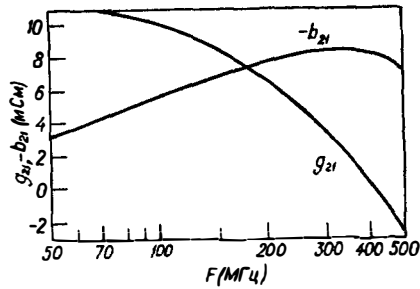


Рис 2.6. Проводимость прямой передачи $y_{21} = g_{21} + jb_{21}$ для типичного УТ

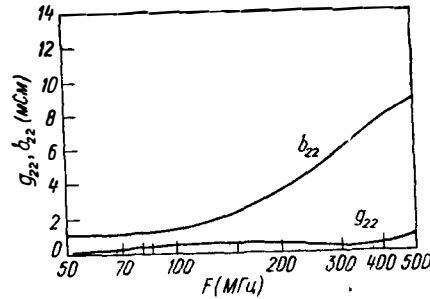


Рис 2.7 Выходная проводимость $y_{22} = g_{22} + jb_{22}$ для типичного УТ

На рис. 2.7 показаны кривые выходной проводимости как функции частоты для типичного униполярного транзистора. Отметим, что действительная часть незначительна во всей частотной области. Для типичного биполярного транзистора это условие не всегда справедливо.

Проводимость обратной передачи определяется при $y_s = \infty$ (короткое замыкание на входе) как

$$y_{12} = g_{12} + jb_{12} = \frac{\Delta I_1}{\Delta E_2} \quad (\text{при } E_1 = 0)$$

Для биполярных транзисторов параметр y_{12} не считается существенным. Для униполярных транзисторов во многих справочниках вовсе не упоминается о величине y_{12} на какой бы то ни было частоте, а вместо этого приводится емкость обратной передачи. Если допустить, что проводимость обратной передачи полностью (или главным образом) емкостная, то ее можно найти, умножив емкость обратной передачи на $6,28F$ (F — частота в герцах). Это предположение обычно справедливо для униполярных транзисторов. Как видно из рис. 2.8, действительная часть $g_{12} = 0$ во всем частотном диапазоне. Значит, если в каком-либо соотношении встречается $\text{Re}(y_{12})$ (как это часто бывает в соотношениях для униполярных транзисторов в диапазоне радиочастот), то эта величина может быть приравнена нулю.

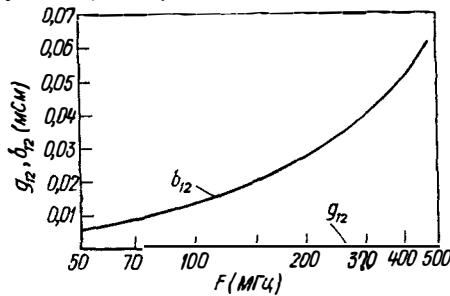


Рис 2.8. Проводимость обратной передачи $y_{12} = g_{12} + jb_{12}$ для типичного УТ

для всех случаев применения униполярных транзисторов. Для биполярных транзисторов это не обязательно справедливо.

Измерение y -параметра. Ясно, что сведения об y -параметрах не всегда доступны, тем более в удобной для расчетов форме. Поэтому при практическом проектировании может потребоваться измерение y -параметров с помощью лабораторного оборудования.

Заметим, что все y -параметры определяются как отношение приращения вход-

ного или выходного тока к приращению напряжения входного или выходного сигнала.

Для униполярных транзисторов y_{21} и y_{22} могут быть измерены с помощью генератора сигналов, вольтметра и простых схем. Аналогично, y_{11} и y_{12} могут быть найдены измерением C_{iss} и C_{rss} (соответственно входная емкость и емкость обратной передачи) с помощью простого измерителя емкости и последующего вычисления y_{11} и y_{12} на интересующей частоте. Эти процедуры описаны в книге автора «Справочник по транзисторам» (Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1976).

Более точные результаты могут быть получены с помощью точного лабораторного оборудования. Для униполярных транзисторов параметр y_{12} обычно много меньше других y -параметров и имеет в основном емкостный характер. Поэтому y_{12} можно определить, умножив емкость C_{rss} на $6,28F$.

Главная забота при измерении y -параметров униполярных или биполярных транзисторов состоит в обеспечении условий, наиболее близких к тем, которые характерны для транзисторов в реальной цепи. Например, если напряжения питания, напряжения смещения и рабочая частота не идентичны или существенно отличаются от тех, которые имеют место в реальной цепи, измерения могут привести к ошибочным значениям параметров.

Измерение проводимостей биполярного транзистора. Хотя справочники для транзисторов, используемых в усилителях мощности, обычно содержат информацию о входной и выходной проводимостях, иногда полезно знать, как эта информация получается.

Типичная схема для измерений проводимостей биполярного транзистора показана на рис. 2.9. В процессе измерений транзистор помещают в измерительную цепь с переменными компонентами для реализации широкого диапазона передачи. Это необходимо для обеспечения правильного подбора режима при исследовании транзистора на нескольких уровнях мощности. Цепь настраивается на максимальное усиление по мощности на каждом уровне, для которого необходимо знать значение проводимости.

После того, как усилитель настроен на максимальное усиление по мощности, источник питания, источник сигнала, нагрузка и измеряемый транзистор отключаются от измерительной цепи. Для того, чтобы полные сопротивления цепи остались неизменными, в местах соединения цепи с источником сигнала и нагрузкой подключаются эквивалентные им сопротивления. После выполнения указанных замен измеряются комплексные проводимости базового и коллекторного узлов соединения измеряемого транзистора (соответственно клеммы А и В на рис. 2.9) относительно заземленной точки.

Входная и выходная проводимости биполярного транзистора являются комплексно-сопряженными проводимостями, соответствующим базовому и коллекторному узлам соединения. Например, если проводимость базовой цепи равна $7 + j3$, то входная проводимость транзистора равна $7 - j3$.

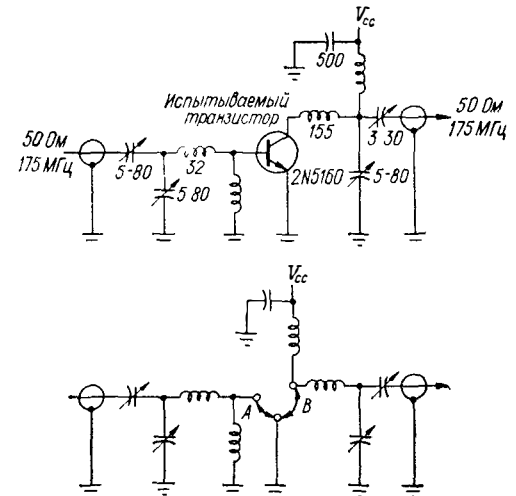


Рис 2.9. Типичная схема для испытания БТ: все индуктивности — в нГн (10^{-9} Гн), все конденсаторы — в пФ (10^{-12} Ф)

В некоторых методах проектирования усилителей радиочастот на биполярных транзисторах при расчетах вместо входной и выходной проводимостей используются соответствующие сопротивления и емкости. В этом случае комплексная проводимость, измеренная с помощью цепи рис. 2.9, должна быть преобразована в активное сопротивление и емкость.

Проводимость выражается в См (или мСм). Активное сопротивление R вычисляется как обратная величина действительной части g полной проводимости. Аналогично, емкостное сопротивление X_c является обратной величиной мнимой составляющей b полной проводимости. Тогда значение соответствующей емкости можно найти из соотношений

$$C = \frac{b}{6,28F} \text{ или } C = \frac{1}{6,28FX_c}$$

2.2.2. ПОКАЗАТЕЛИ УСТОЙЧИВОСТИ

Для определения потенциальной устойчивости (или неустойчивости) транзисторов в усилителях радиочастоты можно использовать два коэффициента. Один из них известен как коэффициент Ливилла S , другой — коэффициент Штерна k . Оба коэффициента вычисляются из соотношений, связывающих y -параметры (справочные либо измеренные на интересующей частоте).

Основное отличие между обоими коэффициентами состоит в том, что коэффициент Ливилла S определяет, предполагая, что транзистор не связан с нагрузкой. Коэффициент Штерна k учитывает влияние определенной нагрузки.

Коэффициент Ливилла S определяется из соотношения

$$S = \frac{y_{12}y_{21}}{2g_{11}g_{22} - \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}$$

Если $S < 1$, транзистор безусловно устойчив. Это значит, что при использовании обычной (немодифицированной) цепи никакая комбинация проводимостей нагрузки и источника сигнала не приводит к возбуждению колебаний. Если $S > 1$, то транзистор потенциально неустойчив, т. е. определенной комбинацией проводимостей нагрузки и источника сигнала может вызвать самовозбуждение.

Коэффициент Штерна k определяется выражением

$$k = \frac{2(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L)}{y_{12}y_{21} + \operatorname{Re}(y_{12}y_{21})}$$

где G_s и G_L — соответственно проводимости источника сигнала и нагрузки (G_s обратна внутреннему сопротивлению источника сигнала, а G_L обратна сопротивлению нагрузки).

При $k > 1$ усилительная схема устойчива, а при $k < 1$ — неустойчива (противоположно критерию Ливилла). На практике для обеспечения запаса устойчивости

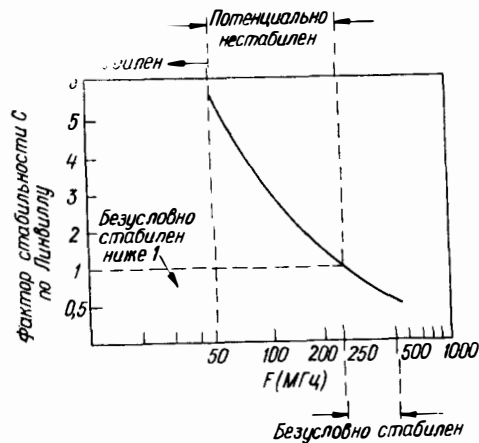


Рис. 2.10. Фактор стабильности S по Ливиллу для типичных УТ

рекомендуется $k = 3 \dots 4$, а не $k = 1$. Такой запас компенсирует изменения параметров транзисторов и других компонентов цепи (особенно по отношению к полосе пропускания сигнала).

Заметим, что оба уравнения достаточно сложны и для их решения необходимо значительное время. На практике проблема устойчивости эффективно решается с помощью машинных методов проектирования.

Некоторые изготовители дают другие решения задач устойчивости и согласования с нагрузкой, причем обычно в виде справочных графиков, как показано на рис. 2.10. Это диаграмма коэффициента Ливилла S для типичного МОП-транзистора. Из нее видно, что МОП-транзистор безусловно устойчив на частотах свыше 250 МГц. На частотах ниже 50 МГц МОП-транзистор становится существенно неустойчивым.

2.2.3. МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ УСТОЙЧИВОСТИ

Существует два основных метода конструктивного решения задачи стабилизации усилителей радиочастоты.

Первый из них основан на идее нейтрализации. Это значит, что часть выходного сигнала может быть передана обратно (после согласования по фазе) на вход так, чтобы подавить генерацию. Нейтрализация позволяет оптимально согласовать усилитель с источником сигнала и нагрузкой.

Этот тип согласования называют сопряжением. При оптимальном сопряжении вход транзистора и источник сигнала так же, как его выход и нагрузка, согласованы по активным сопротивлениям, а все реактивности рассогласованы. Для нейтрализации необходимы дополнительные компоненты, а изменение частоты может привести к осложнениям.

Второй метод состоит во введении рассогласования либо во входной, либо в нагрузочной цепях. Этот метод, иногда называемый методом Штерна, не требует дополнительных компонентов, но приводит к снижению коэффициента усиления.

Сравнение рассмотренных методов иллюстрируется на рис. 2.11. Верхняя кривая усиления представляет действие нейтрализации, а нижняя — усиление по мощности цепи, если коэффициент Штерна $k = 3$.

Пусть нас интересует частота 100 МГц. Если усилитель согласован непосредственно с нагрузкой (оптимальное сопряжение) безотносительно к стабильности или с использованием нейтрализации для обеспечения стабильности, обращаемся к верхней кривой: усиление мощности равно приблизительно 38 дБ. Если усилитель согласован с нагрузкой и источником сигнала так, что коэффициент Штерна $k = 3$ (в результате рассогласования с действительными нагрузкой и источником сигнала), нижняя кривая показывает, что усиление мощности — около 29 дБ.

Верхняя кривая находится из выражения для общего усиления мощности:

$$G_p = \frac{\text{мощность на нагрузке}}{\text{мощность на входе}} = \frac{y_{21} \cdot G_L}{(Y_L + y_{22})^2 \cdot \operatorname{Re} \left(y_{11} - \frac{y_{12} \cdot y_{21}}{y_{22} + Y_L} \right)}$$

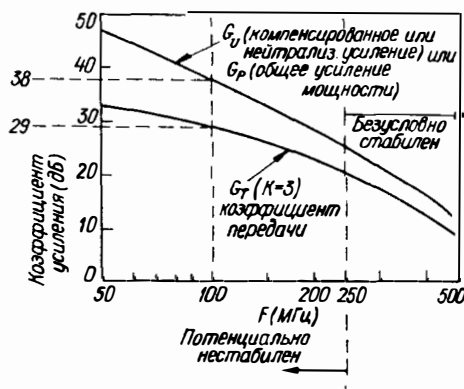


Рис. 2.11. Сравнение нейтрализованного усиления (G_U) с усилением при рассогласовании G_T , когда фактор Штерна $k = 3$

Выражение для общего усиления мощности применимо к цепям без внешних обратных связей, а также к цепям с внешней обратной связью (нейтрализация) при условии, что в этом выражении y -параметры транзистора заменены составными y -параметрами как транзистора, так и цепи обратной связи.

Нижняя кривая на рис. 2.11 найдена по выражению для коэффициента преобразования:

$$G_T = \frac{\text{мощность, передаваемая на нагрузку}}{\text{максимальная мощность, потребляемая от источника сигнала}} = \frac{4G_s G_L (y_{21})^2}{[(y_{11} + Y_s)(y_{22} + Y_L) - y_{21} y_{12}]^2}$$

Выражение для коэффициента преобразования предусматривает рассогласование на входе. Нижняя кривая на рис. 2.11 предполагает, что коэффициент Штерна $k = 3$ обусловлен этим рассогласованием, т. е. входные цепи настроены на такую проводимость, чтобы получить коэффициент Штерна $k = 3$. Выражение для коэффициента преобразования учитывает входные и выходные цепи как часть источника сигнала и нагрузки.

Входная проводимость транзистора выражается как

$$Y_{вх} = y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{22} + Y_L}$$

Выходная проводимость транзистора определяется выражением

$$Y_{вых} = y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{y_{11} + Y_s}$$

На низких частотах второе слагаемое в выражениях для входной и выходной проводимости невелико. А на очень высоких частотах второе слагаемое дает весьма значительный вклад во входную и выходную проводимости.

При вычислении усиления мощности, коэффициента преобразования, входной и выходной проводимостей необходимо знать мнимые части Y_s и Y_L (соответственно B_s и B_L)

Точное решение для B_s и B_L почти всегда требует значительного времени на алгебраические операции с комплексными величинами

Хорошее приближение можно получить, положив $B_s \approx -b_{11}$ и $B_L \approx -b_{22}$.

Тогда соответствующие выражения принимают вид
общее усиление мощности

$$G_p \approx \frac{(y_{21})^2 G_L}{(G_L + g_{22})^2 \cdot \text{Re} \left(y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{g_{22} + G_L} \right)}$$

коэффициент преобразования

$$G_T \approx \frac{4G_s G_L (y_{21})^2}{[(g_{11} + G_s)(g_{22} + G_L) - y_{12} y_{21}]^2}$$

входная проводимость

$$Y_{вх} \approx y_{11} - \frac{y_{12} y_{21}}{g_{22} + G_L}$$

выходная проводимость

$$Y_{вых} \approx y_{22} - \frac{y_{12} y_{21}}{g_{11} + G_s}$$

В справочниках для транзисторов, используемых на высоких частотах (в особенности для полевых транзисторов), часто применяются другие выражения для уси-

ния: максимально возможное усиление (МВУ) и максимально используемое усиление (МИУ).

МВУ обычно рассматривается как усиление в сопряженно согласованной, нейтрализованной цепи и выражается как

$$\text{МВУ} = \frac{(y_{21})^2 R_{вх} R_{вых}}{4}$$

где $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — соответственно входное и выходное сопротивления транзистора
Другое выражение для МВУ имеет вид

$$\text{МВУ} = \frac{(y_{21})^2}{4 \text{Re}(y_{11}) \text{Re}(y_{22})}$$

где $\text{Re}(y_{11})$ — действительная часть (g_{11}) входной проводимости;
 $\text{Re}(y_{22})$ — действительная часть (g_{22}) выходной проводимости

МИУ обычно определяют как стабильное усиление, которое может быть реализовано в практическом (нейтрализованном или не нейтрализованном) усилителе радиочастот В типичной цепи без нейтрализации с полевым транзистором

$$\text{МИУ} \approx \frac{0,4 y_{21}}{6,28 f C_{rss}}$$

где C_{rss} — емкость обратной связи

В справочниках для биполярных транзисторов вместо МВУ и МИУ часто приводят h_{fe} на данной частоте Это дополняется графиками зависимости коэффициента усиления мощности от частоты

2.4 СПОСОБЫ НЕЙТРАЛИЗАЦИИ

Существует несколько способов нейтрализации

усилителей радиочастоты. Наиболее часто используется метод емкостного моста, показанный на рис 2.12, а Нейтрализация емкостным мостом становится более наглядной, если цепь изобразить, как показано на рис 2.12, б. Условием нейтрализации является равенство

$$I_F = I_N$$

Уравнения для нахождения величины нейтрализующей емкости обратной связи сложны и громоздки. Однако на практике, если C_1 значительно больше, чем C_2 (по крайней мере в четыре раза), величина C_N может быть найдена из выражения

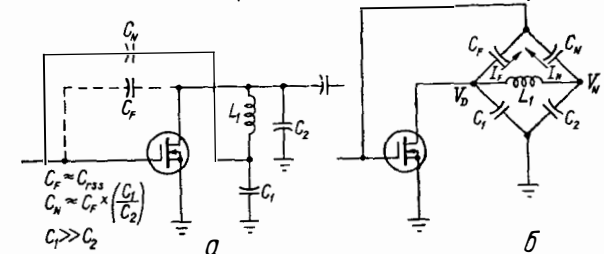


Рис 2.12 Схема нейтрализации с емкостным мостом

$$C_N \approx C_F \frac{C_1}{C_2}$$

где C_F — емкость обратной связи транзистора. Попросту говоря, величина C_N приблизительно равна величине емкости обратной связи, умноженной на отношение C_1/C_2 . Если, например, емкость обратной связи равна 0,2 пФ, $C_1 = 30$ пФ и $C_2 = 3$ пФ, то $C_1/C_2 = 10$, а $C_N \approx 10 \cdot 0,2$ пФ = 2 пФ.

225 СПОСОБ ШТЕРНА

Разработка стабильных цепей на основе

потенциально нестабильных транзисторов возможна без внешней обратной связи (нейтрализации) с помощью соответствующего выбора проводимостей источника сигнала и нагрузки. Это видно из рассмотрения уравнения для коэффициента Штерна k , G_s и G_L можно выбрать так, чтобы обеспечить стабильность цепи независимо от степени потенциальной нестабильности самого транзистора. Используя этот метод, выбирают коэффициент стабильности k цепи (типичное значение $k = 3$) и с помощью уравнения для коэффициента Штерна определяют величины G_s и G_L , соответствующие требуемому значению k .

Разумеется, реальные проводимости источника сигнала и нагрузки не могут быть изменены, вместо этого рассчитывают входные и выходные цепи связи так, как будто изменяются реальные проводимости (G_s и G_L). Это обуславливает рассогласование и снижение усиления мощности, но при этом обеспечивается требуемый запас устойчивости.

Для достижения необходимого коэффициента устойчивости цепи разработчик может выбрать любую из следующих комбинаций согласованных или рассогласованных проводимостей G_s и G_L со входной и выходной проводимостями транзистора соответственно

G_s согласована, а G_L рассогласована

G_L согласована, а G_s рассогласована,

G_s и G_L обе рассогласованы

Выбор той или иной комбинации часто диктуется другими специфическими требованиями и практическими соображениями. Например, может оказаться нецелесообразным рассогласование некоторых крайних значений G_s или G_L . Если скоро одна из G_s или G_L уже выбрана, тогда для завершения расчета используются соотношения, относящиеся к усилителю без обратной связи. Коэффициент усиления мощности, входная и выходная проводимости могут быть рассчитаны с помощью соответствующих формул (раздел 2.2.3).

Упрощенный метод Штерна. Хотя описанная выше процедура пригодна во многих случаях, может потребоваться более систематизированный метод определения проводимостей источника сигнала и нагрузки для устройств, в которых требуется обеспечить максимальное отношение усиления мощности к запасу устойчивости цепи. Штерн проанализировал эту задачу и предложил формулы для вычисления оптимальных значений G_s , G_L , B_s и B_L для определенного значения коэффициента стабильности цепи (коэффициента Штерна k). К сожалению, эти уравнения очень сложны и их частое использование утомительно. Полный метод Штерна более предпочтителен при машинном проектировании.

Написаны программы для получения необходимой информации о работе транзисторов в усилителях радиочастот с учетом действия различных специфических источников сигнала и нагрузок. Эти программы позволяют разработчику экспериментировать с теоретическими цепями «в чистом виде» как с дублерами реальных устройств.

Если метод Штерна должен быть реализован без использования вычислительной машины, лучше всего воспользоваться одним из многих сокращенных вариантов, развитых за прошедшие годы. Описанный ниже вариант гораздо проще, получил широкое признание и при этом обеспечивает точность, близкую к машинному решению.

1) Принимаем $B_s \approx -b_{11}$ и $B_L \approx b_{22}$, как в соотношениях, приведенных в разделе 2.2.3. Это дает проектировщику достаточно точное приближение к точному решению Штерна для Y_s и Y_L , без сложных и длительных вычислений.

Затем строится схема с регулируемым компонентами для B_s и B_L . Экспериментальным подбором получают некоторые значения B_s и B_L при условии максимального

усиления. Эти значения оказываются столь же точными, как и те, которые получились бы при решении всех уравнений Штерна.

2) Рассогласуем G_s относительно g_{11} и G_L относительно g_{22} в равном отношении. Для этого сначала находим отношение, дающее требуемый коэффициент Штерна k , а затем в этом отношении расстроим G_s и g_{11} и G_L и g_{22} . Например, если отношение есть 4 к 1, принимаем G_s равным 4 значениям g_{11} и G_L равным 4 значениям g_{22} .

Если коэффициент расстройки R определить как

$$R = \frac{G_L}{g_{22}} = \frac{G_s}{g_{11}}$$

то значение R для коэффициента устойчивости k любой цепи можно вычислить

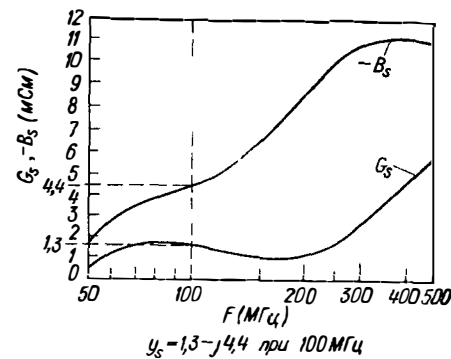


Рис 2.13 Наилучшая проводимость источника сигнала $Y_s = G + jB$

$Y_s = 1.3 - j4.4$ при 100 МГц

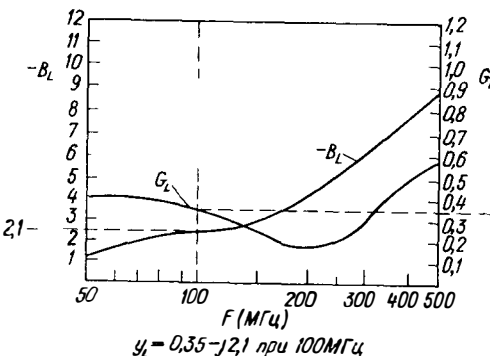


Рис 2.14 Наилучшая проводимость нагрузки $Y_L = G_L + jB_L$

лишь по формуле

$$R = \sqrt{\frac{y_{12}y_{21} + \text{Re}(y_{12}y_{21})}{2g_{11}g_{22}}} - 1$$

В качестве примера положим, что необходимо рассогласовать входные и выходные цепи так, чтобы коэффициент Штерна k был равен 4 при использовании транзисторов со следующими

параметрами $y_{12}y_{21} = 0,5$, $g_{11} = 5,0$, $g_{22} = 0,05$, $\text{Re}(y_{12}y_{21}) = 0,2$ (все значения в мСм). Тогда

$$R = \sqrt{4 \frac{0,5 + 0,2}{2 \cdot 5 \cdot 0,05}} - 1 \approx 1,37$$

Отсюда с учетом

$$1,37 = \frac{G_s}{g_{11}} = \frac{G_L}{g_{22}}$$

следует

$$G_s = 1,37 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 6,85 \text{ мСм}, \quad R_s = \frac{1}{G_s} = 146 \text{ Ом}$$

$$G_L = 1,37 \cdot 0,05 \cdot 10^{-3} = 0,0685 \text{ мСм}, \quad R_L = \frac{1}{G_L} = 14,5 \text{ кОм}$$

Сокращенный метод Штерна наиболее удобен, если необходимо определить проводимости источника сигнала и нагрузки для нескольких различных значений коэффициента k . Вначале отношение R должно быть найдено для отдельного значения k .

а для любого другого k новое R быстро вычисляется по формуле

$$\frac{(1 + R_1)^2}{(1 + R_2)^2} = \frac{k_1}{k_2}$$

где R_1 и R_2 представляют собой значения R , соответствующие значениям k_1 и k_2 .
Использование справочных графиков. Очевидно, что метод Штерна даже в сокращенном варианте достаточно сложен. По этой причине некоторые изготовители приводят справочные графики, показывающие оптимальные значения проводимостей источника сигнала и нагрузки для данного транзистора во всем диапазоне частот. Примеры таких графиков показаны на рис 2 13 и 2 14.

На рис 2 13 показаны значения как действительной G_s , так и мнимой B_s составляющих, обеспечивающих максимум усиления при коэффициенте стабильности Штерна $k = 3$ для частот от 50 до 500 МГц. На рис 2 14 приведены соответствующие кривые для G_L и B_L .

Чтобы воспользоваться графиками, достаточно задать требуемую частоту и отметить точки пересечения кривых G и B с линией частоты. Например, для частоты 100 МГц получаем $Y_s = 1,3 - j4,4$ мСм и $Y_L = 0,35 - j2,1$ мСм.

Если цепи настройки рассчитываются так, чтобы согласовать эти проводимости, а не реальные проводимости источника сигнала и нагрузки, цепь будет устойчивой. Естественно, усиление при этом снизится. Для нахождения результирующего коэффициента усиления используется выражение для коэффициента передачи G_T из раздела 2 2 3.

2 3 ТИПЫ ЦЕПЕЙ НАСТРОЙКИ УСИЛИТЕЛЕЙ РАДИОЧАСТОТ

Что касается цепей настройки, то имеется только три основных типа усилителей радиочастот. К ним относятся усилители напряжения, усилители мощности и умножители. Далее, имеются лишь два основных метода, которыми цепи настройки согласуют транзистор с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки. Один из них состоит в использовании катушек индуктивности и конденсаторов, которые настраиваются так, чтобы устранить различия в этих сопротивлениях.

Другой метод заключается в согласовании сопротивлений с помощью отводов от катушки индуктивности колебательного контура. В данном разделе рассматриваются основы теории для различных типов настройки. Требования к расчету и отдельные примеры расчета основных типов схем настройки усилителей изложены в гл 6.

2 3 1 УСИЛИТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ РАДИОЧАСТОТЫ

Цепь на рис 2 15 представляет собой типичный узкополосный усилитель радиочастот, широко используемый в вещательных приемниках и аппаратуре связи. На входе транзистора и на выходе включены настроенные высокочастотные трансформаторы. Трансформатор T_1 является входным, а T_2 — выходным. Вторичная обмотка T_1 настроена в резонанс для частоты входного сигнала с помощью переменного конденсатора C_1 . Первичная обмотка T_2 настроена на ту же резонансную частоту с помощью переменного конденсатора C_2 . На резонансной частоте вторичная обмотка T_1 и конденсатор C_1 так же, как первичная обмотка T_2 и конденсатор C_2 образуют параллельный резонансный контур. На резонансной частоте параллельный резонансный контур обладает весьма большим сопротивлением, а на других частотах его сопротивление мало. Следовательно, если C_1 и вторичная обмотка T_1 настроены в резонанс на частоту усиливаемого сигнала, то на этой

частоте в узлах контура (а, значит, и на базе транзистора) появится относительно большое напряжение. Для сигналов других частот это напряжение будет низким.

Аналогично, если C_2 и первичная обмотка T_2 настроены в резонанс на частоту усиливаемого сигнала, эта резонансная цепь будет иметь большое сопротивление для сигналов только этой частоты и весьма низкое сопротивление для сигналов всех других частот. Данный резонансный контур является *коллекторной нагрузкой*. Как бу-

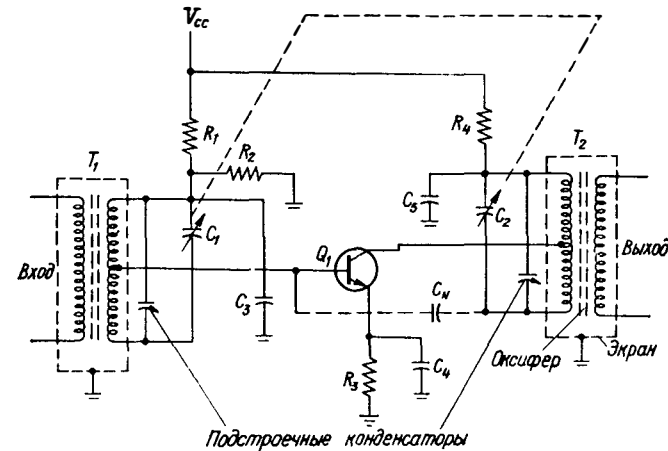


Рис 2 15 Перестраиваемый ВЧ усилитель напряжения

дет показано в других главах, коэффициент усиления напряжения каскада определяется сопротивлением коллекторной нагрузки (при прочих равных условиях). По этой причине большое усиление напряжения получается именно на требуемой частоте. На всех других частотах, для которых сопротивление коллекторной нагрузки мало, усиление также будет мало.

Шунтирующее действие входной и выходной емкостей транзистора сводится к минимуму емкостями настроенных резонансных цепей. Например, как правило, большая входная емкость транзистора оказывается включенной параллельно относительно большой емкости переменного конденсатора C_1 , поэтому не оказывает существенного влияния.

Цепи смещения. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения V_{cc} для обеспечения смещения эмиттерного перехода. Цепи смещения в усилителях радиочастот и в усилителях звуковых частот (гл. 5) по существу аналогичны. Однако выбор рабочей точки может отличаться. Как правило, усилители звуковых частот работают в режиме класса А, для которого коллекторный ток никогда не равен нулю. Усилители радиочастот обычно работают в режиме класса В или С, для которых характерно протекание коллекторного тока только при наличии сигнала.

Резистор R_3 и конденсатор C_3 образуют цепь развязки для предотвращения прохождения высокочастотного сигнала через источник питания (через который входной сигнал мог бы попасть прямо в выходную цепь или другие каскады). Резистор R_3 и шунтирующий конденсатор C_4 образуют цепочку эмиттерной стабилизации по постоянному току. Резистор R_4 и конденсатор C_5 реализуют цепь развязки в коллекторной цепи.

Согласование сопротивлений. Заметим, что база транзистора подключена к отводу вторичной обмотки T_1 . Так как входное сопротивление транзистора относительно мало, для согласования полных сопротивлений используется лишь часть вторичной обмотки. В то же время, вся вторичная обмотка настроена параллельным конденсатором

C_1 в резонанс на частоте сигнала. По тем же причинам коллектор подключен к отводу первичной обмотки T_2 .

Обратная связь. В усилителях радиочастот часто трудно исключить действие обратной связи с выхода на вход данного или другого каскада. Известны два типа паразитных обратных связей: *обратная связь, обусловленная излучением радиоволн*, и *внутренняя обратная связь через транзистор* (Конечно, существуют и другие типы

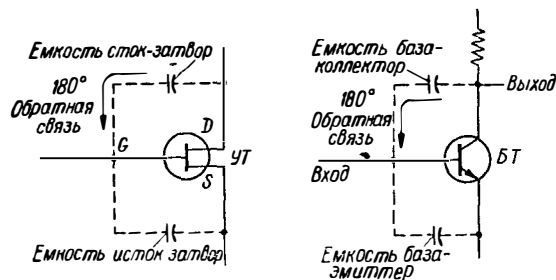


Рис 2 16 Входная емкость и емкость обратной связи в транзисторах

К счастью, большинство современных транзисторов сконструированы так, что опасность внутренней обратной связи на умеренно высоких частотах не велика. Однако, по мере роста частоты, нежелательные следствия внутренней обратной связи в усилителе радиочастот усугубляются.

Одна из проблем обратной связи известна как *эффект Миллера*. Как показано на рис 2 16, между базой и эмиттером биполярного (или между затвором и истоком униполярного) транзистора имеется некоторая емкость. Она обуславливает входную емкость цепи. Кроме того, существует также емкость между базой и коллектором (или между затвором и стоком). Эта емкость обуславливает обратную передачу части сигнала с коллектора на базу. Коллекторный сигнал усилен и сдвинут на 180° относительно сигнала на базе. Сигнал обратной связи с коллектора противодействует сигналу на базе и приводит к его искажению. К тому же емкость коллектор-база вместе с емкостью база-эмиттер образуют входную емкость транзистора.

Все это приводит к изменениям соотношения амплитудно модулированных сигналов в усилителе. Например, если изменяется амплитуда входного сигнала, то изменяется и сигнал обратной связи, а из-за него — входная емкость. В свою очередь, изменение входной емкости влияет на согласование транзистора в настроенной входной цепи, вызывая изменение входного сигнала. То же происходит при изменении частоты сигнала, так как изменяется емкостное сопротивление коллектор-база, следовательно, и сигнал обратной связи, вызывая соответствующие изменения усиления.

Эффект Миллера представляет проблему не для всех транзисторных усилителей. Так, усилители радиочастот на униполярных транзисторах обычно более чувствительны к эффекту Миллера, чем усилители на биполярных транзисторах. Эффект Миллера в любом усилителе радиочастот может быть устранен или минимизирован до допустимого уровня с помощью *нейтрализации*.

Нейтрализация есть метод снижения уровня нежелательной обратной связи (то ли из-за излучения, то ли внутренней). В случае нейтрализации часть напряжения с выхода каскада передается во входную цепь так, что она компенсирует на базе напряжение, обусловленное паразитной обратной связью. Нейтрализация достигается приложением к базе напряжения, равного по величине и противоположного по фазе сигналу паразитной обратной связи. Следовательно, оба напряжения компенсируют друг друга. Сигналы на двух концах первичной обмотки выходного трансформатора

обратных связей, специально вводимых для стабилизации коэффициента усиления, улучшения температурной стабильности и т. д.).

Чтобы исключить обратную связь, обусловленную излучением, усилитель должен быть тщательно экранирован и сконструирован так, чтобы были разделены базовые и коллекторные цепи. Задача экранирования усилителей весьма обширна и здесь рассматриваться не будет, так как мы сосредотачиваем основное внимание на транзисторах.

(T_2 на рис. 2.15) противоположны по фазе. Если напряжение противоположной фазы подать на базу через конденсатор нейтрализации (C_N на рис. 2.15), то оба напряжения взаимно уничтожатся.

Другой метод ослабления паразитной обратной связи без нейтрализации основан на применении каскадов с общей базой (общим затвором). Схема каскада с общей

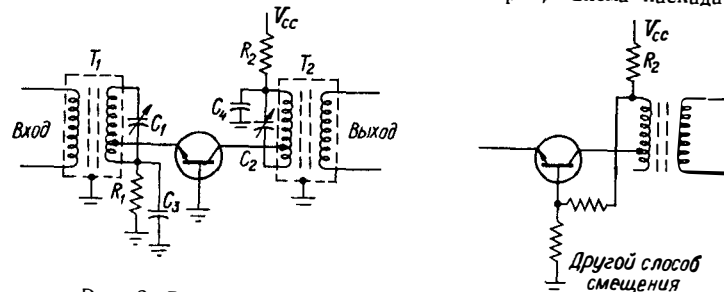


Рис 2 17 ВЧ усилитель с общей (заземленной) базой

базой показана на рис. 2.17. База заземлена. Входной сигнал приложен к эмиттеру. Выход образуется между коллектором и базой, которая является общей для входной и выходной цепей. Заземленная база действует как экран между входной и выходной цепями тем самым ослабляя обратную связь.

2.3.2 УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ РАДИОЧАСТОТ

В большинстве радиопередатчиков используется один из видов усилителя мощности сигналов малой амплитуды до уровня, необходимого для передачи. К примеру, большинство генераторов дают сигналы мощностью менее 1 Вт, в то время как в транзисторном передатчике может потребоваться выходная мощность 100 Вт и более.

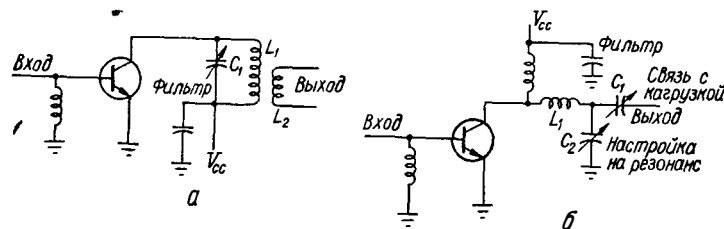


Рис 2.18 ВЧ усилитель мощности

На рис. 2.18 приведены два основных типа усилителей мощности радиочастот. На рис. 2.18, а коллекторная нагрузка представляет собой параллельный резонансный контур из переменного конденсатора C_1 и катушки индуктивности L_1 , настроенных в резонанс на требуемой частоте. Выходной сигнал, представляющий собой усиленный по мощности входной сигнал, снимается с L_2 , которая вместе с L_1 образует выходной трансформатор.

Схема на рис. 2.18, а имеет свои преимущества и недостатки. Обмотка L_2 может обеспечить согласование с нагрузкой (выбором нужного числа витков и положения L_2 относительно L_1). Наряду с известными преимуществами в ряде случаев это может

привести к расстройке и рассогласованию межкаскадных связей вследствие физических перемещений от толчков.

Другим недостатком схемы на рис. 2 18, а является протекание всего коллекторного тока через катушку колебательного контура. Для лучшей передачи мощности сопротивление должно быть согласовано с выходным сопротивлением транзистора. Поскольку выходное сопротивление мощных биполярных транзисторов обычно невелико, L_1 должна быть небольшой. В результате, L_1 часто принимает практически нереализуемые размеры. Схема, показанная на рис. 2 18, а, перенесена из ламповой схемотехники и ее не часто можно встретить в современных усилителях на биполярных транзисторах. Такая схема используется в усилителях на униполярных транзисторах (которые обычно имеют меньшую мощность и большие сопротивления). В радиопередатчиках на биполярных транзисторах обычно используется схема рис. 2 18, б или один из многих ее вариантов. Коллекторная нагрузка представляет собой резонансный контур, образованный из L_1 , C_1 и C_2 . Заметим, что C_1 обозначен как «связь с нагрузкой», тогда как C_2 обозначен как «настройка на резонанс». Эта цепь выполняет двойную функцию: селекцию частоты (аналогично резонансному контуру) и согласования сопротивлений транзистора и нагрузки. Для правильного согласования полных сопротивлений должны быть учтены как резистивный (действительная часть), так и реактивный (мнимая часть) компоненты полного сопротивления.

Обе цепи, показанные на рис. 2 18, работают в режиме класса В, типичном для усилителей радиочастот. Режим класса В получается, если заземлить эмиттер и не подавать смещение на эмиттерный переход. Поскольку любой биполярный транзистор для протекания тока требует некоторого прямого смещения перехода база эмиттер, в режиме класса В транзистор остается запертым пока на вход не поступит сигнал.

2 3 3 УМНОЖИТЕЛЬ РАДИОЧАСТОТ

Цепи, показанные на рис. 2 18, могут быть использованы как умножители частоты. Для этого коллекторная цепь настраивается на высшую частоту (гармонику), равную основной частоте, умноженной на целое число. Во многих радиопередатчиках используются варианты умножителей частоты, предназначенных для увеличения частоты сигнала, получаемой от низкочастотного генератора. Например, большинство кварцевых резонаторов, используемых в генераторах, имеет основную частоту менее чем 10 МГц, в то время как транзисторный передатчик может быть предназначен для работы в области ультракоротких волн (30-100 МГц).

Хотя схемы умножителей частоты и усилителей мощности по существу одинаковы, коэффициенты полезного действия этих схем различны. Усилитель, работающий на основной частоте входного сигнала, будет в этом смысле более эффективным, чем аналогичная цепь, работающая на гармонике основной частоты.

2 3 4 КОМБИНАЦИИ УСИЛИТЕЛЬ-УМНОЖИТЕЛЬ РАДИОЧАСТОТ

Цепи рис. 2.18 могут быть включены последовательно или каскадами для усиления мощности, а также для умножения частоты. Обычно таким образом включают не более, чем три каскада в разных сочетаниях. При этом один или два каскада могут выполнять функции умножителей частоты, а остальные обеспечивают усиление мощности.

2.4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦЕПЕЙ С КОНДЕНСАТОРАМИ, УПРАВЛЯЕМЫМИ НАПРЯЖЕНИЕМ

Управляемые напряжением конденсаторы (варикапы) широко используются в высокочастотных цепях настройки. Емкость варикапа управляется внешним напряжением, т. е. с изменением внешнего напряжения изменяется и емкость. Если варикап включить в высокочастотный контур настройки, то изменяя с помощью внешнего напряжения его емкость, тем самым можно изменять и резонансную частоту контура.

Варикапы иногда называют *управляемыми напряжением диодами*, так как конструктивно прибор больше похож на диод, чем на конденсатор.

При проектировании любой резонансной цепи с варикапами наиболее важным показателем

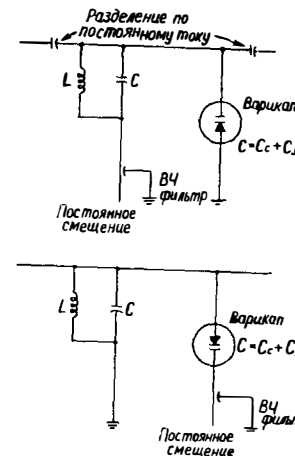


Рис. 2 19 Типичные параллельные цепи управления варикапом

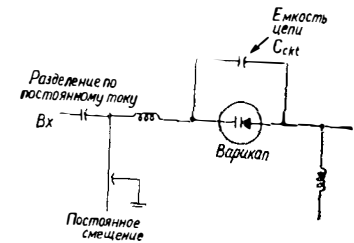


Рис. 2 20 Типичная последовательная цепь управления варикапом

является диапазон перестройки цепи. При прочих равных условиях, диапазон перестройки зависит от диапазона изменения емкости варикапа.

Большинство резонансных цепей с варикапом сводится к показанным на рис. 2 19 для параллельной цепи и на рис. 2 20 для последовательной цепи. Эффективная индуктивность цепи равна L . В некоторых случаях для обеспечения смещения имеются дополнительные высокочастотные дроссели, которые при правильном выборе слабо влияют на резонансную частоту. Емкость цепи, шунтирующая варикап, обозначена через C_{skt} , а емкость варикапа представлена суммой емкостей корпуса и p - n -перехода, т. е. $C_c + C_j$.

Замечание: предполагается, что резонансная частота много ниже частоты собственного резонанса варикапа, поэтому некоторой его индуктивностью можно пренебречь. Не рекомендуется использовать варикап на частотах, близких к частоте его собственного резонанса.

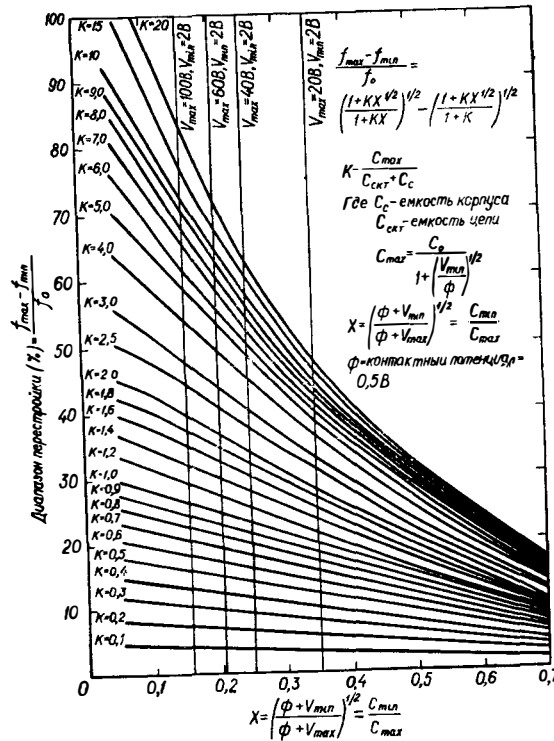
Для нахождения диапазона перестройки резонансной цепи с варикапом вначале нужно определить значения емкости варикапа для различных значений приложенного к нему напряжения. В большинстве справочников приводят значение емкости токи для одного напряжения. Емкость для других напряжений может быть вычислена посредством отношения двух напряжений. Соответствующее выражение имеет вид

$$\text{Отношение напряжений} = \sqrt{\frac{1 + \frac{U}{0,5}}{1 + \frac{U_c}{0,5}}}$$

где U — напряжение, для которого известно значение емкости варикапа, а U_c — напряжение, для которого емкость определяется.

Приведенное выше выражение получено в предположении, что контактная разность потенциалов равна 0,5 В и половина мощности выделяется на p - n -переходе варикапа (типично для кремниевых варикапов).

Пусть, например, требуется определить емкость варикапа при напряжении на нем — 2 В если его емкость при — 4 В равна 22 пФ. Так как — 2 В меньше смещает



p - n -переход в обратном направлении, чем — 4 В, емкость его должна *возрасти* (на значение определенного выше отношения двух напряжений)

$$\text{Отношение} = \sqrt{\frac{1 + \frac{4}{0,5}}{1 + \frac{2}{0,5}}} = 1,34, \text{ Емкость} = 1,34 \times 22 \text{ пФ} = 29,48 \text{ пФ}$$

Диапазон перестройки варикапа может быть определен с помощью графиков рис. 2.21. Содержащаяся на них информация пригодна для любых варикапов до тех пор, пока задача решается с позиций отношения максимальной емкости к минимальной

2.4.1. ПРИМЕНЕНИЕ ГРАФИКОВ ДЛЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЦЕПЕЙ С ВАРИКАПОМ

Приведенный ниже пример иллюстрирует применение графиков (рис. 2.21) для нахождения характеристик перестройки цепи с варикапом. Пусть требуемый диапазон перестройки заключен между 60 и 90 МГц и цепь содержит фиксированную емкость 10 пФ.

В соответствии с выражением на рис. 2.21 относительный диапазон перестройки определяется как $\frac{f_{max} - f_{min}}{f_0}$. При $f_{max} = 90$ МГц, $f_{min} = 60$ МГц, $f_0 = \sqrt{90 \times 60} = 73$ МГц относительный диапазон перестройки $(90 - 60)/73 = 0,41$, или 41%.

Максимально используемое напряжение V_{max} для варикапов обычно равно 60 В. Это значит, что обратное напряжение не должно быть более отрицательным, чем —60 В. Таким образом, наибольшее отрицательное обратное напряжение определяется максимальным используемым напряжением.

Граница противоположного напряжения (около 0 В) определяется температурной стабильностью, а также эффектом внутренней модуляции из-за резкого изменения емкости p - n -перехода варикапа на низких напряжениях. Температурная зависимость проявляется через контактную разность потенциалов, которая тем ощутимее, чем меньше напряжение смещения.

Обычно считают, что нижний предел $V_{min} = -2$ В приемлем для большинства случаев применения варикапов.

Как видно из рис. 2.21, для относительной расстройки, равной 0,41 при предельных значениях напряжения смещения $V_{max} = -60$ В и $V_{min} = -2$ В, ближайшая константа $K = 2,5$.

При фиксированных значениях $C_{ckt} = 10$ пФ, $C_c = 0,3$ пФ (типичных для стеклянных варикапов) и константе $K = 2,5$ можно вычислить C_{max} следующим образом.

$$C_{max} = K(C_{ckt} + C_c) = 2,5(10 + 0,3) \approx 26 \text{ пФ}$$

Отметим, что значение C_{max} соответствует напряжению на варикапе —2 В. Если в паспорте варикапа указано другое напряжение для данной емкости, то величина C_{max} должна быть отнесена к этому напряжению. Для этого можно определить отношение двух напряжений, как было показано выше, и затем разделить на эту величину значение C_{max} , соответствующее —2 В. Например, если в паспорте указана емкость 22 пФ для напряжения —4 В, то отношение равно 1,34. Используя это отношение и $C_{max} = 26$ пФ для $V_{min} = -2$ В, получаем значение C_{max} при $V_{min} = -4$ В, равное $26 \text{ пФ}/1,34 = 19,4 \text{ пФ}$.

Любой варикап, имеющий при $V_{min} = -4$ В емкость большую, чем 19,4 пФ, обеспечит требуемый диапазон перестройки. Учитывая стандартный допуск $\pm 10\%$ для емкости, варикап с номинальным значением 22 пФ для $V_{min} = -4$ В (от 19,8 пФ до 24,2 пФ) должен удовлетворить большинству технических задач. Там, где важен коэффициент добротности цепи Q , должна применяться минимально возможная емкость.

В некоторых случаях проектирования приходится приносить в жертву минимальность емкости (а также и наилучшую добротность) цепи. В качестве примера можно привести случай проектирования на максимальную температурную стабильность. У варикапов температурная стабильность тем лучше, чем больше минимальное управляющее напряжение. Аналогичная ситуация имеет место, если чем-либо ограничено сверху максимальное напряжение, прикладываемое к варикапу. В обоих случаях коэффициент K возрастает.

Например, если максимум управляющего напряжения 20 В, то требуемый коэффициент $K \approx 6$ для того же относительного диапазона перестройки, равного 0,41 (41%). С увеличением K возрастает и C_{max} , а с ростом используемой емкости снижается добротность цепи.

Индуктивность катушки, используемой в сочетании с варикапом, может быть определена из выражения

$$L = \frac{2,54 \times 10^4}{F^2 \times C} \text{ мкГн,}$$

где F — минимальная частота в (МГц); C — общая емкость (в пФ) при минимальном напряжении на варикапе.

Для предыдущего примера минимальная частота равна 60 МГц, а общая емкость при напряжении —2 В равна 39,8 пФ (22 пФ × 1,34 (отношение) + 10 пФ (емкость цепи) + 0,3 пФ (емкость корпуса)) Подставляя эти значения, получим:

$$L = \frac{2,54 \times 10^4}{60^2 \times 39,8} = 0,18 \text{ мкГн}$$

Необходимое максимальное напряжение для цепи также может быть найдено из графиков рис 2 21 Для этого вначале находят новое значение К по известной емкости 22 пФ (при —4 В) и отношению 1,34

$$K = \frac{22 \times 1,34}{10 + 0,3} = 2,85$$

По графику рис. 2 21 для относительного диапазона перестройки 41% и новому значению $K = 2,85$ находим на горизонтальной оси $X = 0,24$

Зная $X = 0,24$, минимально допустимый коэффициент $K = 2,4$ и контактную разность потенциалов 0,5 В находят V_{max} следующим образом

$$V_{\text{max}} = \frac{\text{минимально допустимый } K (2,5)}{[\text{коэф.циент } X (0,24)]^2} \text{ — контактная разность потенциалов} \\ (0,5) = 43 \text{ В}$$

3. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦЕПЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ КОЛЕБАНИИ

По существу все классические схемы ламповых генераторов колебаний, в том числе генераторы пилообразного напряжения, мультивибраторы и триггеры Шмитта, могут быть воспроизведены на транзисторах Во многих случаях транзисторные генераторы колебаний лучше их ламповых аналогов Точно так же определенные типы транзисторов лучше других подходят для построения специфических генераторов колебаний Например, однопереходный транзистор удобен при построении генераторов пилообразных импульсов В данной главе мы рассмотрим такие транзисторные генераторы колебаний, которые в последние годы доказали свои преимущества

3.1 ГЕНЕРАТОРЫ ПИЛООБРАЗНЫХ КОЛЕБАНИИ

В генераторах пилообразного напряжения (ГПН) могут быть использованы как биполярные, так и униполярные транзисторы Однако, однопереходные транзисторы (ОТ) обладают определенными свойствами, делающими их весьма удобными для генерирования пилообразных импульсов. Колебания напряжения на эмиттере однопереходного транзистора в задающем релаксационном генераторе по форме очень близки к пилообразным импульсам. Но если эмиттерный выход такого ГПН на основе однопереходного транзистора подключить непосредственно к нагрузке (то ли индуктивной, то ли резистивной), может произойти срыв генерации. Даже, если при этом генерация не срывается, то все равно искажается форма импульсов.

Наиболее распространено подключение эмиттерного выхода однопереходного транзистора к нагрузке через непосредственно связанный эмиттерный повторитель. Такая цепь показана на рис. 3.1. Заметим, что простая непосредственная связь оказывается возможной благодаря тому, что типичное значение минимального напряжения $U_{E(\text{мин})}$ на эмиттере приблизительно равно 1,2 В. Если бы $U_{E(\text{мин})}$ было меньше нор-

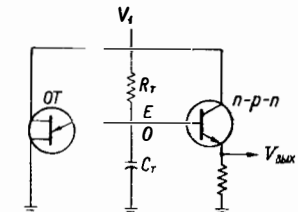
мального напряжения на эмиттерном переходе транзистора, то пилообразный сигнал на нагрузке R_L оказался бы обрезанным Однако этого не происходит, поскольку типичное падение напряжения на эмиттерном переходе кремниевго транзистора равно около 0,7 В (или, во всяком случае, значительно меньше, чем 1,2 В).

3.1.1 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГПН НА ОСНОВЕ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Прежде всего выясним, как сказывается на грузочное влияние эмиттерного повторителя на условия генерации в схеме на рис 3 1 Незначительная нагрузка на генератор лишь изменяет частоту его колебаний, а слишком большая нагрузка приводит к срыву генерации В этом можно убедиться

Рис 3 1 Простейший генератор пилообразного напряжения на основе ОТ

$$P_L (\beta + 1) / (R_T + (\beta + 1) R_L) > \eta_{\text{max}} \quad \eta = R_{B1} R_{BB} = R_{B1} / (R_{B1} + R_{B2}) \quad R_T \approx R_L \text{ — сопротивление нагрузки} \\ R_T \approx (0,1 \dots 0,2) R_L (\beta + 1) \quad C_T \approx \text{Период } [R_T \ln(1 - \eta) - 1] \quad U_{\text{вых}} \approx 0,9 E_0 \approx 0,3 V, \quad V_1 = U_{\text{вых}} (\text{требуемое}) / 0,3$$



с помощью эквивалентной схемы на рис 3 2

Нагрузочное влияние эмиттерного повторителя может быть учтено эквивалентным резистором $(\beta + 1) R_L$, включенным параллельно конденсатору C_T , где β — коэффициент усиления по току транзистора в схеме с общим эмиттером Из эквивалентной схемы видно, что включение резистора $(\beta + 1) R_L$ изменяет цепь заряда конденсатора, вследствие чего изменяется и частота колебаний

Для уменьшения влияния нагрузки на частоту, значения β и R_L должны быть по возможности большими Если β и R_L слишком малы, цепь не будет генерировать. Для обеспечения генерации β и R_L должны удовлетворять условию

$$\frac{(\beta + 1) R_L}{R_T + (\beta + 1) R_L} > \eta$$

Часто величина R_L выбирается из условия согласования с определенной нагрузкой

Необходимо также учитывать влияние температуры При использовании эмиттерного повторителя важны два температурных эффекта

Во-первых, изменение с температурой коэффициента β вызывает изменение нагрузки, а значит и частоты генерации. Для снижения этого температурного эффекта необходимо, чтобы выполнялось соотношение $(\beta + 1) R_L \gg R_T$. Как показано на рис 3.1, значения C_T и R_T выбираются из условия обеспечения требуемой частоты генерации пилообразных импульсов. Но расчет начинают с выбора $R_T = (0,1 \dots 0,2) (\beta + 1) R_L$. Если в результате получается нереальное значение емкости C_T ,

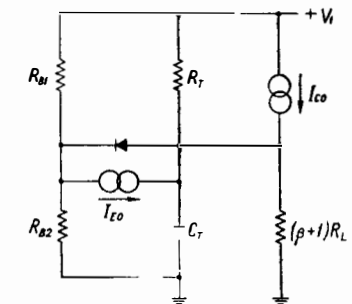


Рис 3 2 Эквивалентная схема генератора пилообразного напряжения на основе ОТ

то R_T увеличивают лишь настолько, чтобы уменьшить величину C_T до приемлемых значений

Вторым температурным фактором является тепловой ток через коллекторный переход биполярного транзистора, обозначенный как I_{CO} на рис. 3.2 Отметим, что этот ток складывается с эмиттерным током утечки I_{EO} однопереходного транзистора Оба этих тока утечки обуславливают рост частоты колебаний с ростом температуры Действие тепловых токов можно уменьшить выбором больших значений C_T Если используются кремниевые $p-n-p$ транзисторы то влиянием двух токов утечки на температурах до 100°C можно пренебречь

Некоторое улучшение свойств цепи может быть достигнуто применением в эмиттерном повторителе транзистора $p-n-p$ типа В этом случае эквивалентное на грузочное сопротивление $(\beta + 1) R_L$ оказывается параллельным резистору R_T , что исключает вероятность срыва генерации, обусловленной низкими значениями β или R_L Другое преимущество состоит в том что I_{CO} транзистора вычитается из I_{EO} однопереходного транзистора, обеспечивая тем самым в некоторой степени температурную компенсацию Это особенно справедливо в случае применения кремниевых $p-n-p$ транзисторов

3.12 ПРИМЕР РАСЧЕТА ГЕНЕРАТОРА ПИЛООБРАЗНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Пусть цепь (рис 3.1) должна генерировать пилообразные импульсы с минимальной амплитудой около 5 В на нагрузке 1 кОм Напряжение источника питания равно 20 В а используемый транзистор имеет $\beta = 50$ Однопереходный транзистор имеет максимальный коэффициент использования меж базового промежутка η равным 0.7

Величину R_L выберем равной 1 кОм для согласования с нагрузкой 1 кОм При $R_L = 1$ кОм и $\beta = 50$ получаем $(\beta + 1) R_L = 51$ кОм Так как R_T должно составлять 0,1 - 0,2 величины $(\beta + 1) R_L$ то значение R_T выбираем между 5.1 и 10.2 кОм При этом $R_T = 5.1$ кОм

Подставляя эти величины в неравенство для сравнения с максимумом коэффициента η , находим

$$\frac{(50 + 1) \times 1000}{5100 + (50 + 1) \times 1000} = \frac{51000}{56000} \approx 0,9.$$

Поскольку 0,9 больше максимального коэффициента η , равного 0.7, условие генерации легко выполняется

При источнике питания $V_1 = 20$ В выходное напряжение будет приблизительно 6 В ($20 \times 0,3$), т.е. больше, чем требуемые 5 В Напряжение $V_{\text{вых}} = 6$ В на сопротивлении $R_L = 1$ кОм обуславливает ток 6 мА через эмиттерный повторитель Эмиттерный повторитель, разумеется, должен допускать рассеяние мощности, соответствующее этому току, а также любому току через нагрузку

Для известного $R_T = 5,1$ кОм выбираем значение C_T так, чтобы обеспечить требуемую частоту (или период) генерации с помощью выражений, приведенных на рис 3.1.

3.13 УЛУЧШЕНИЕ ЛИНЕЙНОСТИ ГЕНЕРАТОРА ПИЛООБРАЗНЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ОСНОВЕ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Линейность пилообразных импульсов, генерируемых основной схемой, достаточна, для большинства практических случаев. Однопереходные транзисторы с самым низким коэффициентом η обеспечивают наибольшую линейность пилы Однако, достигаемая при этом линейность не лучше 10%

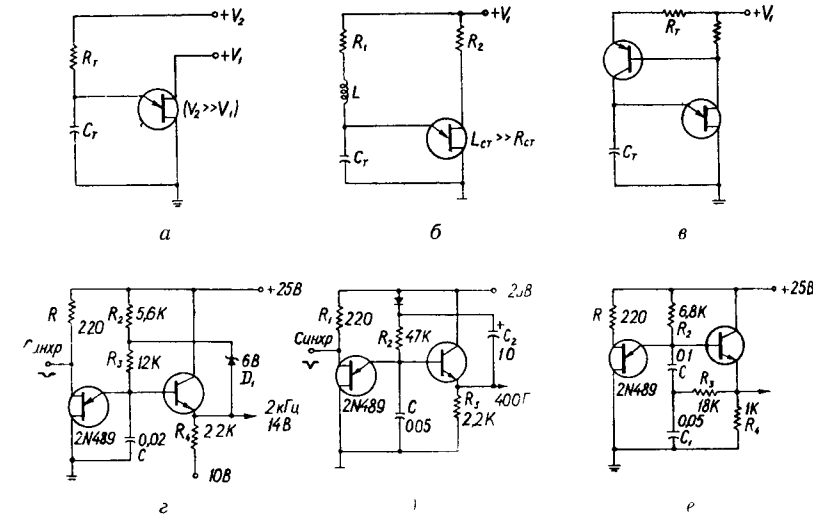


Рис 3.3 Схемы генераторов пилообразного напряжения с улучшенной линейностью

а — использование повышенного напряжения питания для заряда конденсатора б — использование зарядной индуктивности для улучшения постоянства тока заряда в — использование БТ в качестве источника постоянного тока г — ГПН со следящей обратной связью через стабилитрон д — ГПН со следящей обратной связью через конденсатор е — компенсация второго порядка с помощью RC интегратора (General Electric)

Для улучшения линейности пилы ГПН на основе однопереходных транзисторов можно использовать ряд простых схемотехнических приемов Некоторые практические схемы показаны на рис 3.3

Высокое напряжение. На рис 3.3, а показан способ использования высокого напряжения источника для заряда время задающего конденсатора Это недорогой способ улучшения линейности, если имеется источник высокого напряжения. В качестве недостатка цепи на рис 3.3, а можно отметить, что стабильность частоты хуже, чем в случае одного источника питания

Зарядная индуктивность. На рис 3.3, б показано использование зарядного дросселя для поддержания постоянства тока, заряжающего конденсатор Для этой цепи необходимо, чтобы постоянная времени зарядной цепи была много больше периода генерации. Это условие обычно требует нереальных значений L на частотах генерации, меньших 1 кГц

Коллекторные характеристики. На рис 3.3, в показано использование большого выходного сопротивления транзистора с общей базой для поддержания постоянства

гока заряда конденсатора. Значения R_T и C_T остаются теми же, что и в основной схеме

Два варианта схемы со следящей связью показаны на рис 3 3, г, д

Следящая связь через стабилитрон. На рис 3 3, г постоянное напряжение поддерживается на R_3 с помощью стабилитрона D_1 и транзисторного усилительного каскада типа эмиттерного повторителя так, что ток заряда конденсатора постоянен в течение всего цикла Эта схема весьма экономична поскольку транзистор в ней используется и как элемент следящей связи, и как выходной усилительный каскад Как видно из схемы, на R_4 подается отрицательное напряжение Если бы R_4 было заземлено, протекающий через D_1 ток обусловил бы искажения формы пилы у основания

Приведенные значения C_1 , R_1 , R_2 и R_3 обеспечивают генерирование пилообразного напряжения с частотой около 2 кГц Эти значения выбраны из тех же соображений, что и для основной схемы Напряжение стабилизации D_1 равно 6 В, что типично при напряжениях питания 20-25 В Величина R_1 выбрана так, чтобы согласно воль-амперной характеристике с данным сопротивлением нагрузки Однако, изменение R_1 приводит лишь к изменению выходного напряжения а все другие параметры остаются неизменными. Заметим, что частота колебаний данной цепи (рис 3 3 г) в некоторой степени зависит от напряжения источника питания

Емкостная следящая связь. На схеме, показанной на рис 3 3, д вместо стабилитрона используется конденсатор C_2 В этом варианте исключен источник отрицательного напряжения, вследствие чего частота меньше зависит от питающих напряжений

В каждой из цепей, показанных на рис 3 3 (а-д), линейность пилы отчасти улучшается влиянием выходного каскада так что линейность невозможно улучшить сверх определенной величины Эта величина зависит от $(\beta + 1) R_L$

RC-интегратор. Цепь на рис 3 3, в иллюстрирует метод компенсации как шунтирующего влияния выходного каскада так и изменения зарядного тока времязадающего конденсатора Резистор R_1 и конденсатор C_1 действуют на форму колебаний как интегрирующая цепь При выборе значений R_1 и C_1 можно влиять на форму выходной пилы, придавая ей вогнутый, выпуклый или линейный характер При практической реализации цепь собирается с потенциометром в качестве R_3 Выходной сигнал контролируется осциллографом, и подбором R_3 обеспечивается наилучшая линейность пилы

3 2 МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Для построения мультивибраторов используются все три типа транзисторов биполярные униполярные и однопереходные В этом разделе мы рассмотрим два основных типа мультивибраторов на биполярных (или униполярных) транзисторах и мультивибратор на одном однопереходном транзисторе

3 2 1 ОСНОВНОЙ ТИП МУЛЬТИВИБРАТОРА НА КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫХ СВЯЗЯХ

На рис 3 4 представлена рабочая схема основного мультивибратора В цепи используется пара биполярных транзисторов Униполярные транзисторы также могут быть использованы в подобной схеме Рассматриваемая цепь относится к типу *сильноточных* Здесь значения эмиттерных сопротивлений приблизительно вдвое меньше коллекторных сопротивлений, в результате чего переключаемый транзистором ток оказывается очень большим Это требует применения транзисторов с большим допустимым током (и большой допустимой мощностью рассеяния), но зато при этом обеспечивается высокая стабильность частоты Так, цепь поддерживает частоту с точностью в 1 Гц на 10⁴ Гц даже при значительных колебаниях питающего напряжения

Та же самая цепь может быть приведена к *слаботочному типу*, если коллекторные сопротивления выбрать приблизительно в десять раз большими эмиттерных. При этом можно использовать транзисторы с малым переключаемым током (с малой рассеиваемой мощностью), но зато сильнее сказывается влияние изменения

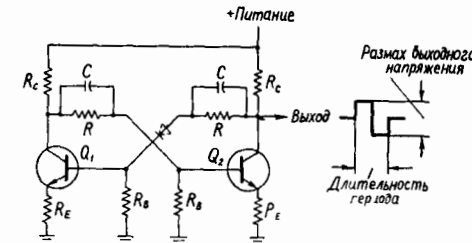


Рис 3 4 Мощный мультивибратор

Амплитуда выходного напряжения $\approx 0,6 \times \text{питание}$ \approx напряжение на коллекторе в рабочей точке

Рассеиваемая мощность Q_1 и $Q_2 \approx$ коллекторное напряжение \times коллекторный ток

$R = 10 \times R_c$ Частота $\approx \frac{1}{RC}$ Длительность периода $\approx RC$ постоянная времени

Минимальное коллекторное напряжение $\approx 0,3 \times \text{питание}$

Максимальный коллекторный ток \approx максимальная мощность Q_1 и Q_2 / минимальное коллекторное напряжение

$R_c = \frac{\text{питание} \times \text{минимальное коллекторное напряжение}}{\text{максимальный коллекторный ток}}$

$R_E = 0,5 \times R_c$ $C = \frac{1}{\text{частота} \times R}$

$R_c = \text{см текст}$

питающего напряжения на частоту колебаний мультивибратора Следует заметить, что недостаточная стабильность не всегда является препятствием к практическому применению Например, в телеметрии слаботочный тип мультивибратора используется как преобразователь напряжение частота для передачи информации о напряжении Однако, с точки зрения стабильности частоты, сильноточные мультивибраторы предпочтительнее

В любом из мультивибраторов выходной сигнал представляет собой симметричную прямоугольную волну т е положительная и отрицательная часть периода имеют одинаковую длительность и амплитуду Выходной сигнал может быть получен с любой половины цепи При необходимости на любую половину схемы может быть подан синхронизирующий сигнал Цепь может работать либо в режиме автоколебаний, когда частота определяется постоянной времени RC , либо может управляться источником синхрипульсов

3 2 2 ПРОЕКТИРОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА НА ДВУХ ТРАНЗИСТОРАХ

Рассмотрим специфические вопросы проектирования мультивибраторов на двух транзисторах сильноточного типа

Выходное напряжение. Если коллекторное сопротивление вдвое больше эмиттерного, амплитуда выходного сигнала (прямоугольной волны) составляет около 0,6 напряжения питания Например, при напряжении питания 10 В, потенциал каждого из коллекторов на полупериоде колебаний изменяется от 3,5 до 9,5 В

Рассеиваемая мощность. Мощность, рассеиваемая на каждом транзисторе, может быть приблизительно определена как произведение коллекторного напряжения на коллекторный ток. Например, при том же источнике питания 10 В, сопротивлении

коллекторного резистора 1 кОм и падении напряжения 3 В ток равен $\frac{(10 - 3) \text{ В}}{1000 \text{ Ом}} = 7 \text{ мА}$. При токе 7 мА и напряжении 3 В на транзисторе рассеивается мощность $7 \times 3 = 21 \text{ мВт}$.

В действительности это лишь минимальная рассеиваемая мощность (не учтен ток базы и т. д.). Для обеспечения запаса надежности предположим, что при полном токе к транзистору приложено полное напряжение. В этом случае максимум рассеиваемой мощности оценивают как $7 \text{ мА} \times 10 \text{ В} = 70 \text{ мВт}$.

Проектирование на наихудший случай. Так как мультивибратор есть переключающая цепь, к нему применимы принципы проектирования на наихудший случай. Проще говоря, это означает, что действительный ток базы должен быть принят приблизительно втрое больше его теоретического значения. Вообще, ток базы определяют делением необходимого коллекторного тока на коэффициент усиления. Для переключающих цепей принимается утроенный расчетный ток базы.

При использовании принципа проектирования на наихудший случай всегда должно быть обеспечено переключение транзистора. Для большинства линейных цепей это нежелательно, но всегда необходимо для переключающих цепей. В нормальных условиях работы переключающая цепь должна переводиться в режим насыщения или отсечки за *минимальное время*.

Время переключения. Общее время переключения каждого транзистора должно быть значительно меньше длительности тактового интервала. Оно складывается из времени нарастания, времени спада, времени задержки и времени запоминания.

Как правило, время переключения должно быть меньше $0,1$ длительности импульса (для полного цикла). Например, если транзистор имеет общее время переключения, равное 1 мкс , длительность импульса должна быть по крайней мере не меньше 10 мкс . Следовательно, максимальная рабочая частота мультивибратора при этом не может превышать 100 кГц . Сведения о времени переключения находят в справочниках для переключающих транзисторов (или транзисторов, которые используются в ключевых режимах).

Симметричный выход. Если обе половины цепи симметричны, то и выходы будут симметричны. Для обеспечения запуска в некоторых автоколебательных схемах вводят незначительный разбаланс. Мультивибратору свойственна стабильность и некоторые автоколебательные цепи могут не самовозбуждаться. Альтернативным методом запуска автоколебательного мультивибратора является включение диода последовательно с одним из резисторов обратной связи, как показано штриховой линией на рис. 3.4. Тогда до запуска и установления рабочего режима цепь будет асимметричной.

Рабочая частота. Рабочая частота определяется постоянной времени цепи обратной связи RC и приблизительно равна обратной величине постоянной времени. Точно частоту вычислить трудно, так как на заряд и разряд могут влиять параметры транзистора.

Для получения требуемой постоянной времени (a , значит, и заданной частоты) могут быть использованы различные комбинации R и C . Однако, величина R должна быть приблизительно в десять раз больше величины коллекторного сопротивления. Соответствующие значения емкости конденсаторов должны быть выбраны так, чтобы обеспечить требуемую частоту колебаний.

Соотношение компонентов смещения. Цепь смещения может быть рассчитана и испытана с позиций нормальной рабочей точки, даже если цепь на самом деле никогда не будет в этом режиме. Благодаря наличию обратной связи транзистор всегда находится в состоянии перехода между насыщенным и полной отсечкой.

Если отключить конденсаторы, то оба транзистора цепи оказываются открытыми и на коллекторах устанавливается потенциал, равный приблизительно $0,6$ напряжения источника питания. Аналогично, на эмиттере будет около $0,2$ (или менее) напряжения источника, а на базе около $+0,5 \text{ В}$ (для $n-p-n$ -транзисторов) или $-0,5 \text{ В}$ (для $p-n-p$ -транзисторов) по отношению к эмиттеру. Так как значения сопротивлений резисторов коллекторного, эмиттерного и обратной связи выбираются из других соображений, необходимое смещение обеспечивается соответствующим выбором базового сопротивления R_B .

На практике должны быть вычислены значения компонентов и собран экспериментальный макет цепи, но без конденсаторов. Проверяются требуемые соотношения между напряжениями на эмиттере, коллекторе и базе. Затем, если необходимо, требуемые соотношения достигаются подстройкой сопротивления R_B . Для симметричного выхода напряжения должны быть одинаковыми на обоих транзисторах.

3.23. ПРИМЕР РАСЧЕТА МУЛЬТИВИБРАТОРА С КОЛЛЕКТОРНО-БАЗОВЫМИ СВЯЗЯМИ

Пусть цепь (рис. 3.4) должна генерировать в автоколебательном режиме сигналы с амплитудой 12 В и частотой 7 кГц . Имеющийся транзистор характеризуется временем переключения 1 мкс и рассеивает без теплового разрушения 100 мВт .

Чтобы обеспечить амплитуду сигнала 12 В , необходимо питающее напряжение $12/0,6 = 20 \text{ В}$. При напряжении источника 20 В на коллекторе каждого насыщенного транзистора потенциал снижается до 7 В , т. е. падает на 13 В .

Для того, чтобы транзисторы работали без перегрева, нельзя превышать допустимую рассеиваемую мощность. Допустим некоторый запас надежности и предположим, что допустимая рассеиваемая на транзисторах мощность равна 90 мВт , а не 100 мВт . При потенциале коллектора 7 В и максимальной рассеиваемой мощности 90 мВт максимально допустимый ток равен $0,090/7 = 0,013 \text{ А}$, или 13 мА .

Для тока 13 мА и падения напряжения 13 В (максимальное значение) коллекторное сопротивление R_C должно быть равно $13/0,013 = 1000 \text{ Ом}$, или 1 кОм .

Для коллекторного резистора $R_C = 1 \text{ кОм}$ сопротивление эмиттерного резистора R_E должно быть равно 500 Ом (510 Ом — ближайшее стандартное значение), а для резистора обратной связи R следует принять сопротивление 10 кОм .

Сопротивление базового резистора R_B должно быть вычислено на основе выбора рабочей точки. При отключенных конденсаторах потенциалы коллекторов должны быть на уровне $0,6$ напряжения питания, т. е. около 12 В , а потенциал эмиттера — несколько меньше $0,2$ напряжения питания, или около 4 В . Тогда коллекторный ток будет порядка 8 мА , вызывая падение напряжения 8 В на сопротивлении R_C и 4 В на R_E .

Если потенциал эмиттера около 4 В , то потенциал базы должен быть около $4,5 \text{ В}$ ($+4,5 \text{ В}$ для показанного на рисунке $n-p-n$ -транзистора). При $4,5 \text{ В}$ на каждой базе и 12 В на каждом коллекторе на резисторах обратной связи должно быть падение напряжения $7,5 \text{ В}$. Так как резистор $R = 10 \text{ кОм}$, через него должен протекать ток $0,75 \text{ мА}$.

Ток $0,75 \text{ мА}$ через резистор обратной связи есть сумма базового тока и тока через базовый резистор R_B . Ток базы может быть оценен на основе требуемого коллекторного тока и коэффициента усиления тока. Предположим, что нормальный коэффициент усиления транзистора равен 120 . Приняв для надежности усиление равным половине нормального и учитывая, что требуемый ток коллектора равен 8 мА , находим ток базы $0,008/60 = 0,13 \text{ мА}$.

Вытя базовый ток $0,13 \text{ мА}$ из тока через резистор обратной связи $0,75 \text{ мА}$, найдем ток через базовый резистор R_B : $0,75 - 0,13 = 0,62 \text{ мА}$.

Зная потенциал базы $4,5 \text{ В}$ и ток через R_B $0,62 \text{ мА}$, находим значение сопротивления: $4,5/0,00062 = 7,3 \text{ кОм}$ (ближайшим при допуске 10% является стандартный резистор $6,8 \text{ кОм}$).

Практически цепь собирается на макете без конденсаторов и с переменными резисторами R_B . Оба R_B могут быть отрегулированы так, чтобы получить требуемые равные потенциалы коллекторов. Затем можно подключить конденсаторы и проконтролировать параметры выходных импульсов для корректировки частоты, формы

импульса и амплитуды. При выбранных соотношениях сопротивлений амплитуды выходных сигналов должны быть приблизительно одинаковыми и равными напряжению на коллекторе в точке покоя (то есть около 12 В в нашем случае).

Для резистора обратной связи 10 кОм и частоты генерации 7 кГц емкости конденсаторов обратной связи составляют $1/(10\,000 \times 7000) = 0,014$ мкФ.

3.2.4 МУЛЬТИВИБРАТОРЫ НА ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Мультивибратор можно построить на одном однопереходном транзисторе. Основная схема мультивибратора на однопереходном транзисторе показана на рис. 3.5. Отметим, что схема в значительной мере совпадает со схемой релаксационного генератора за исключением добавленных резистора R_2 и диода CR_1 . Диод CR_1 открыт, когда конденсатор C заряжается. Время заря-

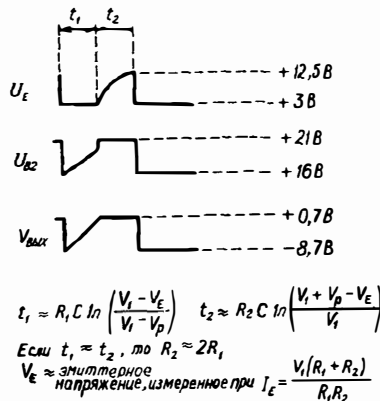


Рис. 3.5. Мультивибратор на ОТ (General Electric)

да определяется, как обычно, величинами R_1 и C . Однако, в процессе разряда C диод CR_1 заперт (анод диода отрицателен). Пока длится разряд конденсатора, разрядный ток протекает через R_2 , причем время разряда определяется постоянной времени R_2C .

Как видно из временной диаграммы (рис. 3.5), сигнал V_{B2} со второй базы имеет приблизительно прямоугольную форму, причем интервалы включенного и выключенного состояний однопереходного транзистора определяются значениями R_1 и R_2 . В течение времени t_1 однопереходный транзистор выключен, а в течение t_2 однопереходный транзистор включен и диод CR_1 заперт.

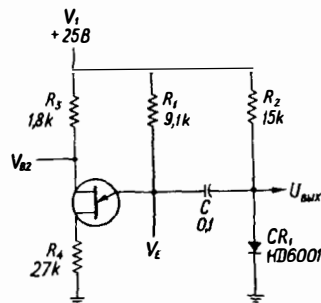
Достаточно точно эти временные интервалы можно определить из соотношений

$$t_1 \approx R_1 C \ln \left(\frac{V_1 - V_E}{V_1 - V_P} \right); \quad t_2 \approx R_2 C \ln \left(\frac{V_1 + V_P - V_E}{V_1} \right),$$

где V_E — потенциал эмиттера, измеренный при токе эмиттера $I_E = V_1 - \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2}$ и определяемый по эмиттерной характеристике.

Однако, если необходимо, чтобы $t_1 = t_2$, нужно просто выбрать R_2 вдвое больше величины R_1 .

В практической экспериментальной цепи сначала вычисляют пробное значение t_1 с помощью постоянной времени $R_1 C$. Затем для уточнения t_1 используют переменное сопротивление R_2 , выбирая его вначале вдвое большим, чем R_1 .



Основная схема мультивибратора на однопереходном транзисторе может быть соединена с каскадом на обычном транзисторе по схеме, показанной на рис. 3.6.

В этой цепи эмиттерный переход транзистора играет роль диода в схеме на рис. 3.5. Преимущество такой схемы в том, что нагрузка полностью развязана от времязадающих компонентов. Однако, все временные соотношения остаются неизменными.

Заметим, что в схеме рис. 3.6 исключены базовые резисторы R_3 и R_4 , которые были в схеме рис. 3.5. Резистор в базе 1, по существу, не нужен в любой цепи, хотя включение его в базу 1 ограничивает эмиттерный ток, когда однопереходный транзистор открыт (если это существенно для каких-либо специальных применений). Резистор в базе 2 обеспечивает температурную компенсацию и может быть использован или исключен в соответствии с особенностями применения мультивибратора. В случае схемы рис. 3.5 резистор R_3 в базе 2 необходим, так как с него снимается выходной сигнал. В схеме рис. 3.6 выходной сигнал снимается с транзистора Q_2 , а температурная компенсация не предусмотрена.

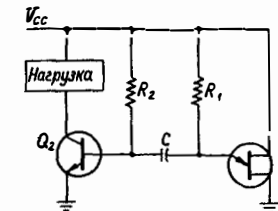


Рис. 3.6. Мультивибратор на однопереходном транзисторе

3.3. ТРИГГЕРЫ ШМИТТА

Триггером Шмитта называют цепь с двумя устойчивыми состояниями, которая переключается из одного состояния в другое, когда входной сигнал достигает напряжения верхнего или нижнего заданных значений. Триггер Шмитта широко используется как амплитудный дискриминатор напряжения в аналоговых и аналого-цифровых системах, а также как формирователь прямоугольных импульсов.

Для построения триггера Шмитта может быть использован полевой транзистор с управляющим $p-n$ -переходом в сочетании с биполярным транзистором. В такой структуре используются достоинства как полевого транзистора (большое входное сопротивление), так и биполярного (хорошие ключевые свойства).

3.3.1 СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ТРИГГЕРОВ ШМИТТА

На рис. 3.7 представлена схема триггера Шмитта на основе униполярного и биполярного транзисторов. Заметим, что входной сигнал приложен к затвору униполярного транзистора, а выходной сигнал снимается с коллектора биполярного транзистора. Предположим, что униполярный транзистор заперт и для упрощения анализа исключен из цепи. Потенциал V_A в точке А достаточен для отпирания транзистора Q_2 ; потенциал V_B в точке В ниже потенциала V_A на величину падения напряжения на открытом эмиттерном переходе (обычно 0,5...0,7 В для кремниевого транзистора). Если включить униполярный транзистор Q_1 опять в цепь, то напряжение V_{GS} между его затвором и истоком определится как

$$V_{GS} = V_{BX} - V_B \quad (3-1)$$

Униполярный транзистор заперт, если напряжение затвор-исток V_{GS} равно или меньше отрицательного порогового напряжения V_P (отсечки) прибора. Следовательно, с учетом (3-1) условие, при котором униполярный транзистор заперт, выразится следующим соотношением:

$$V_{BX} - V_B \leq V_P. \quad (3-2)$$

Цепь проектируют так, чтобы неравенство (3-2) оставалось справедливым для нулевого уровня входного сигнала: выходное напряжение при этом мало, поскольку Q_2 открыт и Q_1 заперт. По мере возрастания V_{BX} , входной потенциал достигает уровня, когда $V_{BX} - V_B$ становится несколько более положительным, чем V_P , и униполярный транзистор начинает проводить ток.

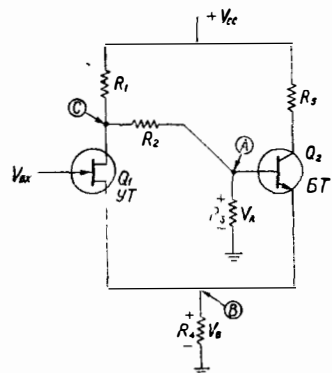


Рис 3.7 Триггер Шмитта с УТ на входе (Texas Instr)

Поэтому цепь имеет два устойчивых состояния, определяемых уровнем входного напряжения V_{BX} .

Усиление цепи с разомкнутой обратной связью. Регенерация имеет место при условии, что коэффициент усиления цепи с разомкнутой обратной связью равен или больше единицы. Этот коэффициент усиления можно определить путем размыкания цепи в удобной точке с последующим рассмотрением полученной цепи как линейного усилителя. Так, цепь может быть разомкнута у стока Q_1 , как показано на рис 3.8

Входной сигнал e_1 приложен к резистору R_2 . Выходной сигнал появляется в точке С. Транзистор Q_2 смещен в активную область резистором R_1 , подключенным к источнику питания. К затвору Q_1 приложено постоянное напряжение $+V$ для того, чтобы транзистор Q_1 также находился в активной области. Выражение для коэффициента усиления разомкнутой цепи имеет вид:

$$A_v \approx \frac{R_1 R_3}{\left[\frac{R_2 R_3}{R_E (h_{FE} + 1)} + R_2 + R_3 \right] \left(\frac{1 + R_1 y_{os}}{y_{fs} + y_{os}} \right)}, \quad (3-3)$$

где y_{os} — выходная проводимость Q_1 с общим истоком в режиме малого сигнала;
 y_{fs} — проводимость прямой передачи Q_1 с общим истоком в режиме малого сигнала;
 h_{FE} — коэффициент усиления постоянного тока Q_2 ;

$$R_E = (1 + y_{os} R_1) R_4 / [R_4 (y_{fs} + y_{os}) + R_1 y_{os} + 1].$$

Параметры y_{os} и y_{fs} в (3-3) зависят от постоянных рабочих уровней униполярного транзистора. На рис. 3.9 показаны экспериментальные графики зависимости этих двух параметров униполярного транзистора от тока стока. При весьма низких уровнях тока малая величина y_{fs} исключает возможность регенерации в триггере Шмитта.

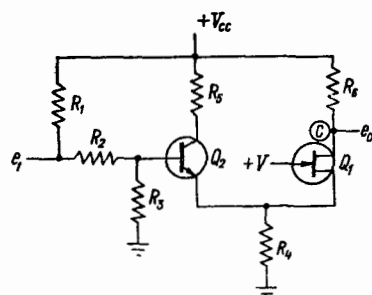


Рис. 3.8 Триггер Шмитта с разомкнутой обратной связью (Texas Instr)

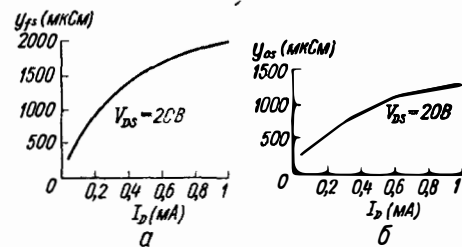


Рис 3.9 Измеренные зависимости y_{fs} и y_{os} для типичного УТ

Однако, с ростом тока в униполярных транзисторах y_{fs} становится достаточно большой, чтобы усиление разомкнутой цепи превысило единицу.

Уравнение (3-3) можно упростить, если учесть, что $R_1 y_{os} \ll 1$ и $y_{fs} \gg y_{os}$. В упрощенном виде уравнение имеет вид

$$A_v \approx \frac{R_1 R_3 y_{fs}}{R_E (h_{FE} + 1) + R_2 + R_3} \quad (3-4)$$

Данное выражение используют для определения величины y_{fs} при единичном усилении цепи. Из зависимости y_{fs} от V_{GS} , показанной на рис. 3.10, можно определить соответствующее значение V_{GS} .

Справедливость выражения (3-4) была проверена экспериментально для цепи, показанной на рис 3.11. В данной цепи использован униполярный транзистор, характеристики которого представлены на рис. 3.9 и 3.10. При расчете величины A_v значения y_{fs} , соответствующие заданным уровням тока I_D , получают из графика рис. 3.9, а. Эти значения y_{fs} подставляют затем в (3-4) вместе со значениями резисторов и h_{FE} . На рис. 3.11, б показаны графики для вычисленного и измеренного коэффициента A_v , как функции тока стока I_D . Из графиков

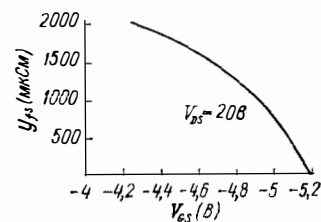


Рис. 3.10. Измеренная зависимость y_{fs} от V_{GS} для типичного униполярного транзистора

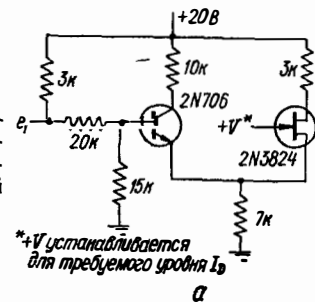
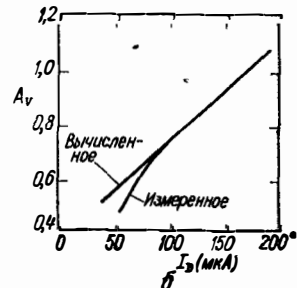


Рис. 3.11. Схема измерения петлевого усиления и результаты измерений и вычислений



видно, что выражение (3-4) дает достаточно точное приближение коэффициента усиления напряжения разомкнутой цепи.

Уровни переключаются напряжений. Уровень входного напряжения, при котором выходное напряжение триггера Шмитта изменяется с низкого на высокое, обозначают $V_{ВКЛ}$. Уровень входного напряжения, при котором цепь переключается обратно в состояние с низким выходным напряжением обозначают $V_{ВЫКЛ}$.

Будем считать, что входной сигнал $V_{ВХ}$ (для цепи на рис. 3.7) имеет низкий потенциал и что Q_2 открыт. Транзистор Q_2 может быть либо насыщен, либо находится в активном режиме в зависимости от того, как спроектирована цепь. Если Q_2 насыщен, то цепь не ведет себя как линейный усилитель и малые изменения напряжения в точке C не влияют на коллекторный ток Q_2 . Для того чтобы коллекторный ток Q_2 изменился, ток стока Q_1 должен возрасти до значения, когда падение напряжения на R_1 начинает запирает Q_2 . Однако, если Q_2 не насыщен, цепь представляет собой линейный усилитель для любого значения тока стока и регенерация наступает при меньших уровнях $V_{ВХ}$. Найдем условия, при которых Q_2 выводится из насыщения.

Если Q_1 в схеме рис. 3.7 заперт, потенциал определяется из

$$V_B = V_A - V_{BE(ВКЛ)}, \quad (3.5)$$

где $V_{BE(ВКЛ)}$ — падение напряжения на открытом эмиттерном переходе Q_2 , а напряжение V_A определяется выражением

$$V_A = \frac{[V_{CC} - I_B(R_1 + R_2)] R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \quad (3.6)$$

Подставим в (3-1) выражение для V_B из (3-5), заменив при этом $V_{ВХ}$ на $V_{ВКЛ}$. Тогда, решив полученное уравнение относительно $V_{ВКЛ}$, получаем

$$V_{ВКЛ} = V_{GS} + V_A - V_{BE(ВКЛ)} \quad (3.7)$$

Это выражение дает значение $V_{ВКЛ}$ через параметры цепи. Напряжение V_{GS} соответствует уровню, при котором усиление разомкнутой цепи равно единице.

После переключения триггера Шмитта (рис. 3.7) в состояние, при котором Q_1 открыт, а Q_2 заперт, напряжение на эмиттерном переходе Q_2 находится из

$$V_{BE(ВЫКЛ)} = \frac{(V_{CC} - I_D R_1) R_3}{R_1 + R_2 + R_3} - I_D R_4 \quad (3.8)$$

где I_D — ток стока транзистора Q_1 .

Уровень $V_{BE(ВКЛ)}$ более отрицателен, чем напряжение на эмиттерном переходе открытого Q_2 . С уменьшением $V_{ВХ}$ уменьшается I_D и $V_{BE(ВЫКЛ)}$ становится более положительным. Для того, чтобы Q_2 начал проводить ток, уровень $V_{BE(ВЫКЛ)}$ должен возрасти приблизительно на 0,5 В (предполагая, что Q_2 маломощный кремниевый транзистор).

3.3.2 ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРИГГЕРА ШМИТТА

Пусть цепь рис. 3.7 должна быть использована в качестве триггера Шмитта. Заданы условия. $V_{ВКЛ} = 2$ В, $V_{ВЫКЛ} = 1,8$ В, $V_{CC} = +20$ В. Тип униполярного транзистора — 2N3824, имеющий V_P приблизительно 5,15 В, и характеристики аналогичны приведенным на рис. 3.9 и 3.10. В качестве Q_2 используется транзистор типа 2N706.

Коллекторный ток I_C и сопротивление R_5 . Произведение $I_C R_5$ определяет скачок

напряжения на выходе. Когда Q_2 открыт, величина V_{CC} распределяется на последовательно соединенных R_5 , Q_2 и R_4 . На данном этапе анализа еще ни одно из этих трех падений напряжения неизвестно.

Падение напряжения на R_4 может быть найдено решением системы уравнений (3-5) и (3-7) относительно V_B . Это дает

$$V_B = V_{ВКЛ} - V_{GS} \quad (3-9)$$

Когда открывается Q_1 , V_{GS} немного менее отрицательно, чем V_P (положим $V_{GS} = -5$ В). При этих условиях V_B не должно быть больше, чем $2 - (-5) = 7$ В.

Если предположить, что Q_2 не насыщается, то в открытом состоянии на нем должно оставаться напряжение V_{CE} по крайней мере 1 В. Очевидно, что падение напряжения на R_5 будет $20 - 7 - 1 = 12$ В.

Выберем значение $I_C R_5 = 10$ В. Это дает напряжение $V_{CE} = 2$ В на открытом Q_2 . Выбор значений I_C и R_5 в основном зависит от емкости нагрузки на выходе цепи и любых ограничений на время спада выходного сигнала (малое значение R_5 дает малое время спада). Но, так как в данном примере не оговорено время спада сигнала, выберем $R_5 = 10$ кОм. Отсюда уровень коллекторного тока $I_C = 1$ мА.

Резисторы R_3 и R_4 . При коллекторном токе 1 мА, напряжение V_{BE} для 2N706 определяется величиной 0,67 В. В последующих соотношениях должно использоваться такое значение V_{GS} , чтобы обеспечивалось единичное усиление разомкнутой цепи. Но так как R_1 , R_2 и R_3 пока неизвестны, нельзя воспользоваться выражением (3.4) для определения требуемой величины y_{fs} (а, следовательно, и V_{GS}), поэтому задается $y_{fs} = 500$ мкСм, что соответствует величине V_{GS} примерно -5 В (по характеристике рис. 3.10). Подстановка $V_{GS} = -5$ В, $V_{BE} = 0,67$ В и $V_{ВКЛ} = 2$ В в выражение (3-7), разрешенное относительно V_A , дает:

$$V_A = V_{ВКЛ} - V_{GS} + V_{BE} = 2 - (-5) + 0,67 = 7,67 \text{ В} \quad (3-10)$$

Так как $V_B = V_A - V_{BE}$, то при $V_A = 7,67$ В потенциал точки B равен 7 В. Тогда сопротивление R_4 определяется как

$$R_4 = \frac{V_B}{I_C} = \frac{7}{0,001} = 7 \text{ кОм} \quad (3-11)$$

На рис. 3.12 показана входная цепь до базы Q_2 . Если Q_2 заперт и пренебрежимо мал обратный ток утечки коллекторного перехода I_{C0} , напряжение V_A выражается следующим образом

$$V_A = I_0 R_3 \quad (3-12)$$

Для того, чтобы потенциал V_A был относительно независим от малых изменений базового тока, выберем ток I_0 в 10 раз больше тока I_B . Коэффициент усиления постоянного тока для типичного используемого здесь транзистора 2N706 равен 82 при коллекторном токе 1 мА и $V_{BE} = 0,67$ В. Тогда ток базы $I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1 \cdot 10^{-3}}{82} =$

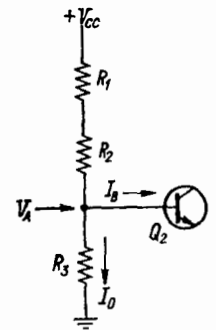


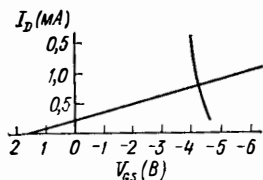
Рис. 3.12 Вход на базу Q_2 (Texas Instr.)

= 0,0122 мА. Увеличив его в 10 раз, получим ток делителя $I_0 = 0,122$ мА. Зная $V_A = 7,67$ В и $I_0 = 0,122$ мА, из (3-12) находим $R_3 = 7,67/0,122 = 62,8$ кОм.

Резисторы R_1 и R_2 . Ток I_0 в цепи на рис. 3.12 можно выразить соотношением

$$I_0 = \frac{V_{CC}}{1,1(R_1 + R_2) + R_3} \quad (3-13)$$

Здесь все величины, кроме R_1 и R_2 , уже известны. Выражение (3-8) также содержит R_1 и R_2 . Решив совместно (3-8) и (3-13) относительно R_1 , получим:



$$R_1 = \frac{V_{CC}}{I_0} - \frac{(V_{BE(ВЫКЛ)} + I_0 R_4)(V_{CC} + 0,11 I_D R_3)}{1,1 I_0 I_0 R_3} \quad (3-14)$$

Рис. 3.13. Управляющая характеристика и нагрузочная линия для примера расчета (Texas Instr.)

В (3-14) все величины, кроме $V_{BE(ВЫКЛ)}$ и I_D , известны. Положим $V_{BE(ВЫКЛ)} = 0,5$ В, что вполне логично для кремниевых транзисторов. Величина I_D есть ток стока, протекающий (под действием $V_{ВХ}$) при $V_{ВЫКЛ} = 1,8$ В.

Ток I_D для данного уровня $V_{ВХ}$ определяют графически. Часть передаточной характеристики вместе с нагрузочной прямой, имеющей наклон $\frac{1}{R_1}$, показаны на рис. 3.13. Нагрузочная линия пересекает горизонтальную ось при $V_{GS} = V_{ВЫКЛ} = V_P = 1,8$ В. Нагрузочная линия пересекает также кривую I_D в точке 0,875 мА. Следовательно, при потенциале на затворе $Q_1 V_{ВЫКЛ} = 1,8$ В протекает ток $I_D = 0,875$ мА. Теперь, используя (3-14), находим $R_1 = 4,2$ кОм.

По известным значениям V_{CC} , I_0 , R_1 и R_2 из преобразованного (3-13) находим

$$R_2 = \frac{V_{CC}/I_0 - R_3}{1,1} - R_1 = \frac{20 \text{ В}/0,122 \text{ мА} - 62,8 \text{ кОм}}{1,1} - 4,2 \text{ кОм} = 87,8 \text{ кОм}.$$

4. ЦЕПИ С ФОТОТРАНЗИСТОРАМИ

Фототранзистор — это прибор, в котором протекающий ток управляется световым потоком. По существу, любой транзистор будет функционировать как фототранзистор, если кристалл подвергать действию света. Однако, для наилучшего использования фотоэффекта в транзисторе необходимы определенные конструктивные особенности.

Цепи с фототранзисторами также требуют специальных технических приемов. Разработчик цепей должен дополнить свои общие знания сведениями об оптических и энергетических характеристиках излучения и их взаимосвязи. Настоящая глава содержит самую общую информацию, необходимую разработчику цепей.

Глава начинается с краткого обзора теории и характеристик фототранзисторов, далее обсуждаются вопросы, связанные с излучением, освещением и оптикой (ориентировано на их значение в проектировании фототранзисторных цепей). Рассматриваются также различные аспекты проектирования как на низких частотах (или на постоянном токе), так и на высоких частотах. Применение основ проектирования иллюстрируется примерами расчета типичных цепей с фототранзисторами.

4.1. ТЕОРИЯ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

Работа фототранзистора основана на явлении фотоэффекта в полупроводнике. Свет подходящей длины волны обуславливает появление пары электрон-дырка (носители заряда) в транзисторе, а приложенное напряжение заставляет эти носители двигаться, что приводит к появлению тока. Интенсивность освещения определяет число генерируемых пар носителей заряда, а значит и величину протекающего в результате тока.

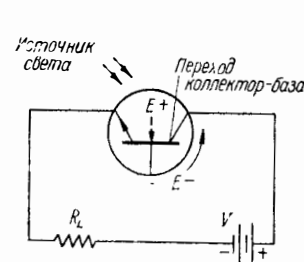


Рис. 4.1. Движение фотогенерируемых носителей в фототранзисторе

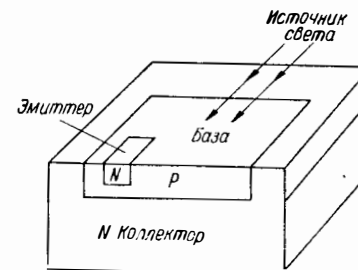


Рис. 4.2. Типичная структура фототранзистора с двойной диффузией

В фототранзисторе генерация носителей имеет место вблизи коллекторно-базового перехода. Как показано на рис. 4.1. для *n-p-n*-прибора, фотогенерируемые дырки будут накапливаться в базе. В частности, дырки, образовавшиеся в базе, там и останутся, тогда как дырки, образовавшиеся в коллекторе, будут дрейфовать в базу под действием сильного поля *p-n*-перехода. Аналогичный процесс обуславливает также накопление электронов в коллекторе. Однако, заряды не будут накапливаться на переходе, а попытаются распределиться равномерно по всему объему. Следовательно, дырки будут диффундировать через объем базы в направлении эмиттерного перехода.

Достигнув перехода, дырки инжектируются в эмиттерную область. Это, в свою очередь, заставит эмиттер инжектировать электроны в базу. Поскольку инжекционная эффективность эмиттера много больше инжекционной эффективности базы, каждая инжектированная дырка обуславливает инжектирование многих электронов.

С этого момента все происходит, как в обычном транзисторе. Инжектированные эмиттером электроны движутся через базу и (под действием поля перехода) дрейфуют в коллектор. Там они объединяются с фотоэлектронами и образуют результирующий ток.

Поскольку фотогенерация носителей имеет место в области перехода коллектор-база, то количество генерируемых носителей тем больше, чем больше размеры этой области. Таким образом, как это видно из рис. 4.2, фототранзисторы проектируются так, чтобы могла освещаться наибольшая поверхность.

4.2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

Фототранзистор может иметь два или три вывода. В трехэлектродном варианте база выполняется управляемой электрически и прибор может быть использован как стандартный биполярный транзистор с дополнительной чувствительностью к свету или без нее. В двухэлектродном варианте база электрически не управляется, и транзистор может быть использован только со

световым входным сигналом. В большинстве применений свет является единственным управляющим сигналом транзистора, поэтому двухэлектродный вариант более известен

Фототранзистор может быть представлен двухполюсной схемной моделью, показанной на рис. 4.3. В этой схеме генератор тока I_{GEN} представляет фототок. Остальные элементы рис. 4.3 могут рассматриваться как распределенные компоненты гибридной П-образной модели транзистора. Как видно из модели на рис. 4.3, в отсутствие освещенности I_{GEN} равен нулю, а значит и $V_{be} = 0$. Это означает, что результирующий ток I (приблизительно равный $g_m \times V_{be} \times \beta$) также равен нулю.

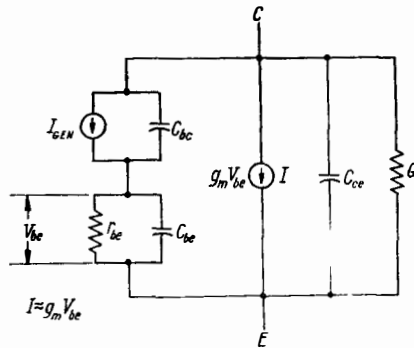


Рис. 4.3 Модель фототранзистора со свободной базой

В действительности, существует ток термогенерации I_0 , который суммируется с фототоком I_{GEN} . Этот ток обычно имеет порядок 10 нА при комнатной температуре и (в большинстве случаев) им можно пренебречь.

Для трехэлектродного прибора модель на рис. 4.3 должна быть дополнена только сопротивлением r_b подключенным в узел соединения C_{bc} и C_{be} . Тогда второй конец этого сопротивления является выводом базы.

Поскольку трехэлектродный фототранзистор менее распространен, чем двухэлектродный, единственным преимуществом базового вывода является возможность стабилизации режима работы прибора в широком диапазоне температур либо использование базы для специфических схемных решений. Часто упоминают о возможности оптимизации чувствительности фототранзистора путем использования базы. Идея состоит в электрическом смещении коллекторного тока до величины, при которой h_{fe} (или β) максимален. Однако введение любого сопротивления в базу приводит к общему уменьшению фоточувствительности. Сопротивление базы эмиттер шунтирует некоторый ток эмиттерного перехода, и этот ток не умножается на h_{fe} (β). Когда фототранзистор смещен на максимум h_{fe} , величина сопротивления в базе настолько мала, что шунтируется заметная величина фототока через эмиттерный переход. В результате чувствительность оказывается меньшей, чем в приборе со свободной базой.

4.2.1 СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

Чувствительность фототранзистора зависит от длины волны. На практике характеристику фототранзистора определяют для некоторого диапазона длин волн. На рис. 4.4 показана нормированная характеристика для типичного фототранзистора (приборов MRD фирмы Motorola), из которой видно, что максимум чувствительности имеет место при длине волны 0,8 микрон. Искривленные характеристики в области 0,6 микрон являются следствием интерференции в слое оксида, покрывающего поверхность транзистора.

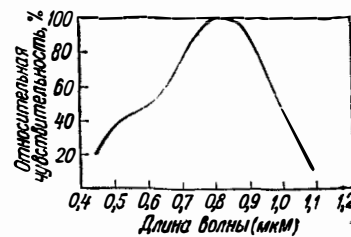


Рис. 4.4 Спектральная чувствительность фототранзисторов серии MRD (Motorola)

4.2.2 ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ К ИЗЛУЧЕНИЮ

Абсолютная чувствительность фототранзистора MRD450 к излучению показана на рис. 4.5. Эта чувствительность приведена для лампы с вольфрамовой нитью накаливания с цветовой температурой 2870 К (цветовая температура выражается в градусах Кельвина). Как будет показано ниже, чувствительность транзистора сильно зависит от цветовой температуры источника света.

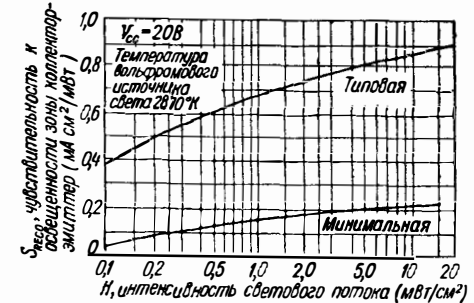


Рис. 4.5 Световая чувствительность транзистора MRD 45a (Motorola)

4.3 ИСТОЧНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ И ОСВЕЩЕНИЯ

Действие источника излучения на фототранзистор зависит от спектральной чувствительности транзистора и распределения энергии в спектре источника. При рассмотрении этой энергии используются два (взаимосвязанных родственных) вида терминологии Гервала: из них энергетическая, относящаяся к физическим системам, вторая — фотометрическая, относящаяся к физиологическим системам.

Фотометрическая система определяет энергию относительно визуального действия. Например, свет от стандартной лампы в 60 Вт является явно видимым и, как

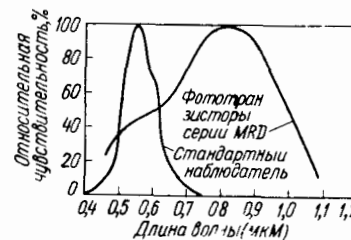


Рис. 4.6 Спектральная чувствительность стандартного наблюдателя и фототранзисторов серии MRD (Motorola)

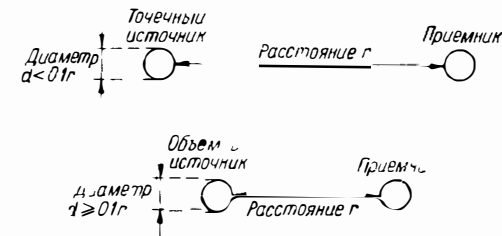


Рис. 4.7 Определение точечного и пространственного источника

таковой, характеризуется некоторым фотометрическим параметром. Излучение резистора мощностью в 60 Вт невидимо и его фотометрический показатель равен нулю. Но и лампа накаливания, и резистор характеризуются некоторыми энергетическими параметрами.

Определяющим фактором для фотометрических систем является кривая спектральной чувствительности стандартного наблюдателя. На рис. 4.6 такая кривая сравнивается со спектральной чувствительностью фототранзисторов серии MRD. Определение спектральной чувствительности энергетической системы можно представить себе как отклик на единицу освещенности для всех длин волн. Сравнение энергетической и фотометрической терминологии приведено в таблице к рис. 4.7.

Между энергетическими и фотометрическими величинами существует взаимосвязь. Так, на длине волны 0,55 мкм (длина волны максимальной чувствительности

Энергетическая и фотометрическая терминология (табл к рис 47)

Описание	Энергетические единицы	Фотометрические единицы
Поток лучистой энергии	Лучистый поток, P ватт	Световой поток I люмен
Поток испускаемый с поверхности источника	Энергетическая светимость, W ватт/метр ²	Светимость, L , люмен/метр ²
Сила источника излучения (объемный источник)	Энергетическая яркость B_R , ватт/(стерадиан × метр ²)	Яркость, B_L , кандела/метр ²
Сила источника излучения (точечный источник)	Энергетическая сила света I_R , ватт/стерадиан	Сила света I_L , кандела
Плотность потока падающего на поверхность приемника	Энергетическая освещенность (облученность) H ватт/метр ²	Освещенность, E , люкс

стандартного наблюдателя) излучаемый поток мощностью в 1 Вт равен световому потоку 680 лм (люмен)

Фотометрическое действие источника излучения может быть измерено непосредственно фотометром. Однако, большинство фототранзисторов ориентированы на использование с энергетическими системами. Поэтому часто оказывается необходимым преобразовывать фотометрические параметры источника, такие как номинальная мощность лампы накапливания в канделах в энергетические параметры.

4.31 ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ РАСЧЕТЫ ИСТОЧНИКОВ СВЕТА

В проектировании электро-оптических систем геометрические соотношения имеют первостепенное значение. Источник можно рассматривать как *точку* или *пространство* в зависимости от соотношения между размерами источника и расстоянием между источником и светоприемником (детектором).

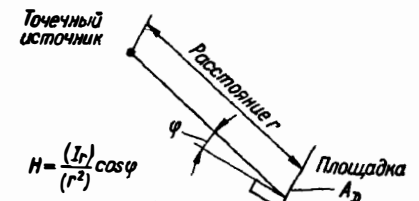
Точечный источник. Точечным называют источники, диаметр которых составляет меньше десяти процентов от расстояния между источником и детектором. На рис 4.8 показан точечный источник, излучение которого одинаково во всех направлениях. Там же приведены расчетные соотношения для точечного источника в терминах энергетических и фотометрических величин. Рис 4.8 основан на предположении, что фотодетектор расположен так, что его поверхность касательна к сфере с точечным источником в центре. Плоскость детектора может быть расположена под углом к касательной плоскости. При этих условиях, как показано на рис 4.9, светимость (H) и освещенность (E) изменяются с изменением угла Φ .

Объемный источник. Если диаметр источника больше 10% расстояния до детектора, его считают объемным. Этот случай показан на рис 4.10. На рис 4.11 приведены расчетные соотношения для объемного источника.



Точечный источник, излучающий равномерно во всех направлениях
 $\Omega = A_D / r^2$ (стер)
 $\Omega_{сферы} = 4\pi$ (стер)

Рис 4.8 Соотношения для точечного источника



Точечный источник
 $H = \frac{I_R}{r^2} \cos \Phi$
 $E = \frac{I_L}{r^2} \cos \Phi$

Рис 4.9 Светимость H и освещенность E при направлении на источник не перпендикулярно плоскости приемника

Соотношения для точечного источника

Описание	энергетические единицы	Фотометрические единицы
Сила точечного источника света	I_R , ватт/стерадиан	I_L , люмен/стерадиан кандела
Интенсивность падающего потока	Облученность $H = \frac{I_R}{r^2}$ ватт/расстояние ²	Освещенность $E = \frac{I_L}{r^2}$ люмен/расстояние ² , люкс
Полный поток от точечного источника	$P = 12,56 I_L$ ватт	$I = 12,56 I_L$ люмен

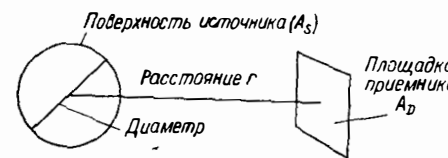


Рис 4.10 Геометрия области источника, когда диаметр больше 10% расстояния

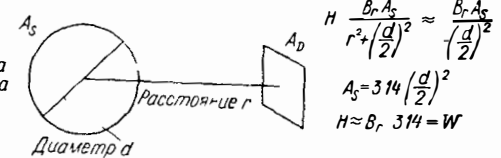


Рис 4.11 Расчетные соотношения для объемного источника в специальном случае, когда $d/2 > r$

Расчетные соотношения для объемного источника

Описание	энергетические единицы	Фотометрические единицы
Яркость источника	B_R , ватт/(стерадиан × метр ²)	B_L , кандела/метр ²
Плотность излучаемого потока	$W = 3,14 B_R$, ватт/метр ²	$L = 3,14 B_L$, люмен/метр ²
Плотность падающего потока	$H = B_R A_S / (r^2 + \frac{d^2}{4})$, ватт/метр ²	$E = B_L A_S / (r^2 + \frac{d^2}{4})$, люмен/метр ²

Заслуживает отдельного рассмотрения случай, когда диаметр источника много больше разделяющего расстояния (то есть, когда детектор находится в непосредственной близости от источника). При этих условиях излучаемый и падающий потоки равны и общая падающая энергия приблизительно совпадает с общей излученной энергией. В этом случае говорят, что между источником и детектором существует *полная связь*.

4.3.2 ОБЪЕКТИВЫ ДЛЯ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

Для увеличения освещенности детектора могут быть эффективно использованы объективы. Как видно из рис 4.12, а, облученные поверхности объекта точечным источником с силой света I равно

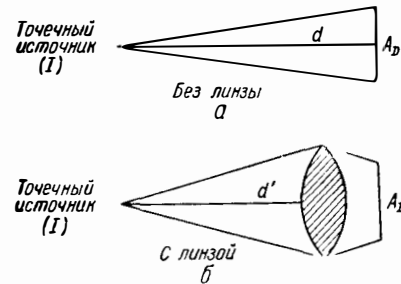


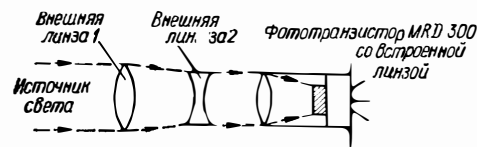
Рис. 4.12 Использование линзы для увеличения освещенности приемника
а — без линзы б — с линзой

облучение = интенсивность / (разделяющее расстояние)²
На рис 4.12, б между источником света и детектором размещается линза. Если радиус линзы больше радиуса детектора, то увеличение падающего на детектор светового потока приближенно выражается как
увеличение линзы = $0,9 \times (\text{радиус линзы} / \text{радиус детектора})^2$

Следует подчеркнуть, что при произвольном расположении линзы могут принести больше вреда, чем пользы. Эффективность системы линз обеспечивается тщательным расчетом.

Например, фототранзистор MRD 300 снабжен линзой, которая эффективна при параллельном потоке падающих световых лучей (приблизительно, как при удельном точечном источнике). Если перед этим фототранзистором поместить внешнюю линзу, как показано на рис 4.13, падающий на линзу транзистора поток становится непараллельным. Тем самым светопередающая цепь окажется расстроенной. В результате, захватываемая фототранзистором часть светового потока будет меньше, чем без внешней линзы.

Рис 4.13 Возможное искажение, обусловленное необоснованным применением внешней линзы



На рис. 4.14 показана эффективная система линз. Линза 1 сводит падающий на ее поверхность поток к линзе 2, которая преобразует сходящийся пучок в параллельный. Входной световой поток фототранзистора равен (если пренебречь потерями в линзах 1, 2) потоку, падающему на линзу 1. Это эквивалентно увеличению поверхности фототранзистора до размеров линзы 1.

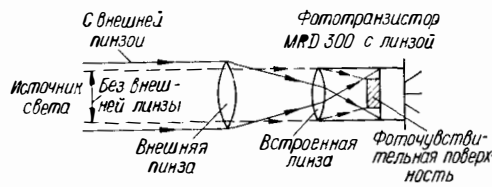
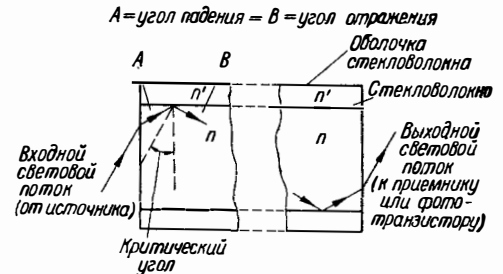


Рис 4.14 Эффективное использование внешней оптики с фототранзистором типа MRD 300
поверхность фототранзистора \approx поверхность внешней линзы

4.3.3 ВОЛОКОННАЯ ОПТИКА В ФОТОТРАНЗИСТОРАХ

Эффективным способом улучшения связи между источником излучения и детектором является использование волоконной оптики. Работа оптического волокна основана на принципе *полного внутреннего отражения*, как показано на рис 4.15. Стекловолокно с коэффициентом преломления n покрыто стекловолокном с меньшим коэффициентом преломления n' .



Падающий на входной торец стекловолокна световой луч преломляется на границе воздух—стекло. Если после преломления луч света достигает границы раздела двух материалов n в под углом A , меньшим, чем критический угол на рис 4.15, то свет отражается внутрь волокна под углом B , равным углу A . Пройдя через стекловолокно, свет преломится на границе стекло—воздух выходного торца.

Рис 4.15 Преломление в оптическом волокне, используемом между источником света и фототранзистором

Для полного внутреннего отражения свет должен падать на входной торец под углом, обеспечивающим угол внутреннего отражения, равный (или меньше) половине угла, который дополняет критический до 90° .

Поскольку луч света проходит внутри стекла, неизбежно некоторое его ослабление. Для типичного стекловолокна коэффициент поглощения от 15% до 30% считается вполне приемлемым. Кроме того, необходимо учитывать потери на входном и выходном торцах световода, которые обычно достигают 30%. В результате, из светового потока, падающего на входной торец световода длиной, например, 1 метр, до детектора доходит около 50%.

4.3.4 ВОЛЬФРАМОВЫЕ ЛАМПЫ ДЛЯ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

В качестве источника излучения для фототранзистора часто используют лампы накаливания с вольфрамовой нитью. Энергия излучения таких ламп распределена в широком диапазоне длин волн. Так как глаз человека и фототранзистор обладают различной спектральной чувствительностью, вольфрамовые лампы на них также различно. При этом спектральный состав излучения вольфрамового излучателя существенно зависит от *цветовой температуры*.

Цветовая температура лампы — это температура идеально черного излучателя, необходимая для того, чтобы он создавал такой же оптический эффект, как и лампа. При низкой цветовой температуре видимое излучение вольфрамовой лампы весьма мало. По мере роста цветовой температуры излучение смещается в область видимого спектра.

На рис 4.16 приведены спектральные характеристики вольфрамовых ламп для различных значений цветовой температуры. Лампы рассеивают одинаковую энергию, а их характеристики приведены по отношению к характеристике с цветовой температурой 2800 К. Для сопоставления там же показаны спектральные характеристики стандартного наблюдателя и фототранзисторов MRD фирмы Motorola.

Эффективное излучение. Хотя чаще всего известна чувствительность фотодетектора по отношению к источнику света, более общей является чувствительность его к источнику излучения. По этой причине целесообразнее проводить расчеты в терминах излучения. Однако из-за того, что спектральные характеристики источника и детектора в общем случае разнородны, необходимо эти характеристики объединить. Графическое объединение было проведено для фототранзисторов MRD для некоторых

значений цветовой температуры лампы. Результат в относительных единицах приведен на рис. 4 17 в виде зависимости относительной светимости от цветовой температуры. Как видно из рисунка, эффективность вольфрамовой лампы при температуре 2600 К

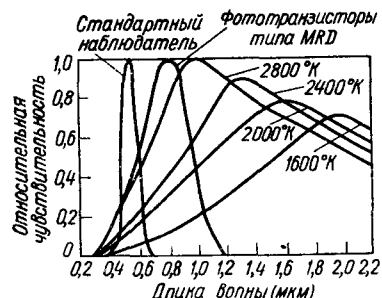


Рис. 4 16 Распределение спектра излучения вольфрамовой лампы как функция цветовой температуры

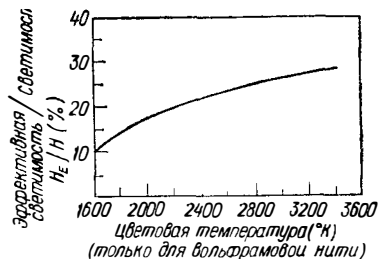


Рис. 4 17 Относительная светимость как функция цветовой температуры для фототранзисторов MRD (Motorol)

составляет около 24% при использовании серия фототранзисторов типа MRD. Это значит, что из потока излучения такой лампы, измеренного эталоном и равного 20 мВт/см², фототранзистор эффективно воспринимает приблизительно 20 × 0,236 = 4,72 мВт/см².

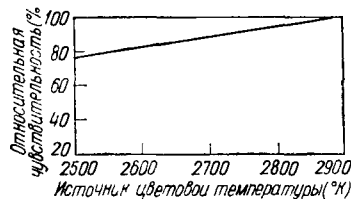


Рис. 4 18 Относительная чувствительность фототранзисторов MRD как функция цветовой температуры

Спецификации для партии фототранзисторов MRD содержат корректирующие коэффициенты для эффективного излучения. Например, для MRD450 установлена типичная чувствительность 0,8 мА/(мВт/см²). Параметр получен для вольфрамового источника с температурой 2870 К, излучающего на транзистор около 5 мВт/см². Это должно вызвать протекание тока около 4 мА (5 мА × 0,8). Но, как следует из рис. 4 17, эффективное излучение составляет 0,255 × 5 = 1,28 мВт/см².

Используя значение эффективного излучения и значение протекающего тока для типич-

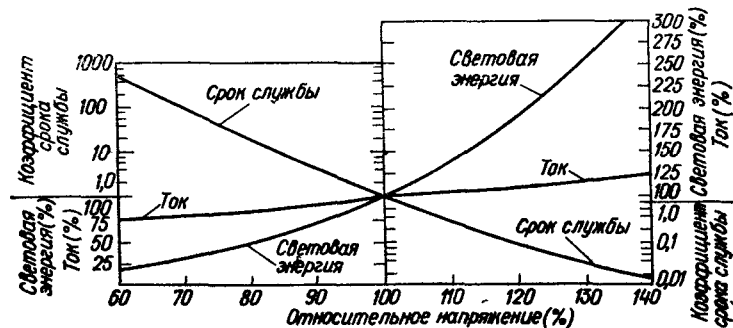


Рис. 4.19. Изменение параметров вольфрамовой лампы в зависимости от изменений напряжения (Motorola)

ной чувствительности 4 мА, найдем, что чувствительность к монохроматическому излучению равна 4 мА/(1,28 мВт/см²) = 3,13 мА/(мВт/см²).

Как уже отмечалось, излучение 20 мВт/см² дает эффективную освещенность 4,72 мВт/см² (т. е. излучение 20 мВт/см² аналогично монохроматическому излучению 4,72 мВт/см²). Следовательно, результирующий ток равен 3,13 × 4,72 = 14,0 мА.

Другой метод основан на использовании характеристики относительной чувствительности как функции цветовой температуры (рис. 4 18). Как видно из рисунка, относительная чувствительность снижается до 83% при цветовой температуре 2600 К. Типичная чувствительность MRD450, определенная для освещенности 20 мВт/см² от лампы с вольфрамовой нитью при температуре 2870 К, равна 0,9 мА/(мВт/см²). При температуре источника 2600 К и освещенности 20 мВт/см² будет протекать ток 20 × 0,83 × 0,9 = 14,9 мА.

Определение цветовой температуры. Проектировщик электронных цепи не всегда имеет возможность измерить цветовую температуру. Но, если он сможет измерить напряжение то сможет получить и разумное приближение цветовой температуры.

На рис. 4 19 показаны классические зависимости тока силы света (световой пернии) и срока службы вольфрамовой лампы как функции приложенного к ней напряжения. На рис. 4 20 показана зависимость цветовой температуры от отношения силы света (в канделах) к электрической мощности (в ваттах) лампы в рабочей точке.

Пусть, например, в качестве источника света для фототранзистора используется индикаторная лампа типа 47. С целью увеличения срока службы на нее подают напряжение равное 80% от номинального. Лампа типа 47 рассчитана на 6,3 В и 150 мА при силе света 0,52 кд.

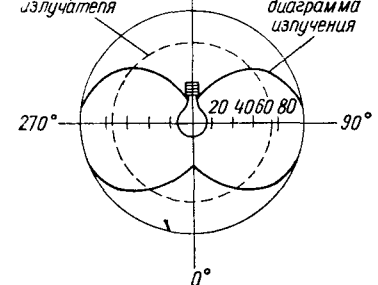


Рис. 4 21 Типичная диаграмма излучения для матовой лампы с вольфрамовой нитью

Из графика на рис. 4 19 находим, что при напряжении, составляющем 80% от номинального, протекает ток, равный 86% номинального, т. е. есть 150 мА × 0,86 = 129 мА, а сила света при этом равна 50% расчетной, т. е. 0,52 × 0,50 = 0,26 кд.

При напряжении 6,3 × 0,80 = 5,04 В и токе 129 мА на лампе рассеивается мощность 5,04 × 0,129 = 0,65 Вт. Используя отношение 0,26/0,65 = 0,4, по графику на рис. 4 20 находим, что цветовая температура приблизительно равна 2300 К.

Геометрические соображения. Силу света большинства ламп определяют как полную световую задачу в окружающее пространство, отнесенную к единице телесного угла. Тем самым сила света усредняется по всем направлениям. Однако, излучение вольфрамовой лампы распределено неравномерно, поэтому сила света зависит от ориентации лампы.

На рис. 4 21 показана диаграмма распределения светового потока типичной матовой вольфрамовой лампы. Если ось лампы расположена вертикально, то максимум излучения приходится на горизонтальные направления. Штриховая кривая на рисунке представляет диаграмму равномерного излучателя, площадь которой равна площади реальной диаграммы. Из кривых видно, что излучение в горизонтальном направлении в 1,33 раза больше средней силы света, тогда как излучение в вертикальном

направленн, противоположном цоколю лампы, составляет только 0,48 средней силы света. Реальное распределение силы света лампы зависит от формы нити накалвания, ее размеров и ориентации так же, как и от телесного угла, ограниченного цоколем лампы, и расстояния от цоколя до центра нити накалвания.

Если сила света лампы приводится для горизонтального направления, то с помощью приведенной диаграммы можно довольно точно рассчитать освещенность относительно фотоприемника

Другой формой оценки является энергетическая сила света, приводимая для ламп с рефлекторами. В любой системе измерения излучения этот параметр может быть дан в люмен/стерадиан (лм/ср) или канделах (кд)

4.3.5 ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИСТОЧНИКИ СВЕТА ДЛЯ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ

В отличие от широкого спектра, излучаемого вольфрамовыми лампами, энергия излучения полупроводниковых источников света сосредоточена в относительно узком диапазоне длин волн. Светодиоды (СД) из арсенида галлия (GaAs) имеют спектральную характеристику излучения, которая хорошо сочетается с характеристиками кремниевых фототранзисторов. Как видно из рис. 4.22, светодиоды излучают свет различной длины волны в зависимости от типа материала полупроводника.

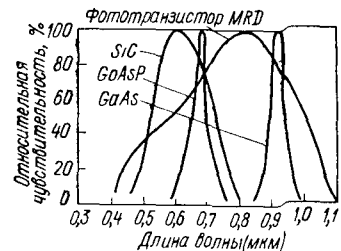


Рис. 4.22 Спектральные характеристики для светодиодов на основе GaAs, GaAsP и SiC и фототранзисторов MRD (Motorola)

Светодиоды из GaAs и фототранзисторы серии MRD тщательно согласованы. Отношение эффективного излучения к полному излучению составляет 0,9, т.е. фототранзистор воспринимает 90% излученного светодиодом из GaAs света. Например, если светодиод излучает световой поток с плотностью энергии 4 мВт/см², то фототранзистор воспринимает 3,6 мВт/см². Это значит, что типичный светодиод из GaAs в 3,5 раза эффективнее, чем вольфрамовая лампа при температуре 2870 К. Таким образом, общая чувствительность MRD450, средняя чувствительность которого равна 0,8 мА/(мВт/см²) в сочетании со светодиодом из GaAs, возрастает до величины 0,8 × 3,5 = 2,8 мА/(мВт/см²)

Использование светодиодов с объективом. Дополнительное обстоятельство использования светодиодов связано с полярной чувствительностью. Наличие линзы в корпусе светодиода, как и в случае с любым источником света, ограничивает телесный угол. В случае, когда линза со светодиодом используется, результирующая освещенность определяется выражением

$$H = \frac{4P}{3,14\Omega^2 d^2} \cdot \text{Вт/см}^2,$$

где P — полная выходная энергия излучения светодиода в ваттах, Ω — телесный угол в стерадианах, d — расстояние между светодиодом и детектором в сантиметрах.

4.4 ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ НА ПОСТОЯННОМ ТОКЕ И НИЗКИХ ЧАСТОТАХ

Схемная модель, приведенная на рис. 4.23, обычно вполне достаточна для расчетов на низких частотах и установившихся режимах цепей, содержащих фототранзисторы. Заметим, что модель не содержит емкостей,

что вполне допустимо при ее использовании для низких частот и на постоянном токе. Заметим также, что диапазон частот, в котором применима показанная на рис. 4.23 модель, существенно зависит от сопротивления нагрузки.

На рис. 4.24 приведены графики зависимости верхней граничной частоты коэффициента передачи фототранзистора (частота спада на 3 дБ) как функции величины

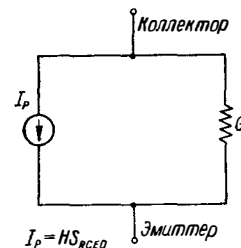


Рис. 4.23 Модель фототранзистора со свободной базой для постоянного тока и низких частот

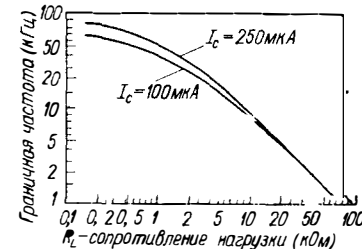


Рис. 4.24 Зависимость граничной частоты (спад на 3 дБ) от сопротивления нагрузки для фототранзисторов типа MRD (Motorola)

нагрузочного сопротивления. Пусть модулируемый источник света должен управлять фототранзистором с частотой 10 кГц. Для результирующего фототока 100 мкА при частоте 10 кГц из рис. 4.24 находим, что максимальное сопротивление нагрузки $R_L \leq 8$ кОм. Это значит, что при расчете цепи с током через фототранзистор 100 мкА на частоте до 10 кГц низкочастотная модель пригодна, если сопротивление нагрузки меньше или равно 8 кОм. С ростом сопротивления нагрузки при неизменной величине фототока и верхней граничной частоты модель становится неточной. Вместо нее может быть использована модель, приведенная на рис. 4.3 или ей подобная. Вместо углубления в модели фототранзисторов будем применять расчетные соотношения и данные к реальным задачам на низких частотах или при установившемся режиме

4.4.1 УПРАВЛЯЕМОЕ СВЕТОМ РЕЛЕ НА ФОТОТРАНЗИСТОРЕ

На рис. 4.25 показана схема фотореле, срабатывающего от светового сигнала. При освещении фототранзистора Q₁ открывается транзистор Q₂ и реле K₁ срабатывает. Используемое в этой цепи реле при насыщении транзистора Q₂ потребляет ток около 5 мА. Минимальное значение параметра h_{fe} (или h₂₁) транзистора MPS3394 равно 55. Следовательно, базовый ток 0,5 мА транзистора Q₂ будет более, чем достаточен для управления реле, когда транзистор Q₂ насыщен. В свою очередь, требуемый 0,5 мА базовый ток транзистора Q₂ обеспечивается фототранзистором Q₁ при условии его достаточной освещенности.

Чтобы найти необходимую освещенность для Q₁, разделим требуемый базовый ток на

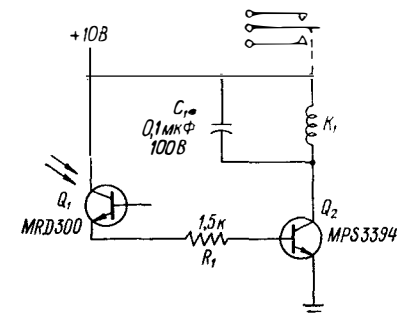


Рис. 4.25 Светочувствительное реле на основе фототранзистора типа MRD (Motorola)

светочувствительность Q_1 [которая равна 0,4 мкА/люкс]. Итак, требуемая освещенность: $0,5 \text{ мА} / (0,4 \times 10^{-3} \text{ мА/лк}) = 12,5 \text{ лк}$. Такую освещенность может обеспечить, например, лампа-вспышка или другой эквивалентный источник света.

4.5. ПРИМЕНЕНИЕ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Для практических расчетов фототранзистор достаточно точно можно представить источником тока с переходной характеристикой инерционного звена первого порядка. При этом совместно с уже упомянутыми переключательными параметрами фототранзистора большинство задач расчета на высоких частотах может быть решено без больших усилий. Перед рассмотрением практических примеров расчета проанализируем переключательные характеристики типовых фототранзисторов.

4.5.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ФОТОТРАНЗИСТОРА В РЕЖИМЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ

При переключении фототранзистора из закрытого состояния в открытое время задержки существенно связано с постоянной времени RC-перехода база-эмиттер. Как видно из рис. 4.26, емкость эмиттерного перехода значительна (при прямом смещении около 1 В она превышает 60 пФ). По-

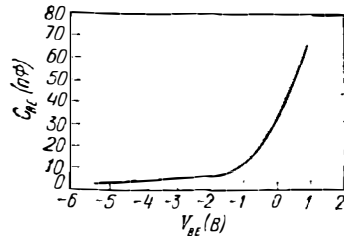


Рис. 4.26. Зависимость емкости перехода база — эмиттер от напряжения V_{BE} для фототранзисторов MRD 300 (Motorola)

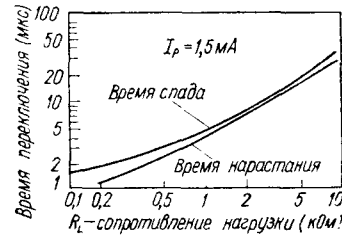


Рис. 4.27. Время переключения фототранзистора MRD в зависимости от сопротивления нагрузки (Motorola)

скольку фототок через прибор равен $g_m V_{BE}$ (см. рис. 4.3), ток в нагрузке может изменяться с такой же скоростью, что и V_{BE} .

К тому же V_{BE} может изменяться лишь так быстро, как происходит заряд и разряд емкости C_{BE} через нагрузочный резистор. На рис. 4.27 показана зависимость времени нарастания и спада фототока от сопротивления нагрузки. Измерение было проведено с помощью светодиода из GaAs в качестве источника света. Выходная мощность светодиода и расстояние между светодиодом и фототранзистором были подобраны так, чтобы обеспечить ток открытого фототранзистора, равный 1,5 мА.

Было измерено также время нарастания фототока при короткозамкнутой нагрузке, которое оказалось равным около 700 нс.

Основная трудность в применении фототранзисторов на высоких частотах состоит в зависимости его частотной характеристики от нагрузки. Поскольку фототранзис-

тор является источником тока, то для получения наибольшего выходного напряжения желательно использовать высокоомную нагрузку. Однако, с ростом нагрузочного сопротивления сужается диапазон частот, что ставит проектировщика перед выбором между напряжением и скоростью. Однако существует специальный прием, облегчающий такой выбор.

На рис. 4.28 показана схема, обеспечивающая и высокое быстродействие и большое выходное напряжение. Транзистор Q_2 с заземленной базой является низкоомной нагрузкой для фототранзистора и реализует его наилучшие частотные свойства. Поскольку транзистор Q_2 имеет коэффициент передачи тока, близкий к единице (что типично для включения биполярного транзистора по схеме с общей базой), коллекторный ток Q_2 приблизительно равен току через фототранзистор. Таким образом, реализуемое транзистором Q_2 преобразование сопротивления обеспечивает независимость частотных свойств схемы от нагрузки. Действие транзистора Q_2 иллюстрируется кривыми на рис. 4.29 и 4.30. На рис. 4.29 показана зависимость верхней граничной частоты коэффициента передачи (спад на 3 дБ) от сопротивления нагрузки. Сравнивая частотные характеристики на рис. 4.29 и 4.24 и зависимости

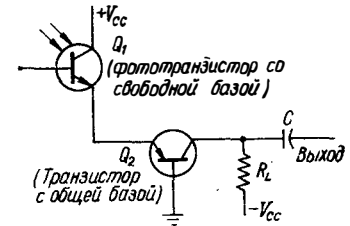


Рис. 4.28. Схема, в которой реализованы наилучшие частотные свойства фототранзистора (Motorola)

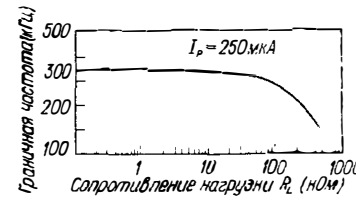


Рис. 4.29. Зависимость граничной частоты (спад на 3 дБ) от сопротивления нагрузки для фототранзисторов типа MRD в сочетании с каскадом ОБ (Motorola)

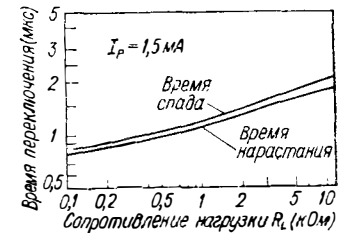


Рис. 4.30. Зависимость времени переключения фототранзистора MRD300 от сопротивления нагрузки при использовании каскада ОБ (Motorola)

времени нарастания и спада фототока, приведенные на рис. 4.30 и 4.27, нетрудно убедиться в эффективности рассмотренного включения транзистора.

4.5.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ФОТОТРАНЗИСТОРОВ В ЛОГИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

Фототранзисторы широко используются в логических цепях, обеспечивая логическое управление мощными приборами с помощью световых сигналов. На рис. 4.31 ... 4.34 приведены типичные реализации такого преобразования световых сигналов в электрические. Таблицы истинности для данных схем представляют выходной сигнал положительной логики, т. е. логической единице соответствует высокий потенциал.

Сигнал на выходе схемы рис. 4.31 всегда 1 кроме состояния, когда и Q_1 и Q_2 освещены ярким светом. Любой источник света не слабее 10 лк через Q_1 и Q_2 вызывает

насыщение транзистора Q_3 . Резистор R_2 создает цепь для тока утечки, поэтому Q_3 заперт, пока не будут освещены оба транзистора Q_1 и Q_2 .

Потенциал на выходе схемы, приведенной на рис 4 32, соответствует 1 всегда, кроме случая, когда Q_1 открыт, а Q_2 заперт, и базовый ток Q_3 протекает через R_1 и Q_1 . Обычного комнатного освещения недостаточно для стирания Q_3 , зато от вспышки 10 лк освещение Q_1 приведет Q_3 к насыщению (если Q_2 не освещается)

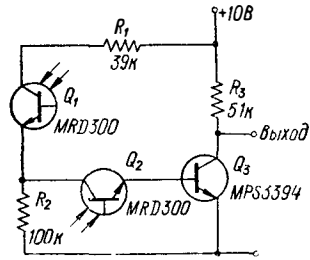


Рис 4 31 Оптический логически ключ реализующий функцию отрицания (отрицание конъюнкции) (Motorola)

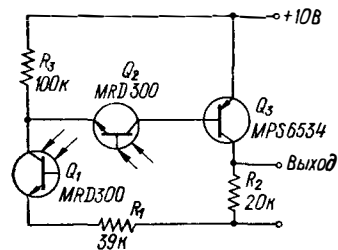


Рис 4 33 Оптически логический ключ реализующий функцию конъюнкции (Motorola)

Инверсия функций, реализуемых схемами рис 4 31 и 4 32, может быть получена включением дополнительного инвертирующего каскада либо использованием схем, приведенных на рис 4 33 и 4 34. Для отключения тока в коллекторной нагрузке используют дополнительный инвертирующий каскад, а для включения целесообразно использовать схемы, приведенные на рис 4 33 и 4 34.

На выходе схемы рис 4 33 логический ноль имеет место всегда, кроме случая, когда Q_1 и Q_2 открыты. Как и в предыдущих случаях, для насыщения Q_3 достаточно осветить Q_1 и Q_2 источником света 10 лк. При этом через нагрузку может протекать ток до 10 мА. Значение R_2 велико, поэтому через него протекает незначительная часть нагрузочного тока (около 0,5 мА). Резистор R_3 обеспечивает протекание тока утечки для надежного запираания Q_3 до тех пор, пока Q_1 и Q_2 не освещены.

На выходе схемы рис 4 34 логический ноль имеет место всегда, кроме случая, когда Q_1 заперт, а Q_2 открыт, и базовый ток транзистора Q_3 протекает через Q_2 и R_1 .

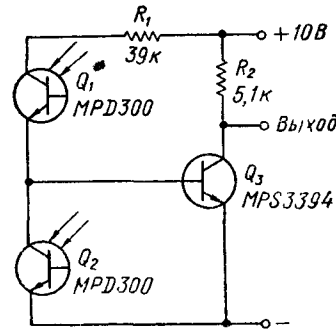


Рис 4 32 Оптический логический ключ реализующий функцию импликации (Motorola)

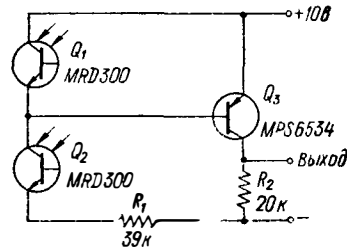


Рис 4 34 Оптически логический ключ реализующий функцию отрицания обратной импликации (Motorola)

Для насыщения транзистора Q_3 достаточно осветить Q_2 от источника 10 лк. Ток нагрузки может достигать 10 мА, причем через большое сопротивление R_2 ответвляется незначительная часть коллекторного тока. Транзистор Q_1 должен надежно открываться, чтобы удерживать Q_3 запертым при открытом Q_2 . Для этого достаточно источника света 10 лк.

4 5 3 ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕТОДИОДОВ С ФОТОТРАНЗИСТОРНЫМИ ЛОГИЧЕСКИМИ ЦЕПЯМИ

Вполне естественно в качестве источников света для фототранзисторов логических цепей использовать светодиоды. Такая структура особенно полезна, если необходимо электрически изолировать источник сигнала и мощную цепь. Часто светодиод и фототранзистор включают в общий корпус, обеспечивая передачу полезного светового сигнала и исключая возмущения других источников света. Выпускаемые промышленностью приборы этого типа называют оптронами.

Основная задача при проектировании оптронов состоит в нахождении правильного взаимного расположения светодиода и фототранзистора. Это можно сделать с помощью выражений, приведенных в разделе 4 3 5. Покажем на примере рис 4 31, как преобразовать эти выражения, чтобы найти правильное расстояние между светодиодами и фототранзисторами (MRD 300) Q_1 и Q_2 .

Пусть рассматриваемый светодиод при токе $I_D = 100$ мА имеет минимальную выходную мощность $P_{\text{вых мин}} = 1,5$ мВт, угол расхождения луча 20° и спектральную характеристику показанную на рис 4 22. Как отмечалось ранее, такой светодиод в сочетании с фототранзисторами типа MRD имеет эффективность порядка 90%. Следовательно эквивалентная выходная мощность светодиода равна $P_{\text{вых экв}} = 1,5 \text{ мВт} \times 0,9 = 1,35$ мВт.

К тому же, как показано в разделе 4 4 1, транзистор Q_3 типа MPS3394 насыщается базовым током около 0,5 мА. Поэтому светодиод должен обеспечить такой световой поток чтобы через Q_1 и Q_2 протекал фототок по крайней мере, не меньше 0,5 мА.

Минимальное значение чувствительности фототранзистора MRD300 при освещенности $H = 1,0$ мВт/см² равно $S_{\text{RECOMIN}} = 0,55$ мА/см²/мВт. Это значит, что при $H = 1,0$ через Q_1 и Q_2 будет протекать ток около 0,55 мА и Q_3 будет насыщен.

Для нахождения расстояния между светодиодом и фототранзистором, при котором обеспечивается требуемая освещенность, представим выражение из раздела 4 3 5 в виде

$$d = \sqrt{\frac{4P}{3,14 \times H \times \Omega^2}}$$

где d — расстояние в см
 H — требуемая освещенность в мВт/см²,
 P — эквивалентная выходная мощность светодиода в мВт,
 Ω — угол расхождения луча светодиода в радианах.

Если угол расхождения луча дан в градусах, то его нужно перевести в радианы, учитывая, что $1^\circ = 0,01745$ рад и $20^\circ = 0,349$ рад. Тогда после подстановки значений в выражение получим искомое расстояние

$$d = \sqrt{\frac{4 \times 1,35}{3,14 \times 1 \times (0,349)^2}} \approx \sqrt{14} \approx 3,75 \text{ см}$$

Следовательно, если светодиоды расположены аксиально с фототранзисторами MRD300 на расстоянии не более 3,75 см, то насыщение Q_3 гарантировано.

5. ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

В усилителях звуковой частоты используются как биполярные, так и униполярные транзисторы, а однопереходные транзисторы для этих целей, как правило, не находят применения. Исключение составляет регенеративный усилитель, рассматриваемый в разделе 5.4. Применение униполярных транзисторов обычно ограничено каскадами усиления напряжения, тогда как биполярные транзисторы используются в каскадах усиления напряжения и мощности. Поскольку число различных усилительных цепей почти неограничено, в одной главе невозможно рассмотреть все аспекты проектирования усилителей низкой частоты (УНЧ). Вместо этого мы сосредоточим внимание на типичных примерах проектирования УНЧ. Большое количество различных типов усилителей подробно рассмотрено в книге автора «Справочник по современным твердотельным усилителям».

Все основные расчетные соотношения для транзисторов ориентированы на УНЧ. При этом особенно важны интерпретация паспортных данных транзистора, определение его параметров на различных частотах, вопросы температурной стабильности и выбора схемы смещения. Все эти вопросы рассмотрены в книге автора «Справочник по транзисторам» (Lenk J. D. Handbook for Transistor, Prentice Hall, Inc., Englewood Cliffs, N. J., 1976).

5.1 ВЛИЯНИЕ КОМПОНЕНТОВ УНЧ НА ЕГО ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА

Компоненты усилителя неодинаково подавляют (или пропускают) сигналы всех частот. Это связано с тем, что параметры компонентов в большей или меньшей степени зависят от частоты. Даже простой кусок провода обладает некоторым комплексным сопротивлением, которое на постоянном токе имеет активный, а на переменном токе — индуктивный характер. Если проводник расположен близко от другого проводника или шасси, между ними имеется некоторая емкость, обуславливающая емкость составляющую сопротивления. Сочетание активной и реактивной составляющих образует результирующее комплексное сопротивление, которое в свою очередь зависит от частоты.

Теоретически транзисторы сохраняют работоспособность на всех частотах от постоянного тока до частот, ограниченных временем протекания электронов через $p-n$ переходы транзистора. Характеристики транзисторов накладывают ограничения на частотный диапазон любого усилителя прежде всего из-за наличия реактивностей. К тому же другие компоненты (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивностей и т. п.) также влияют на рабочую частоту любой цепи. В данном разделе мы рассмотрим влияние на рабочую частоту каждого из таких компонентов с позиций проектирования усилителей.

В практических расчетах многими активными и реактивными сопротивлениями компонентов можно пренебречь, но некоторые из них оказывают существенное влияние на проектируемый усилитель. В усилителях низкой частоты, кроме транзисторов, содержатся резисторы, конденсаторы и индуктивности (катушки и трансформаторы). Рассмотрим влияние активных и реактивных сопротивлений этих компонентов на работу УНЧ.

Ограничения частоты транзистором. Все транзисторы имеют некоторые емкости между электродами (эмиттер-база, коллектор-база, затвор-сток и т. д.). Если какой-то из электродов является общим или заземлен, то остальные обладают некоторой емкостью относительно земли. Например, в усилителе с общим истоком необходимо учитывать емкость затвора относительно земли (входная емкость) и емкость стока относительно земли (выходная емкость). Аналогично, в биполярном транзисторе емкость кол-

лектор-база, как видно из рис. 5.1, образует цепь обратной связи между выходом и входом каскада.

Емкостное сопротивление с ростом частоты уменьшается, а со снижением частоты увеличивается. Поэтому емкость, включенная последовательно в канале передачи, ослабляет его тем больше, чем выше частота сигнала. В то же время емкость, включенная параллельно с каналом передачи, например, между сигнальной шиной и землей, оказывает шунтирующее воздействие и тем сильнее, чем выше частота сигнала.

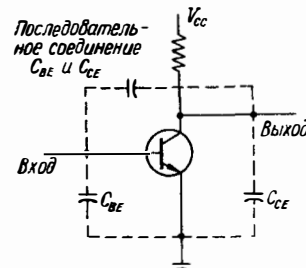


Рис. 5.1 Внешние емкости транзистора

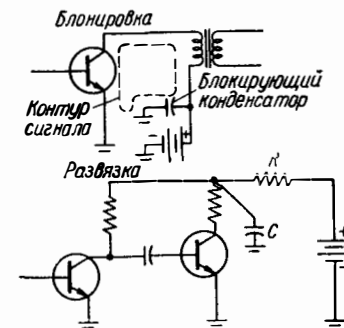


Рис. 5.2 Примеры блокировки и развязки конденсаторами

Рассмотрим каскад на униполярном транзисторе с общим истоком, для которого емкость затвор-исток является входной, а емкость сток-исток — выходной. С ростом частоты емкостные сопротивления уменьшаются, шунтируя вход и выход, вследствие чего все больше сказывается ослабление сигнала. На некоторой частоте усиление транзистора сравнивается с ослаблением сигнала пассивными компонентами, поэтому каскад не усиливает. На более высоких частотах ослабление превышает усиление, что приводит к потерям, хотя сам транзистор может при этом сохранять работоспособность.

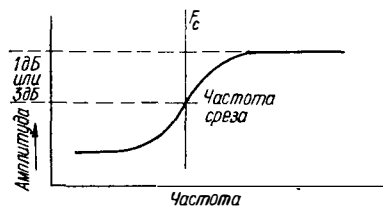
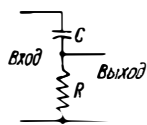
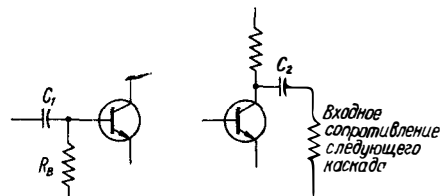
С позиций проектирования цепи входная и выходная емкости транзисторов оказывают слабое влияние на звуковых частотах. Большинство современных транзисторов сохраняют работоспособность на частотах, значительно превышающих звуковые, и имеют равномерную (плоскую) амплитудно-частотную характеристику (АЧХ). Иначе говоря, все сигналы до частоты 20 кГц (а, возможно, и выше) усиливаются практически одинаково. Однако усиление в диапазоне высоких частот начинает уменьшаться (проектирование усилительных цепей высокой частоты рассмотрено в гл. 6).

Всем транзисторам присущи некоторые индуктивности выводов. Они обуславливают индуктивные сопротивления, действующие последовательно с транзистором. Индуктивное сопротивление растет с ростом частоты, но на звуковых частотах им можно пренебречь. Зато в радиочастотном диапазоне индуктивное сопротивление может приводить к заметному ослаблению сигнала.

Ограничения частоты резисторами. На звуковых частотах резисторы не вносят заметных частотных искажений. Лишь на весьма высоких частотах, на которых выводы и корпус резистора вносят некоторые реактивности, имеет смысл говорить об ограничении частоты из-за резистора. Но резисторы обуславливают падение напряжений, что может оказаться существенным при рассмотрении методов межкаскадных связей (описаны в разделе 5.2). Кроме того, резисторы вносят некоторые сложности в сочетании с конденсаторами связи в усилительных цепях.

Ограничения частоты конденсаторами. В транзисторных УНЧ конденсаторы используются главным образом для шунтирования компонентов по переменной составляющей сигнала, развязки каскадов по питанию и реализации емкостных межкаскадных связей.

Шунтирующие конденсаторы используются для пропускания сигнала в обход высоких сопротивлений. Например, при отсутствии в выходной цепи источника питания УНЧ емкостного фильтра либо при использовании для питания гальванических элементов, коллекторный ток протекает через относительно большое сопротивление источника. При этом частично ослабляется полезный сигнал. Включение шунтирующего конденсатора параллельно источнику напряжения, как показано на рис 5 2, исключает ослабление переменной составляющей сигнала, обусловленное внутренним сопротивлением источника питания.



В случае питания многокаскадного усилителя от общего источника энергии может возникнуть паразитная обратная связь между каскадами, которая приводит к искажению сигнала. Для устранения такой обратной связи один или несколько каскадов могут быть **развязаны** по переменной составляющей сигнала с источником питания. Типичная RC цепь развязки также показана на рис 5 2. Резистор R включенный последовательно между источником питания и нагрузочными резисторами

Рис 5 3 Формирование фильтра верхних частот из конденсаторов и соответствующих резисторов выход — вход $\propto R/Z$ где $Z = \sqrt{\lambda^2 + R^2}$

каскадов, оказывает большое сопротивление переменной составляющей сигнала. Конденсатор C, наоборот, обладает низким сопротивлением для переменного сигнала поэтому шунтирует прошедшие через резистор R пульсации на землю, тем самым развязывая по переменной составляющей показанные на рис 5 2 каскады и источник питания с пульсациями.

На самом деле, функции шунтирующего (блокировочного) и развязывающего конденсаторов аналогичны и их названия взаимозаменяемы. В любом случае основное требование к ним состоит в том, что реактивное сопротивление таких конденсаторов должно быть **низким на минимальной рабочей частоте**. Пусть, например, наименьшая частота равна 100 Гц и минимальное сопротивление должно быть 100 Ом. Для этого необходима емкость около 16 мкФ ($C = 1/(6,28 F_{\min} X_c)$), а с уменьшением частоты до 10 Гц потребуется уже емкость около 160 мкФ.

Конденсаторы межкаскадных связей включают на входе и выходе каждого каскада для предотвращения передачи постоянной составляющей напряжений и токов. Если между двумя транзисторными каскадами, например, нет разделительного конденсатора, то коллектор предыдущего каскада будет непосредственно связан с базой последующего. Связанные коллектор и база будут иметь одинаковый потенциал. Хотя транзисторы могут функционировать и в этом случае, однако непосредственная связь вносит дополнительные трудности. Одна из них связана с тем, что такой усилитель не в состоянии отличать изменение уровня сигнала от колебаний питающего напряжения.

Емкость разделительного конденсатора определяется **нижней граничной частотой** полосы пропускания усилителя и резисторами, с которыми разделительные конденсаторы связаны. С ростом частоты емкостное сопротивление уменьшается и разделительный конденсатор для сигнала оказывается замкнутым. Поэтому разделительные конденсаторы в УНЧ не вызывают ограничения полосы пропускания в области верхних частот.

На рис 5 3 показано, как с помощью разделительных конденсаторов образуется фильтр верхних частот. Конденсатор C_1 составляет с резистором R_B звено ВЧ-фильтра. Конденсатор C_2 образует аналогичное звено ВЧ-фильтра в сочетании со входным сопротивлением последующего каскада (или нагрузкой усилителя). Входное напряжение приложено к последовательно соединенным конденсатору и резистору. Выходное напряжение снимается с резистора. Входное и выходное напряжения связаны выражением

$$\text{Выходное напряжение} = \text{входное напряжение} \times \frac{R}{Z}$$

где R — величина активного сопротивления, Z — полное сопротивление последовательно соединенных конденсатора и резистора.

Величина емкости конденсатора рассчитывается из условия, что при увеличении емкостного сопротивления на 50% на нижней граничной частоте напряжение на выходе должно составлять около 90% входного напряжения, что соответствует затуханию приблизительно на 1 дБ. Исходя из затухания на нижней граничной частоте в 1 дБ, можно найти значения емкостей C_1 и C_2 по формуле

$$\text{Емкость} = \frac{1}{3,2FR}$$

где емкость — в фарадах, нижняя граничная частота F — в герцах, сопротивление R — в омах.

Если на нижней граничной частоте допускается затухание 3 дБ, то значения емкостей C_1 и C_2 находят из соотношения

$$\text{Емкость} = \frac{1}{6,2FR}$$

Ограничение частоты индуктивностями. В УНЧ находят применение и катушки индуктивности, и трансформаторы. Как будет показано в разделе 5 2, катушки индуктивности иногда используют в качестве коллекторной нагрузки вместо резистора. Это позволяет увеличить выходное напряжение, снимаемое с коллектора транзистора. Аналогично, трансформаторы используются для реализации межкаскадных связей, обеспечивая, как будет показано в 5 2, согласование сопротивлений.

Индуктивное сопротивление катушек и трансформаторов пропорционально частоте. В высокочастотной области звукового диапазона ослабление, обусловленное возрастающим индуктивным сопротивлением, существенно влияет на коэффициент передачи усилителя. В области нижних частот полосы пропускания реактивное сопротивление обмоток трансформатора обычно падает до нескольких ом. Такое низкое сопротивление шунтирует канал усиления и тем самым ослабляет сигнал. Следовательно, катушки индуктивности и трансформаторы обуславливают ослабление сигнала как на верхних, так и на нижних частотах полосы пропускания УНЧ.

Паразитные сопротивления. Как уже отмечалось, любой проводник (монтажный, печатный, обмотка и т. д.) имеет активное и реактивное сопротивление. Для уменьшения влияния этих случайных сопротивлений необходимо тщательно продумывать печатный монтаж и расположение входных и выходных клемм усилителя. Паразитные сопротивления могут существенно изменять характеристики компонентов. Классическим примером являются паразитные емкости монтажа, которые суммируются со входной и выходной емкостями транзистора. Влияние паразитных сопротивлений в меньшей степени проявляется на звуковых частотах. Значительно большее их влияние в радиочастотном диапазоне (гл 6), где влиянием паразитных сопротивлений нельзя пренебречь.

5.2 РАСЧЕТ ЦЕПЕЙ МЕЖКАСКАДНЫХ СВЯЗЕЙ УСИЛИТЕЛЕЙ

Проектирование цепей связи необходимо рассмотреть для любой усилительной схемы. Даже однокаскадный УНЧ должен быть соединен с источником сигнала и нагрузкой. В случае многокаскадной структуры УНЧ необходимы межкаскадные связи. Часто усилители классифицируют именно по типу межкаскадных связей. Например, различают соответственно усилители с емкостной, индуктивной, непосредственной и трансформаторной связью.

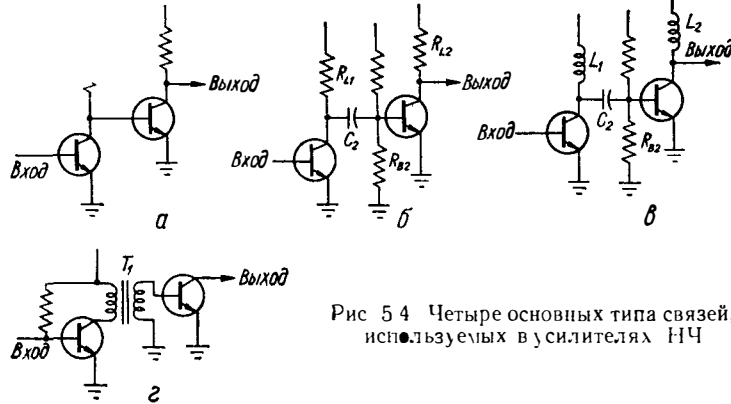


Рис 5 4 Четыре основных типа связей, используемых в усилителях НЧ

Термин «резистивная связь» может относиться к любому из четырех типов связей, однако это название иногда используют для того, чтобы подчеркнуть, что усилитель не содержит между каскадами индуктивностей и трансформаторов и что входное и выходное сопротивления образованы активными сопротивлениями. Емкостную связь часто называют *резистивно емкостной* (или *RC*) связью.

В данном разделе мы увидим в какой степени различные методы проектирования обеспечивают функционирование полупроводниковых УНЧ. Четыре основных способа реализации межкаскадных связей показаны на рис 5 4.

(1) При *непосредственной связи* (рис 5 4, а) коллектор одного транзистора соединен непосредственно с базой последующего транзистора. Отличительной чертой усилителя с непосредственными связями является возможность усиления постоянной составляющей сигнала и низкочастотных сигналов.

(2) *Емкостная, или RC связь* (рис 5 4, б) реализуется с помощью нагрузочного сопротивления R_{L1} первого каскада, базового резистора R_{B2} второго каскада и разделительного конденсатора C_2 . Исходный сигнал подвергается воздействию первым каскадом и появляется в усиленном виде в качестве падения напряжения на резисторе R_{L1} . Постоянная составляющая усиленного сигнала задерживается конденсатором C_2 , который пропускает переменную составляющую на вход второго каскада для последующего усиления. Если необходимо, к выходу второго каскада может быть подключен еще один или более аналогичных каскадов для дальнейшего увеличения коэффициента усиления.

Основное преимущество *RC*-связей состоит в том, что усилитель обеспечивает почти равномерное усиление в пределах частот звукового диапазона, так как сопротивления резисторов практически не зависят от частоты. Однако, как показано в разделе 5 1, усилители с *RC*-связями свойственна сильная зависимость нижней граничной частоты от реактивного сопротивления конденсатора (которое возрастает с уменьшением частоты). Резистивно-емкостная связь обладает рядом достоинств: малые

объем и вес, дешевизна, отсутствие электромагнитного излучения, которое могло бы накладываться на полезный сигнал в виде помехи. Один из недостатков связей состоит в том, что часть напряжения источника питания (обычно половина) падает на нагрузочном сопротивлении. Следовательно, коллекторы в таких усилителях находятся под пониженным напряжением.

(3) В усилителях с *индуктивной* или *импедансной связью* (рис 5 4, в) нагрузочные резисторы R_{L1} и R_{L2} в коллекторах транзисторов заменены катушками индуктивности L_1 и L_2 . Основное достоинство такого типа связи перед резистивной связью состоит в том, что омическое сопротивление коллекторной катушки индуктивности значительно меньше, чем сопротивление включенного на ее место резистора. Таким образом, при том же напряжении питания может быть получено значительно большее напряжение на коллекторе.

Однако, индуктивным связям присущ ряд недостатков. Это прежде всего большие вес, габариты и стоимость по сравнению с резистивной связью. Для предотвращения излучения электромагнитного поля в процессе прохождения сигнала, а также наложения радиопомех на полезный сигнал катушки индуктивности наматывают на лачкутых ферромагнитных сердечниках с тщательной экранировкой. Основное неудобство импедансной связи заключается в ее частотной избирательности.

В области низких частот усиление коэффициента усиления обусловлено высоким сопротивлением разделительных конденсаторов, как в *RC*-усилителях. С ростом частоты усиление возрастает и становится постоянным на средних частотах звукового диапазона. Однако, область равномерной частотной характеристики более узкая, чем в *RC*-усилителях.

В области высоких частот уменьшение коэффициента усиления связано с уменьшением сопротивления паразитных и межэлектродных емкостей, а также с ростом сопротивления паразитных индуктивностей. Усилители с индуктивными связями используются редко и в основном на частотах, превышающих область звуковых частот.

(4) В усилителях с *трансформаторной связью* (рис 5 4, г) трансформатор T_1 служит для нескольких целей. Когда коллекторный ток первого каскада протекает через первичную обмотку трансформатора T_1 , то переменная составляющая наводит во вторичной обмотке T_1 переменное напряжение той же формы. Это напряжение является входным сигналом для следующего каскада. Поскольку вторичная обмотка T_1 передает переменную составляющую сигнала непосредственно на базу транзистора второго каскада, отпадает необходимость в конденсаторе связи. Кроме того, вторичная обмотка служит элементом цепи для обратного тока коллекторного перехода, поэтому можно обойтись без базовых резисторов.

По сравнению с *RC*-усилителем, усилитель с трансформаторной связью имеет, по существу, те же достоинства и недостатки, что и усилитель с индуктивной связью. На коллекторах транзисторов может быть получено большее напряжение, но при этом вследствие зависимости сопротивления обмоток трансформатора от частоты полоса пропускания трансформаторных усилителей получается более узкой.

Катушки индуктивности и трансформаторы, используемые в УНЧ, как правило, выполняются на ферромагнитных сердечниках. Воздушные трансформаторы в диапазоне звуковых частот малоэффективны из-за низкого индуктивного (и полного) сопротивления обмоток. На частотах верхней границы звукового диапазона и выше индуктивное сопротивление катушек и трансформаторов на сердечнике настолько велико, что не пропускает сигнал (или значительно его ослабляет). По этой причине в высокочастотных усилителях используют катушки индуктивности и трансформаторы без сердечника (рассматриваются в гл 6).

Важной функцией трансформаторов связи является согласование сопротивлений между каскадами усилителя. Поскольку транзистор является прибором, управляемым током, для передачи максимальной мощности необходимо согласовать выходное сопротивление предыдущего каскада с входным сопротивлением следующего. Это может быть достигнуто соответствующим выбором импедансов первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Входное сопротивление транзисторного каскада с общим эмиттером обычно меньше, чем выходное сопротивление. Поэтому полное сопротивление вторичной обмотки

межкаскадного трансформатора, как правило, меньше, чем полное сопротивление первичной. Общий коэффициент усиления двух согласованных таким способом каскадов больше, чем в случае резистивной межкаскадной связи.

Трансформаторная связь весьма эффективна при подключении к выходу оконечного каскада нагрузочной нагрузки. Например, сопротивление громкоговорителей обычно составляет от 4 до 16 Ом, тогда как выходное сопротивление транзисторного каскада имеет порядок сотен или тысяч омов. Выходной трансформатор УНЧ позволяет устранить отрицательные последствия такого рассогласования.

5.2.1 ВЛИЯНИЕ МЕЖКАСКАДНЫХ СВЯЗЕЙ НА АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНУЮ ХАРАКТЕРИСТИКУ УСИЛИТЕЛЯ

Упрощенная амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) графически показана на рис 5.5 и ее вид существенно зависит от способа реализации межкаскадных связей. АЧХ графически отражает значения модуля коэффициента передачи усилителя на различных частотах звукового диапазона. Из графика видно, что на нижних частотах усиление падает. В RC-усилителях уменьшение коэффициента усиления на нижних частотах обусловлено реактивным сопротивлением конденсаторов межкаскадных связей. Сигнал ослабляется вследствие падения напряжения на конденсаторах связи между выходом предыдущего каскада и входом последующего. Причем, чем ниже частота сигнала, тем больше емкостное сопротивление и тем меньший входной сигнал поступает на следующий каскад. В усилителях с индуктивными или трансформаторными связями спад АЧХ на нижних частотах объясняется весьма низкими индуктивными сопротивлениями, которые шунтируют канал усиления сигнала. В результате, через малое реактивное сопротивление сигнал частично ответвляется на землю.

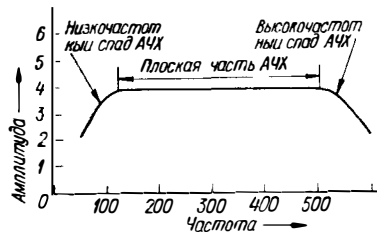


Рис 5.5. Упрощенная амплитудно-частотная характеристика

Как видно из рис 5.5, усиление падает и на верхних частотах. В RC-усилителях этот спад обусловлен входными и выходными емкостями каскадов, а также паразитными емкостями монтажа. Через эти емкости часть полезного сигнала ответвляется на землю. Чем выше частота, тем меньше становится емкостное сопротивление и тем меньше общий коэффициент усиления. На частотах между нижним и верхним граничными значениями коэффициент усиления остается почти постоянным. В усилителях с индуктивными или трансформаторными связями спад АЧХ на верхних частотах обусловлен ростом индуктивных сопротивлений, вызывающих ослабление сигнала.

Итак, усилители с резистивной связью обеспечивают самый низкий, а с трансформаторной связью — самый высокий коэффициент усиления по мощности. Так, трехкаскадный RC-усилитель обеспечивает приблизительно такое же усиление, что и двухкаскадный усилитель с согласующими трансформаторными связями. RC-усилители обеспечивают наименьшие частотные искажения сигнала. Трансформаторные связи обеспечивают дополнительное преимущество — согласование источника сигнала со входом усилителя и выхода усилителя с нагрузкой.

5.3. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

Существует много способов классификации усилителей. Одним из наиболее распространенных является классификация усилителей по режиму работы, т. е. по величине тока, протекающего через транзистор

усилителя в отсутствие сигнала. Ниже кратко рассмотрены четыре основных класса усилителей, отличающихся режимом работы транзисторов.

Во всех рассматриваемых режимах переход база-коллектор (или затвор-сток) всегда смещен в обратном направлении как при наличии сигнала, так и без него. Таким образом, ток между базой и коллектором не протекает (за исключением возможного теплового обратного тока I_{CB0}). Переход база-эмиттер (или затвор-исток) смещен так, что ток протекает либо всегда, либо при определенных условиях. Ток в коллекторной цепи протекает только при наличии тока через эмиттерный переход.

5.3.1 УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА А

В усилителе класса А смещение эмиттерного перехода и входные напряжения таковы, что транзистор работает только на линейной и участке передаточной характеристики. Такая характеристика, представляющая соотношение между входным (базовым) напряжением и выходным (коллекторным) током, показана на рис 5.6. Ни при каких значениях напряжения положительной или отрицательной полуволны входного сигнала транзистор не смещается за пределы линейного участка передаточной характеристики. Это значит, что коллекторный ток транзистора никогда не отсекается, а сам транзистор никогда не достигает насыщения.

Главным достоинством усилителей класса А является почти полное отсутствие нелинейных искажений сигнала. Выходное напряжение по форме совпадает со входным и отличается лишь амплитудой и полярностью. Однако, в большей или меньшей мере нелинейные искажения вносят усилители любого класса.

Недостатком усилителей класса А является их низкая эффективность (низкая выходная мощность при большой мощности, рассеиваемой на коллекторе) и малые допустимые размахи входных напряжений. Коэффициент полезного действия усилителя класса А редко достигает 35%. Таким образом, если усилитель класса А потребляет мощность 1 Вт (обычно это предельно допустимая мощность рассеяния на одном транзисторе), то на нагрузке выделится менее 0,3 Вт.

Размах напряжения выходного сигнала усилителя класса А ограничен величиной, несколько меньшей напряжения источника питания. Поскольку выходное напряжение включает положительную и отрицательную полуволны, то его амплитуда должна быть меньше половины питающего напряжения. Пусть, например, напряжение питания равно 20 В, и усилитель смещен так, что при отсутствии сигнала потенциал коллектора равен половине питающего напряжения, или 10 В. В этом случае размах выходного напряжения не может быть больше, чем ± 10 В. Если нелинейные искажения нужно свести к минимуму, выходное напряжение не должно выходить за пределы ± 5 В с тем, чтобы транзистор оставался на линейном участке передаточной характеристики (Чаще всего передаточная характеристика становится нелинейной вблизи областей отсечки и насыщения). Во всяком случае, точные границы могут быть определены при испытании реальной усилительной цепи.

Размах входного напряжения усилителя класса А ограничен размахом выходного напряжения и коэффициентом усиления напряжения. Например, если выходное напряжение ограничено величиной ± 10 В и коэффициент усиления напряжения равен 100, то входное напряжение не должно выходить за пределы $\pm 0,1$ В (± 100 мВ).

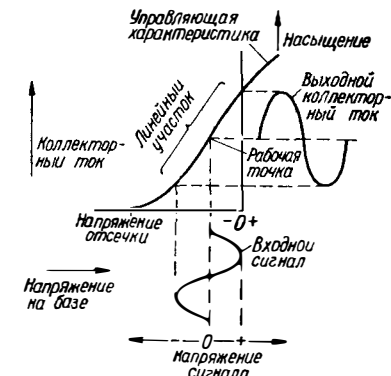


Рис 5.6. Режим класса А в усилителях

Вследствие рассмотренных ограничений усилители класса А чаще используют для усиления напряжения, а не мощности. Обычно усилительный каскад класса А используют перед каскадом усиления мощности

5.3.2 УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА В

Если изменить смещение эмиттерного перехода так, что рабочая точка совпадает с точкой отсечки, то мы получим режим усиления класса В. Для этого на базу транзистора типа *n-p-n* нужно подать более отрицательное напряжение, чем в режиме класса А. (Для транзисторов типа *p-n-p* режим класса В обеспечивается подачей на базу более положительного напряжения, чем в режиме класса А.) В любом случае для режима класса В прямое смещение эмиттерного перехода уменьшается и транзистор запирается.

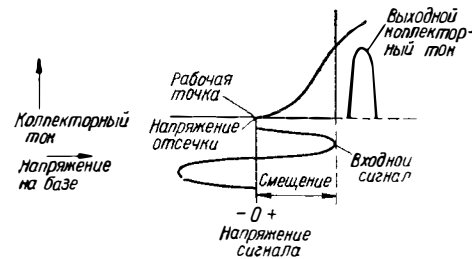


Рис. 5.7. Режим класса В в усилителях

Следовательно, коллекторный ток протекает только в течение половины периода входного сигнала.

Если усилительный каскад класса В включает лишь один транзистор, нелинейные искажения сигнала будут значительными. Это объясняется тем, что результирующий коллекторный ток по форме повторяет лишь положительную полуволну входного сигнала, а не весь сигнал, так как для отрицательной полуволны транзистор остается запертым. Для восстановления на выходе сигнала, полностью сходного по форме с входным сигналом, можно использовать два транзистора (по одному на каждую полуволну входного сигнала), комбинируя их по так называемой *двухтактной схеме*.

Амплитуда напряжения выходного сигнала несколько меньше величины напряжения источника питания. Поскольку в режиме класса В ток протекает через транзистор лишь полупериода, появляется возможность увеличить вдвое (по сравнению с режимом класса А) коллекторный ток при той же средней мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора. Например, если допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе в режиме класса А, равна 0,3 Вт (без разрушения), то в режиме класса В этот же транзистор допускает в течение рабочего полупериода рассеивать на коллекторе мощность 0,6 Вт, так как коллекторный ток протекает лишь половину времени. (Это теоретический пример. Практически же приходится считаться с рядом факторов, уменьшающих допустимую мощность рассеивания в режиме класса В до величины, несколько меньшей, чем удвоенная мощность класса А.)

Амплитуда выходного напряжения усилителя класса В равна двойной амплитуде выходного напряжения усилителя класса А. Таким образом, двухтактный транзисторный каскад в режиме класса В позволяет получить *выходное напряжение, вдвое большее*, чем в режиме класса А.

Из рассмотрения свойств двухтактного каскада класса В следует, что такие усилители целесообразнее использовать для усиления мощности, а не напряжения. Обычно перед двухтактным каскадом класса В включают одноконтурный усилительный каскад класса А.

5.3.3 УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА АВ

Класс В является наиболее экономичным для УНЧ, поскольку в этом случае усилитель потребляет от источника питания минимальный ток. Это объясняется тем, что в рабочей точке транзисторы заперты и коллекторный ток протекает лишь при поступлении входного сигнала. Однако, усилители класса В искажают форму сигнала. Появление такого рода искажений, называемых обычно *нелинейными искажениями*, легко понять из рис. 5.8, сопоставляя форму входного и выходного сигналов.

В реальном усилителе класса В транзистор при очень малых уровнях входного сигнала *остается запертым* (так как вблизи отсечки транзистор имеет весьма малый коэффициент усиления тока) и резко открывается с увеличением сигнала. Например, кремниевый транзистор практически остается запертым до тех пор, пока прямое смещение эмиттерного перехода не достигнет около 0,5 В. В предположении, что входной сигнал начинается от 0 В, коллекторный ток (а, значит, и изменение коллекторного напряжения) либо пренебрежимо мал либо вообще отсутствует в течение времени, за которое входной сигнал возрастает до 0,5 В. Когда входное напряжение достигает уровня около 0,5 В, коллекторный ток быстро нарастает и транзистор переходит в линейную область.

Нелинейные искажения можно уменьшить, если вместо режима класса В использовать класс АВ (или что то среднее между В и АВ). Для этого транзистор несколько отпирают, так чтобы в рабочей точке в коллекторной цепи протекал *небольшой ток*. Обычно для кремниевого транзистора достаточно прямого смещения 0,5 В, чтобы он работал в режиме класса АВ. Тогда даже при минимальном входном напряжении протекает коллекторный ток и тем самым исключаются резкие изменения коэффициента усиления тока. Класс АВ менее экономичен, чем класс В, так как потребляется *большин ток* от источника питания. Обычно класс АВ используют лишь в двухтактных схемах.

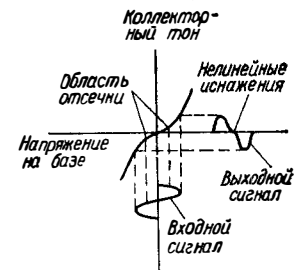


Рис. 5.8. Пример нелинейных искажений

5.3.4 УСИЛИТЕЛЬ КЛАССА С

Режим класса С получают смещением транзистора в обратном направлении, значительно левее точки отсечки. Как видно из рис. 5.9, в течение положительной полуволны входного сигнала напряжение на входе нарастает от нуля, достигает максимального значения и вновь падает до нуля. (Рис. 5.9 соответствует транзистору типа *n-p-n*). Часть входного сигнала затрачивается для обеспечения прямого смещения эмиттерного перехода. В результате коллекторный ток протекает в течение лишь части одного полупериода входного напряжения. Отрицательная полуволна входного напряжения лежит в области глубокой отсечки транзистора. Так как коллекторный ток протекает лишь в течение некоторой части положительного полупериода, то длительность импульса коллекторного тока существенно меньше полупериода входного сигнала.

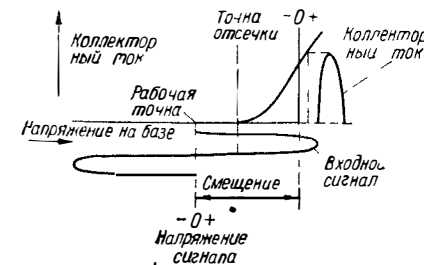


Рис. 5.9. Режим класса С в усилителях

Очевидно, форма выходного сигнала отличается от входного и она не может быть восстановлена теми методами, которые используются в двухтактных усилите-

для классов В и АВ. По этой причине режим класса С применяется только тогда, когда искажения сигнала не имеют значения. Как правило, режим работы класса С используется в высокочастотных усилителях (гл. 6) и не находит применения в УНЧ.

5.4 РЕГЕНЕРАТИВНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА ОСНОВЕ ОДНОПЕРЕХОДНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Простейший релаксационный генератор на основе однопереходного транзистора (ОТ), который описан в гл. 8, может быть приспособлен для регенеративного усиления импульсных сигналов. Схема такого усилителя показана на рис. 5.10. Она в сущности, состоит из релаксационного генератора, к которому добавлены два резистора. Резистор R_L является нагрузкой для

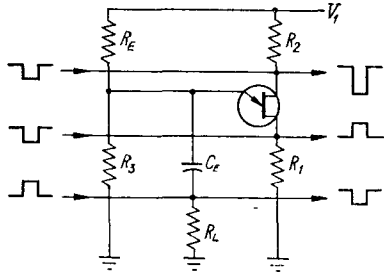


Рис 5.10. Простейший регенеративный усилитель на ОТ:

$R_L \approx Z$ — сопротивление нагрузки или выходное сопротивление схемы запуска, $R_3 \approx RE V_{cm} / (V_1 - V_{cm})$, $V_{cm} = V_p - 0,5 \times$ входной сигнал, $RE \gg (V_1 - V_p) / I_p$, $CE \approx$ период $[RE \ln(1 - \eta)^{-1}]$, где $\eta = RB1 / RBV$

схемы запуска или импульсного выхода. Резисторы R_3 и RE образуют делитель напряжения. Напряжение на эмиттере однопереходного транзистора V_{cm} устанавливается резисторами R_3 и RE таким, чтобы при отсутствии запускающего сигнала транзистор был заперт. Это значит, что отношение сопротивлений R_3 и RE должно быть таким, чтобы потенциал эмиттера не превышал пикового напряжения V_p , до которого однопереходный транзистор остается запертым.

Как показано на рис. 5.10, входной сигнал может быть подан на любую из трех точек: базу 1, базу 2 или эмиттер. Аналогично, в качестве выходной может быть использована любая из названных точек схемы. В процессе работы входной импульс поступает на один из входов, а значительно усиленный по амплитуде выходной импульс снимается с какой-либо другой точки. Например, входной импульс с амплитудой 0,1 В может быть подан на эмиттер, а выходной импульс с амплитудой 7 В может быть получен на базе 1.

5.4.1. СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

Значения R_1 , R_2 и CE выбираются из тех же соображений, которые приведены в гл. 8 для релаксационного генератора на основе однопереходных транзисторов. Постоянная времени для RE и CE может быть приблизительно равна периоду следования импульсов. Значение RE определяется, по существу, так же, как и для генератора, но с небольшим отличием. Максимальное значение RE для регенеративного усилителя нет необходимости выбирать как можно большим. Однопереходный транзистор поддерживается в выключенном состоянии, пока на R_3 не выделится запускающий входной сигнал. Таким образом, нет необходимости вычислять $RE(max)$. Минимальное значение RE находится точно так же, как для генератора, т. е. минимальное сопротивление RE , которое может быть использо-

вано в регенеративном усилителе, должно удовлетворять условию:

$$R_E > \frac{V_1 - V_p}{I_p} = R_{E(min)}$$

Однако, для гарантии запирающего однопереходного транзистора по окончании действия входного импульса сопротивление RE следует выбирать в два-три раза большим, чем $R_{E(min)}$.

Значение RL выбирается из условия согласования с выходным сопротивлением источника сигнала либо с нагрузкой в зависимости от области применения усилителя.

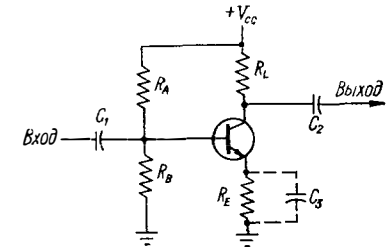
Значение R_3 определяется по величине требуемого смещения на эмиттере однопереходного транзистора. Соотношение между RE и R_3 определяет фиксированное смещение, которое должно быть преодолено входным импульсом. Напряжение смещения устанавливается меньшим V_p (пикового напряжения однопереходного транзистора) на половину амплитуды входного импульса

5.5. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

На рис. 5.11 приведена рабочая схема простейшего однокаскадного УНЧ на основе биполярного транзистора (БТ). На входе и выходе каскада включены разделительные конденсаторы C_1 и C_2 для предотвращения протекания постоянного тока от внешних цепей. Блокировочный конденсатор C_3 мо-

Рис 5.11 Простейший однокаскадный усилитель НЧ на БТ.

$Z_{гх} \approx RB$, $Z_{вых} \approx RL$, $RL > 5RE$, $RL \approx \approx RB = 10RE$, $RE = (100 - 1000) \text{ Ом}$, $RB < < 20RE$, $KI \approx RB/RE$, $KU \approx RL/RE$, $U_k \approx \approx 0,5 V_{cc}$ (устанавливается резистором RA), $C_1 \approx (3,2FR)^{-1}$ для 1 дБ, $C_2 \approx (6,2FR)^{-1}$ для 3 дБ, стабильность $S \approx KI \approx RB/RE$, $S \approx 20$ — для большого усиления, $S \approx 10$ — для высокой стабильности, $S \approx 5$ — для усиления мощности



жет быть включен параллельно эмиттерному резистору RE . Конденсатор C_3 может потребоваться только при определенных условиях, которые рассматриваются в последующих разделах.

Входной сигнал подается на вход усилителя относительно земли и выделяется на RB . Выходное напряжение снимается между коллектором и землей. Входной сигнал суммируется или вычитается из постоянного напряжения смещения на RB . Изменения напряжения смещения вызывают соответствующие изменения базового тока, коллекторного тока и падения напряжения на коллекторном резисторе RL . Поэтому коллекторное напряжение (или выходное напряжение цепи) повторяет форму входного сигнала, но оказывается инвертированным по фазе. (Если входной импульс положительный, то выходной отрицательный и наоборот).

Изменения базового тока обуславливают также изменение эмиттерного тока. В результате изменяется падение напряжения на резисторе RE , а значит и величина смещения эмиттерного перехода. Изменение напряжения смещения, вызванное изменением падения напряжения на RE , приводит к уменьшению начального смещения

входным сигналом и служит одной из форм отрицательной обратной связи (ООС) для улучшения стабильности (при ограничении коэффициента усиления) Этот вид эмиттерной обратной связи (обратная связь по току) носит название *внутрикаскадной* или *местной обратной связи*, так как она охватывает лишь один каскад Как показано в последующих главах, используется также *общая* или *петлевая обратная связь*, которая охватывает несколько каскадов

5.5.1 АНАЛИЗ СХЕМЫ

Основное свойство схемы, приведенной на рис. 5.11, состоит в том, что ее параметры (коэффициент усиления, стабильность, входное и выходное сопротивления) определяются больше значениями компонентов схемы, чем параметрами транзистора (β) В приведенной схеме использован *n-p-n*-транзистор Если используется транзистор типа *p-n-p*, то необходимо изменить полярность источника питания

Максимальный размах выходного напряжения ограничен величиной напряжения источника питания В режиме класса А потенциал коллектора в отсутствие сигнала приблизительно равен половине напряжения источника питания Это обуславливает максимум как по положительного так и отрицательного размаха выходного напряжения Обычно максимум абсолютного значения полного размаха выходного напряжения составляет от 90 до 95% напряжения источника питания Например если напряжение источника питания равно 20 В, то потенциал коллектора в точке покоя (точка Q) будет равен 10 В, а выходной сигнал может изменяться от 1 до 19 В Однако нелинейные искажения сигнала на выходе будут значительно меньше если размах выходного напряжения составляет 30–50% напряжения источника питания При этом в любой цепи не должно превышать предельно допустимое коллекторное напряжение

Входное и выходное сопротивления рассматриваемого каскада приблизительно равны соответственно значениям R_B и R_L , как это видно из соотношений приведенных на рис. 5.11

Коэффициент усиления каскада по мощности достигает максимума в случае согласования входного сопротивления с сопротивлением источника сигнала и выходного сопротивления с сопротивлением нагрузки

Компромисс между коэффициентом усиления и стабильностью Как следует из приведенных выражений коэффициент усиления каскада по напряжению тем больше, чем больше R_L по сравнению с R_E Аналогично, коэффициент усиления по току тем больше, чем больше R_B по отношению к R_E В то же время стабильность каскада тем выше, чем меньше R_B и R_L по отношению к R_E Это значит что коэффициент усиления тем меньше будет зависеть от изменений температуры среды, напряжения питания, величины входного сигнала, чем больше резистор R_E по сравнению с R_B и R_L Следовательно, коэффициент усиления и стабильность находятся в противоречии и между ними должен быть найден компромисс

При практической реализации усилителя по схеме рис. 5.11 коэффициент усиления по току обычно бывает не более 10, а по напряжению — не более 20 Можно добиться и большего усиления, но за счет существенного ухудшения стабильности Конечно, несмотря на то, что усиление определяется параметрами пассивных компонентов цепи, совершенно необходимо, чтобы минимальный коэффициент усиления транзистора по току β был больше требуемого усиления каскада Например, если компоненты каскада выбраны из условия реализации коэффициента усиления, равного 20, то коэффициент усиления транзистора β должен быть не менее 20 во всем частотном диапазоне

Положение рабочей точки Q транзистора зависит от каждого из четырех резисторов схемы (рис. 5.11) Однако, решающую роль для рабочей точки играет сопротивление резистора R_A В практических схемах усилителей сопротивления трех остальных резисторов выбираются из условия реализации требуемого усиления, входного и вы-

ходного сопротивлений, стабильности цепи, а величина R_A выбирается так, чтобы обеспечить требуемый режим работы.

Емкости конденсаторов C_1 и C_2 зависят от *требуемой нижней граничной частоты* полосы пропускания усилителя Конденсатор C_1 и резистор R_B образуют RC-фильтр верхних частот (ограничитель нижних частот) (См раздел 5.1) Конденсатор C_2 и входное сопротивление следующего каскада (или нагрузка) образуют аналогичный RC-фильтр

При данном значении сопротивления уменьшение нижней граничной частоты полосы пропускания требует увеличения емкости Конс то, если же имеется возможность увеличить сопротивление цепи, то для той же граничной частоты емкость можно уменьшить Поскольку биполярные транзисторы являются низкоомными токовыми приборами, то разделительные конденсаторы в усилителях на основе биполярных транзисторов обычно значительно больше, чем в усилителях на полевых транзисторах или электронных лампах

5.5.2 ЭМИТТЕРНАЯ БЛОКИРОВКА В ТРАНЗИСТОРНОМ УСИЛИТЕЛЬНОМ КАСКАДЕ

На рис. 5.11 штриховой линией показан конденсатор C_3 включенный параллельно R_E На частотах сигнала резистор R_E можно не учитывать так как он оказывается замкнутым конденсатором, а на постоянном токе не учитывают конденсатор сопротивление которого становится бесконечным При замкнутом резисторе R_E коэффициент усиления каскада по напряжению приблизительно равен отношению R_L к динамическому сопротивлению транзистора коэффициент усиления тока приблизительно равен параметру β транзистора Следовательно включение блокирующего конденсатора, не ухудшая высокую температуру стабильность каскада по постоянному току позволяет и то же время существенно увеличить усиление

Помимо очевидных достоинств эмиттерный конденсатор создает и определенные трудности Так входное сопротивление становится зависящим от частоты и от значения параметра транзистора β который может изменяться в широких пределах и для транзисторов одного типа Следовательно коэффициент усиления такого каскада можно определить лишь очень приблизительно По этой же причине входное сопротивление каскада которое приблизительно пропорционально величине β , подвержено изменению и трудно предсказуемо

Все это объясняет, почему эмиттерный конденсатор используют лишь в случаях, когда от одного каскада нужно получить максимальное усиление без особых забот о стабильности усиления Эмиттерный конденсатор выбирается так чтобы *емкостное сопротивление было меньше входного сопротивления R транзистора на нижней граничной частоте* рабочего диапазона При этом эмиттерный резистор R_E оказывается эффективно зашунтированным на частотах сигнала

Величина C_3 может быть найдена из выражения

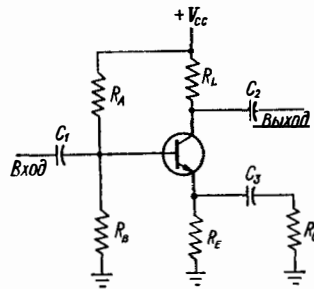
$$C_3 = \frac{1}{6,2FR}$$

где F — нижняя граничная частота полосы пропускания,
 R — максимальное входное сопротивление транзистора

5.5.3 КАСКАД УНЧ С ЧАСТИЧНОЙ ЭМИТТЕРНОЙ БЛОКИРОВКОЙ

В транзисторном однокаскадном УНЧ, показанном на рис. 5.12, эмиттерный резистор R_E шунтируется не полностью. Такая схема является компромиссом между схемой без эмиттерного конденсатора и схемой

с полностью шунтированным резистором. Характеристики всех трех схем по постоянному току совершенно идентичны. Значения компонентов схемы (рис 5 12) определяются также, как и для ранее рассмотренных схем (за исключением C_3 и R_C). Но усиление по напряжению и току в рассматриваемой схеме меньше, чем в схеме с блокирующим конденсатором, но больше, чем без него.



Сопротивление R_C выбирается из условия обеспечения требуемого усиления по напряжению, хотя с ростом коэффициента усиления по напряжению, растет и усиление сопротивления по току. Сопротивление R_C должно быть существенно меньшим,

Рис 5 12 Однокаскадный усилитель НЧ на биполярном транзисторе с частично шунтированным эмиттерным резистором

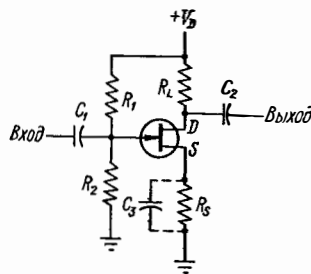
$$K_I \approx R_B/R_C \quad K_U \approx R_L/R_C \quad R_L < 50R_C \quad R_B < 50R_C \quad C_3 \approx (6.2FR_C)^{-1}$$

чем R_E , иначе частичное шунтирование ничего не даст. Однако, при заданной нижней граничной частоте уменьшение сопротивления R_C потребует увеличения емкости C_3 , поскольку значение C_3 зависит от значения R_C и частоты F .

Коэффициенты усиления напряжения и тока схемы на рис 5 12 приблизительно определяются соответственно отношениями R_L/R_C и R_B/R_C , а резистор R_E на усиление каскада почти не влияет.

5 6 УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА УНИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Простейший однокаскадный УНЧ на основе униполярного транзистора приведен на рис 5 13. Разделительные конденсаторы C_1 и C_2 обеспечивают развязку каскада с источником сигнала и нагрузкой по постоянному току. Блокирующий конденсатор C_3 , подключаемый параллельно резистору R_S , используется в схеме лишь при определенных условиях. По конфигурации рассматриваемая схема подобна схеме на биполярном транзисторе (рис 5 11), поэтому и многие характеристики схем аналогичны.



Основное отличие состоит в том, что коэффициент усиления по напряжению схемы зависит

Рис 5 13 Простейший усилительный каскад на УТ с общим истоком. $A_U \approx R_L / (1/y_{fs} + R_S) \approx R_L / R_S$, $Z_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \approx R_2$, $Z_{вых} \approx R_L$, потенциал стока $\approx 0,5 V_D$, $C_1 \approx (3,2 FR_2)^{-1}$ для 1 дБ, $C_1 \approx (6,2 FR_2)^{-1}$ для 3 дБ

не только от сопротивлений R_L и R_S , но и от параметра униполярного транзистора y_{fs} . Другое существенное отличие состоит в том, что разделительные конденсаторы каскада на униполярном транзисторе обычно значительно меньше, чем в каскадах на основе биполярных транзисторов с той же нижней граничной частотой. Это объясняется высоким входным сопротивлением униполярного транзистора, который управляется не током, а напряжением.

Достаточная обратная связь. При расчете каскада на униполярном транзисторе нужно проверять, достаточна ли глубина обратной связи. Если вычисленный по формуле, приведенной на рис 5 13, коэффициент усиления напряжения составляет по крайней мере 75% отношения R_L/R_S , то обратная связь достаточна для всех практических случаев. Пусть, например, $R_L = 30$ кОм, $R_S = 3$ кОм, $y_{fs} = 7$ мСм. Тогда отношение $R_L/R_S = 30/3 = 10$, а коэффициент усиления

$$A_V \approx \frac{30 \cdot 10^3}{10^3/7 + 3 \cdot 10^3} \approx 9$$

Поскольку 75% от 10 составляет 7,5, расчетный коэффициент усиления 9 больше 7,5 и можно сделать вывод, что глубина обратной связи достаточна, чтобы обеспечить необходимую стабильность работы усилительного каскада.

5 6 1 КОНДЕНСАТОР В ЦЕПИ ИСТОКА КАСКАДА НА ОСНОВЕ УНИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

На рис 5 13 конденсатор C подключен (штриховая) параллельно истоковому резистору R_S , который на частотах сигнала оказывается закороченным малым емкостным сопротивлением и не влияет на динамические параметры каскада (Влияние R_S сказывается на постоянном токе). При закороченном резисторе R_S коэффициент усиления по напряжению равен $y_{fs} \times R_L$. Таким образом, блокировочный конденсатор цепи истока обеспечивает высокий коэффициент усиления каскада и при этом не ухудшает его температурную стабильность.

5 6 2 ДРУГИЕ СХЕМЫ ОДНОКАСКАДНЫХ УНЧ НА ОСНОВЕ УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

На рис 5 14 5 18 показаны схемы и расчетные соотношения для некоторых типичных разновидностей каскадов на униполярных транзисторах.

Величина резистора R_C в схеме на рис 5 14 выбирается из условия требуемого коэффициента усиления по напряжению. Обычно R_C значительно меньше R_S , так как в противном случае подключение R_C через C_3 не дает ощутимого выигрыша в усилении. Как видно из приведенных выражений, коэффициент усиления по напряжению приблизительно равен R_L/R_C . Это справедливо, если y_{fs} и R_C одновременно не слишком малы (обычно $1/y_{fs}$ и R_C

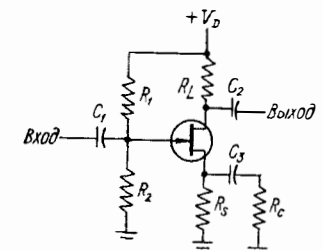


Рис 5 14 Усилитель НЧ на униполярном транзисторе с частично шунтированным истоковым резистором

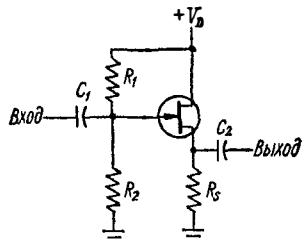
близки по величине). В противном случае более точно коэффициент усиления находят из выражения

$$A_V = \frac{R_L}{1/y_{fs} + R_C}$$

$$A_v \approx \frac{R_L}{R_C}$$

$$C_3 \approx \frac{1}{6.2FR_C}$$

Схема, приведенная на рис. 5 15, используется в случае, когда необходимо обеспечить высокое входное и низкое выходное сопротивления без усиления по напряжению и инвертирования сигнала. Источковый повторитель на униполярном транзисторе эквивалентен эмиттерному повторителю на биполярном транзисторе и катодному повторителю на лампе.



Если каскад должен иметь низкое входное и высокое выходное сопротивление, то может

Рис 5 15 Простейший каскад усилителя НЧ на униполярном транзисторе с общим истоком (источковый повторитель)

$$Z_{вх} \approx R_1 \parallel R_2 \approx R_2 \quad Z_{вых} \approx R_S \parallel (1/u_{fs} + R_S) \quad AV \approx R_S / (1/u_{fs} + R_S)$$

быть использована схема, приведенная на рис 5 16 которая также не инвертирует сигнал. Ее усиление определяется в основном значениями пассивных компонентов, а не параметрами униполярного транзистора. Каскад с общим затвором на униполярном транзисторе эквивалентен каскадам с общей базой на биполярном транзисторе и с общей сеткой на лампе.

В каскаде приведенном на рис 5 17 не использовано постоянное смещение затвора. Основное отличие данной схемы от схем с фиксированным смещением состоит в том что в ней величина тока стоковой цепи в рабочей точке определяется полностью резистором RS. Однако, возможен случай когда требуемый начальный ток стока ID нельзя получить изменением RS в допустимых пределах. Кроме того с изменением

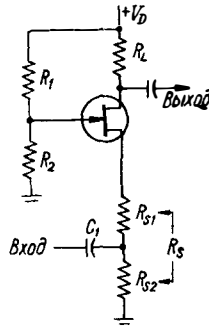
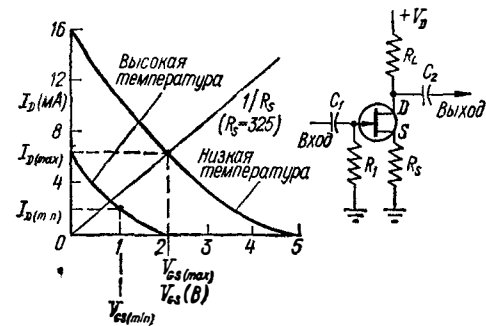


Рис 5 16 Простейший усилительный каскад на УТ с общим затвором

$$Z_{вх} \approx R_S \quad Z_{вых} \approx R_L \quad AV \approx R_L / R_S$$

с изменением RS изменяется (уменьшается) температурная стабильность цепи. Если это менее существенно, чем минимизация числа компонентов каскада (исключение одного резистора), то лишь в этом случае может быть рекомендована схема рис 5 17 вместо схем каскадов с фиксированным смещением.



В схеме, приведенной на рис 5 18, также не используется фиксированное смещение и, кроме того, отсутствует резистор стабилизирующей обратной связи RS. Каж

Рис 5 17 Простейший каскад на УТ без фиксированного смещения

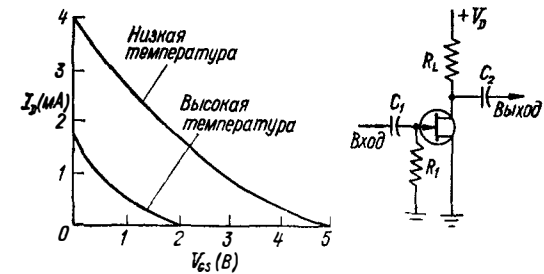
$$Z_{вх} \approx R_1 \quad Z_{вых} \approx R_L \quad AV \approx R_L / R_S$$

дый униполярный транзистор имеет при нулевом напряжении VGS между затвором и истоком свое значение тока ID стоковой цепи. Если характеристики транзистора соответствуют рис. 5.18, то ток ID может принимать значения в пределах от 1,75 до

Рис 5 18 Усилительный каскад на УТ с нулевым смещением

$$Z_{вх} \approx R_1 \quad Z_{вых} \approx R_L \quad AV \approx R_L / R_S$$

4 мА в зависимости от температуры и технологического разброса. Поэтому при RS = 0 невозможно обеспечить точное значение тока ID в точке покоя. По этой же причине изменяется и потенциал стока в рабочей точке. Поскольку отсутствует истоковый резистор отсутствует и отрицательная обратная связь. Значит, нечем и регулировать изменения тока ID. По этой причине схема без смещения и стокового резистора может быть использована только в случае, когда стабильность цепи не имеет решающего значения.



5 7 МНОГОКАСКАДНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Если необходимо обеспечить коэффициент усиления по напряжению более 20 и не допускается использование блокировочного конденсатора в цепи эмиттера (или стока) одного каскада, то можно включить два или три транзисторных каскада последовательно (подключая выход предыдущего каскада ко входу последующего). Теоретически последовательно можно соединить любое количество каскадов и биполярных транзисторах или униполярных транзисторах с целью увеличения коэффициента усиления. На практике обычно используется не более трех каскадов. Общее усиление многокаскадного усилителя равно произведению коэффициентов усиления каждого каскада нагруженного на входное сопротивление последующего каскада или окончательную нагрузку.

К примеру, если каждый из каскадов трехкаскадного усилителя имеет коэффициент усиления 10, то общий коэффициент усилителя приблизительно равен 10 * 10 * 10 = 1000. Поскольку вполне реализуемы стабильные каскады с коэффициентами усиления 10, 15 и 20, то трехкаскадный усилитель может обеспечить усиление от 1000 до 8000. Чаще всего это более чем достаточно для большинства практических задач. При подаче на вход усилителя с A1 = 8000 сигнала 1 мкВ (скажем от низковольтного датчика или от чувствительного электронного прибора) на выходе получаем сигнал 8 мВ при условии сохранения температурной стабильности и нечувствительности к колебаниям питающих напряжений.

5 7 1 ОСНОВНЫЕ СВОЙСТВА МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Любые из описанных в предыдущих разделах данной главы однокаскадных усилителей могут быть объединены в виде двух или трехкаскадных усилителей напряжения. Например, из простейших каскадов (без эмиттерного или истокового конденсатора) можно получить двухкаскадный усилитель с высокой температурной стабильностью. Поскольку каждый из каскадов имеет местную отрицательную обратную связь, результирующий коэффициент усиления реализуется с высокой точностью и весьма стабилен.

В многокаскадных усилителях возможно также использование разнотипных каскадов для обеспечения требуемых свойств усилителя. Например, в трехкаскадном

усилителя в качестве входного может быть использован высокостабильный каскад без блокировочного конденсатора, а два последующих каскада — с блокировочным конденсатором. Если коэффициент усиления первого каскада равен 10, а второго и третьего — по 30, то результирующий коэффициент усиления равен 9000. Естественно, коэффициент усиления каскадов с нейтрализованной обратной связью завист от параметров транзистора (динамического импеданса, h_{fs} , Y_{fs} и т. д.) и поэтому его нельзя рассчитать точно. Но если уж коэффициент усиления установлен для данной реализации, то в дальнейшем он остается достаточно стабильным.

Так как проектирование многокаскадного RC-усилителя по существу не отличается от проектирования однокаскадного RC-усилителя, мы не будем рассматривать пример расчета. Иначе говоря, каждый каскад анализируется и рассчитывается по методикам, описанным в предыдущих разделах данной главы. Однако, необходимо рассмотреть некоторые предостережения.

Нелинейные искажения и ограничение сигналов. Так же, как и в случае однокаскадного усилителя с большим коэффициентом усиления, в многокаскадном транзисторном усилителе возможен случай *избыточного входного сигнала*. Если известно максимальное значение входного сигнала, сопоставьте его произведение на общий коэффициент усиления с допустимым размахом выходного сигнала.

Пусть, например, общий коэффициент усиления равен 1000, а напряжение питания — 20 В. Обычно это подразумевает потенциал покоя коллектора (или стока) 10 В и размах выходного напряжения около 20 В (от 0 до 20 В). На практике более реально считать размах выходного напряжения от 0 до 19 В. Как бы то ни было, при размахе входного сигнала 20 мВ, выходное напряжение $20 \text{ мВ} \times 1000 = 20 \text{ В}$ достигает граничных значений, и возможны нелинейные искажения и ограничения сигнала.

Обратная связь. Усиление поддерживается (иногда точнее, если каждый каскад многокаскадного усилителя имеет местную (внутрикаскадную) обратную связь). Однако, такие обратные связи нужны не всегда. Вместо них может быть использована общая или межкаскадная обратная связь, когда часть выходного сигнала одного каскада передается на вход предыдущего каскада. Чаще всего это резистивная обратная связь (для фиксации требуемой глубины) с выхода последнего каскада на вход первого. Но возможны также обратные связи, охватывающие не весь усилитель, а два, три и т. д. каскада.

Инверсия фазы в контуре обратной связи. При использовании общих обратных связей возникает задача обеспечения требуемой фазы сигнала обратной связи. Каскады с общим эмиттером или истоком инвертируют выходной сигнал по отношению ко входному. Если обратная связь охватывает два каскада, то вследствие двукратного инвертирования сигнала обратная связь становится *положительной*. Обычно это приводит к самовозбуждению усилителя. В любом случае положительная обратная связь не стабилизирует усиление. Один из способов введения *отрицательной обратной связи* (ООС) в двухкаскадный усилитель из инвертирующих каскадов состоит в подключении цепи обратной связи между коллектором (стоком) второго каскада и эмиттером (истоком) первого каскада.

Пусть на базу (затвор) первого каскада поступает положительное приращение напряжения. Тогда на коллекторе (стоке) первого каскада и базе (затворе) второго сформируется отрицательное приращение напряжения. На коллекторе (стоке) второго каскада и через цепь обратной связи на эмиттере (истоке) первого каскада получается положительное приращение напряжения. Это приращение смещает эмиттерный переход в направлении, противоположном действию входного сигнала, откуда следует, что обратная связь отрицательна.

Низкочастотный спад АЧХ. Если для реализации межкаскадных связей, а также для подключения к усилителю источника сигнала и нагрузки используются конденсаторы, то в сочетании с резисторами, включенными между базой и землей (затвором и землей), они образуют фильтры верхних частот. Таким образом, каждый каскад многокаскадного усилителя содержит свой фильтр верхних частот, причем *все они совместно влияют на АЧХ*.

Если, например, на некоторой заданной частоте среза каждый фильтр вызывает затухание на 1 дБ, и имеется три таких фильтра (один на входе усилителя и два между

каскадами), то результирующее затухание выходного сигнала составит 3 дБ на той же частоте. Если это недопустимо, соотношения между R и C должны быть пересчитаны. Практически это значит, что нужно увеличить емкости конденсаторов, поскольку изменения сопротивлений резисторов приводят к смещению рабочей точки или изменению других параметров усилителя (таких как входное и выходное сопротивления).

5.8 ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ

Рассмотренные до сих пор усилители нельзя использовать для усиления *постоянного тока* (или напряжения), так как постоянный ток не может передаваться через конденсаторы и связующие трансформаторы. Усилители с трансформаторной или емкостной связями также мало подходят для усиления низкочастотных сигналов.

По причинам, рассмотренным в разделе 5.2, усилители с непосредственной связью используют тогда, когда необходимо усиливать постоянный или низкочастотный ток (либо напряжение). В усилителях с непосредственными связями, называемых еще усилителями постоянного тока (УПТ), передача сигнала непосредственно к транзистору обеспечивается без каких либо промежуточных компонентов связи. УПТ могут быть однокаскадными и многокаскадными, но обычно число каскадов не превышает трех.

5.8.1 ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА ДВУХКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ С НЕПОСРЕДСТВЕННОЙ СВЯЗЬЮ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

На рис. 5.19 приведена практическая схема двухкаскадного усилителя с непосредственной связью на основе *комплементарных* биполярных транзисторов. Для улучшения стабильности выход *n-p-n*-транзистора подключен к *p-p*-транзистору. Увеличение стабильности комплементарного усиления с непосредственной связью объясняется тем, что изменение коллекторного тока транзистора Q_1 (из-за температуры, колебания напряжения питания и т. п.) *препятствует* изменению коллекторного тока транзистора Q_2 обусловленному теми же внешними причинами. При объединении большого числа каскадов комплементарная структура

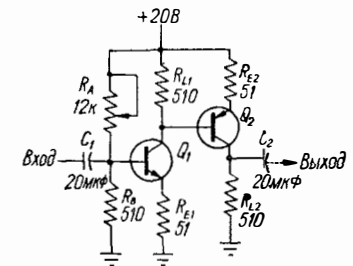


Рис. 5.19. Усилитель на БТ дополняющей проводимости с непосредственной связью:

$$Z_{вх} \approx R_B, Z_{вых} \approx R_{L2}, A_{V1} \approx R_{L1}/R_{E1}, A_{V2} \approx R_{L2}/R_{E2}, R_L > 5R_E, R_L \approx 10R_E, R_B < 20R_E, R_B \approx 10R_E$$

тура должна сохраняться, то есть транзисторы типа *p-n-p* и *n-p-n* должны чередоваться.

Двух- и трехкаскадные усилители, аналогичные приведенному на рис. 5.19, производятся промышленностью в виде *гибридных схем*. Плотность компонентов таких схем совпадает (или почти совпадает) с плотностью компонентов интегральных схем. Вообще говоря, проектировать устройство из гибридных схем проще, чем из отдельных компонентов, поскольку входное и выходное сопротивления, режим работы и т. д. рассчитываются и приводятся изготовителем таких схем. Справочные данные,

прилагаемые к гибридной схеме, содержат также необходимую информацию об источниках питания, коэффициенте усиления, входном и выходном сопротивлениях и т. п.

Справочная информация может быть дополнена рекомендациями по специфическим применениям гибридной схемы. Но иногда возникает необходимость выбрать значения внешних компонентов гибридной схемы или рассчитать многокаскадный усилитель с непосредственными связями (с дискретными компонентами) для каких-нибудь специальных цепей, поэтому необходимо рассмотреть некоторые особенности и примеры расчета.

Соображения по проектированию. Элементы схемы на транзисторе Q_1 (рис. 5.19) по существу те же, что на рис. 5.11 (простейший однокаскадный усилитель на биполярном транзисторе). Заметим также, что та же структура цепи используется и для транзистора Q_2 с учетом того, что R_A , R_B и конденсатор межкаскадной связи из схемы исключены.

Соображения по проектированию схемы на рис. 5.19 аналогичны изложенным ранее для схемы на рис. 5.11, но имеются и отличия. Амплитуда входного напряжения, которое может быть приложено к непосредственно связанному транзистору мала. Прямое смещение нельзя увеличивать настолько, чтобы транзистор оказался насыщенным, и нельзя уменьшать так, чтобы он оказался в режиме отсечки.

Входное сопротивление усилителя приблизительно равно R_B , а выходное сопротивление — приблизительно R_{L2} .

Емкость конденсатора C_1 зависит от нижней граничной частоты усилителя и сопротивления резистора R_B . Если, например, нижняя граница частоты равна 30 Гц, то для затухания 1 дБ на этой частоте и при $R_B = 510 \text{ Ом}$ необходима емкость C_1 не менее 20 мкФ. Аналогично емкость конденсатора C_2 зависит от нижней граничной частоты усилителя и входного сопротивления следующего каскада (и от нагрузки). Если входной и выходной сигнал помимо переменной должны содержать и постоянную составляющую, то конденсаторы C_1 и C_2 должны быть исключены из схемы.

Общий коэффициент усиления по напряжению двухкаскадного усилителя с непосредственной связью по схеме рис. 5.19 составляет около 70% (возможно и больше) произведения коэффициентов усиления отдельных каскадов. Как следует из отношения коллекторного сопротивления 510 Ом к эмиттерному сопротивлению 51 Ом, коэффициент усиления каждого каскада приблизительно равен 10. Теоретически общий коэффициент усиления двухкаскадного усилителя должен быть равен 100, но практически он около 70, т. е. входной сигнал 100 мВ усиливается до 7 В на выходе.

Сигнал на базе транзистора Q_2 приблизительно в 10 раз больше, чем на базе транзистора Q_1 . Следовательно, напряжение сигнала на базе Q_2 приблизительно равно 1 В. Этот сигнал может представлять собой постоянную или медленно изменяющуюся величину, а также иметь синусоидальную или даже импульсную форму. В любом случае смещение базы Q_2 должно быть приспособлено к сигналу 1 В.

Потенциал коллектора Q_2 в рабочей точке должен быть приблизительно равен 10 В. Это вполне достаточно для выхода с размахом 7 В. При потенциале коллектора Q_2 10 В через R_{L2} и R_{F2} протекает ток около 20 мА, что создает на R_{E2} падение напряжения приблизительно 1 В. Если транзисторы кремниевые, то потенциал базы Q_2 относительно эмиттера составляет около 0,5 В. Так как транзистор Q_2 p-p-r типа, то база должна быть более отрицательна (или менее положительна), чем эмиттер. Так как потенциал эмиттера Q_2 равен около +19 В (+20 В напряжение питания, минус 1 В падения напряжения на R_{E2}), то потенциал базы Q_2 должен быть равен +18,5 В. Это и будет потенциал коллектора транзистора Q_1 в рабочей точке, что вполне достаточно для размаха сигнала в 1 В.

Напряжение в рабочей точке транзистора Q_1 устанавливается коллекторным током (приблизительно равным 3 мА), который в свою очередь задается резисторами цепи смещения R_A и R_B обычным способом. Поскольку на практике сопротивления резисторов реализуются приближенно, то для уточнения положения рабочей точки может потребоваться подстройка резистора R_A . В конечном счете подстройка R_A дол-

жна обеспечить на коллекторе транзистора Q_2 сигнал с амплитудой 7 В (при сигнале на входе 100 мВ) без нелинейных искажений.

Так как коэффициент усиления определяется параметрами компонентов усилителя, необходимо кратко остановиться на требованиях к параметру β транзистора. Конечно, коэффициент β каждого транзистора должен быть больше 10 на всех частотах усиливаемого сигнала. Отметим, что схема, приведенная на рис. 5.19, и высокостабильна и широкополосна (по сути от постоянного тока до максимальной частоты, ограниченной частотными свойствами транзисторов).

5.8.2 СХЕМА ДАРЛИНГТОНА

На рис. 5.20 приведена принципиальная схема известная как схема Дарлингтона вместе с двумя другими вариантами этой схемы. Как видно из рисунка, схема Дарлингтона является эмиттерным повторителем (схема с общим коллектором), который управляет вторым эмиттерным повторителем.

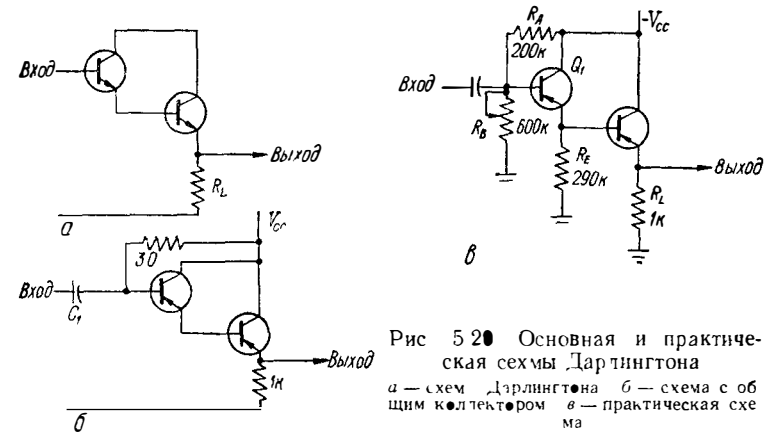


Рис. 5.20 Основная и практическая схемы Дарлингтона
а — схема Дарлингтона б — схема с общим коллектором в — практическая схема

Как следует из ранее изложенного, эмиттерный повторитель не усиливает напряжение, но обеспечивает достаточное усиление мощности.

Основное назначение схемы Дарлингтона (особенно в низкочастотной технике) состоит в реализации большого усиления по току (и мощности). Так, например, схема Дарлингтона часто используется в качестве предоконечных каскадов УНЧ, для поднятия мощности сигнала от усилителя напряжения до уровня, необходимого для раскачки оконечного усилителя мощности. Схемы Дарлингтона используются также в качестве предварительного каскада (или для того, чтобы исключить необходимость в отдельном предоконечном каскаде).

Эмиттерный повторитель по схеме Дарлингтона. Если коллекторы транзисторов в схеме Дарлингтона соединены, как показано на рис. 5.20, то выходное сопротивление приблизительно равно сопротивлению эмиттерного резистора R_L . Входное сопротивление приблизительно равно $\beta^2 R_L$. Коэффициент усиления по току приблизительно равен квадрату среднего значения β транзисторов. Однако, в большинстве схем с общим коллектором (эмиттерных повторителей) наибольший интерес представляет коэффициент усиления по мощности. То есть разработчика интересует, насколько может быть усилена мощность сигнала, отдаваемая в нагрузку.

Пусть, например, $R_L = 1 \text{ кОм}$ (рис. 5.20, в) и среднее значение параметра $\beta = 15$. Это обеспечивает входное сопротивление около 225 кОм ($15^2 \times 1 \text{ кОм}$) и выходное сопротивление около 1 кОм. Пусть на вход поступает сигнал 2,5 В, а на нагрузке

R_L выделяется выходной сигнал 2 В При этом входная мощность равна $2,5^2 / (225 \times 10^3) \approx 0,028$ мВт, а выходная мощность — $2^2 / 10^3 = 4$ мВт. То есть коэффициент усиления по мощности равен $4 / 0,028 \approx 140$

Схема Дарлингтона с общим эмиттером. Схему Дарлингтона можно использовать при включении транзисторов с общим эмиттером для усиления сигнала по напряжению Для этого достаточно в общую коллекторную цепь любой из схем (рис 5 20)

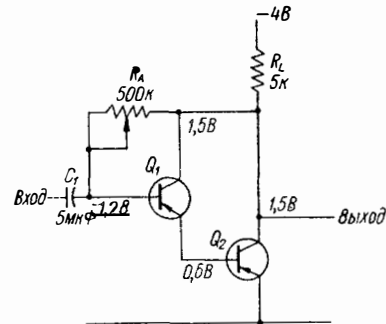


Рис 5 21 Схема Дарлингтона в каскаде с коллекторной обратной связью

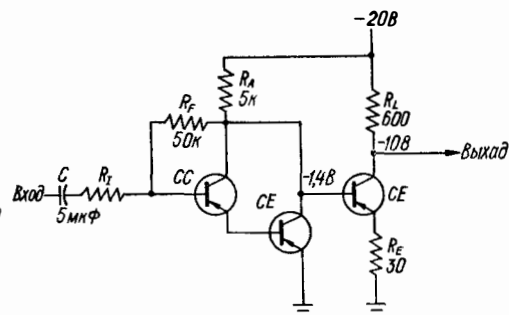


Рис 5 22 Многокаскадная схема Дарлингтона ОК ОЭ ОЭ (General Electric)

добавить резистор и сигнал снимать с коллектора, а не с эмиттера По существу, транзистор Q_1 при этом становится каскадом с общим коллектором, который управляет оконечным каскадом на транзисторе Q_2 с общим эмиттером В целом схема представляет собой усилительный каскад с общим эмиттером и ее можно использовать для замены одиночного транзистора Такая структура часто используется когда требуется большое усиление напряжения

Схема Дарлингтона может быть использована в усилителе с общим эмиттером по средству исключения из схемы рис 5 20, в резисторов R_B и R_E , заземления эмиттера транзистора Q_2 и включения резистора R_L в коллекторную цепь Полученная в результате схема показана на рис 5 21 Здесь стабилизация режима и параметров обеспечивается коллекторной обратной связью через резистор R_A , который поддерживает потенциал обоих коллекторов на уровне, отличающемся от потенциала базы Q_1 меньше, чем на 0,5 В Отметим, что напряжения на обоих коллекторах одинаковы и приблизительно равны сумме падений напряжений на эмиттерных переходах (или около 1,5 В для двух кремниевых транзисторов)

Коэффициент усиления по току в схеме на рис 5 21 приблизительно равен отношению R_A / R_L Как входное, так и выходное напряжения в этой схеме несколько ограничены по размаху Смещение на входе схемы составляет приблизительно от 1 В до 1,5 В Однако, коэффициент усиления по напряжению 100 (или более) возможен, поскольку входное сопротивление приблизительно равно отношению R_A к коэффициенту усиления по току, т.е. равно R_L . (В случае равенства входного и выходного сопротивлений величине R_L коэффициенты усиления по напряжению и току совпадают)

Многокаскадные схемы Дарлингтона. Количество транзисторов в схеме Дарлингтона может быть больше двух, например, три или даже четыре Классическим примером является схема фирмы General Electric, приведенная на рис 5.22, которая методом гибридной технологии реализована в корпусе типа TO-5 По существу, эта схема представляет собой соединенные по схеме Дарлингтона транзисторы с общим коллектором и общим эмиттером, последовательно с которыми включен усилительный каскад на транзисторе с общим эмиттером

Если резистор R_L отсутствует, то входное и выходное сопротивления опреде-

ляются резистором R_L . (Практически входное сопротивление несколько больше, чем R_L и обычно имеет значение порядка (700... 800) Ом) В этом случае коэффициент усиления по напряжению равен примерно 1000 При включении резистора R_L входное сопротивление становится равным приблизительно R_L , а коэффициент усиления по напряжению соответственно уменьшается Например, если $R_L = 10$ кОм, то коэффициент усиления по напряжению падает от 1000 до 50

583 ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЯ С НЕПОСРЕДСТВЕННЫМИ СВЯЗЯМИ НА УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

В усилителях с непосредственными связями могут быть использованы униполярные транзисторы и с изолированным затвором (МОП транзисторы), и с управляющим $p-n$ переходом Но особенно хорошо для этой цели подходят МОП транзисторы Поскольку затвор МОП транзистора по существу действует как конденсатор, а не как $p-n$ переход, отпадает необходимость в конденсаторах межкаскадных связей По этой причине *теоретически* отпадает проблема низкочастотных ограничений переменной о сигнала Однако на практике входная емкость в сочетании со внутренним сопротивлением источника сигнала может образовать RC-фильтр верхних частот и тем самым вызвать некоторое ослабление сигнала на низких частотах

На рис 5 23 приведена схема трехкаскадного усилителя на МОП транзисторах Отметим, что все три транзистора одного типа и все три стоковых сопротивления (R_1, R_2 и R_3) равны Такая структура упрощает расчеты На первый взгляд может показаться, что все три каскада работают при нулевом смещении Однако при протекании тока I_D в цепи стока на соответствующем стоковом резисторе создается некоторое падение напряжения, определяющее потенциал стока транзистора, а значит, и потенциал затвора транзистора следующего каскада На затворе первого транзистора начальный потенциал по существу равен потенциалу стока транзистора последнего каскада благодаря наличию резистора обратной связи R_F Через резистор R_F в отсутствие сигнала ток не течет, за исключением тока утечки через затвор (которым в практических расчетах можно пренебречь)

Рабочая точка. Определение подходящей рабочей точки усилителя означает нахождение компромисса между требуемым выходным сигналом, характеристиками МОП-транзистора и напряжением источника питания Например, пусть требуемый на выходе усилителя сигнал характеризуется максимальным размахом напряжения 7 В, напряжение источника питания 24 В, и в цепи стока протекает ток $I_D = 0,55$ мА, если напряжение между затвором и истоком $V_{GS} = 7$ В При этих условиях подходящей будет рабочая точка, когда потенциал стока равен 7 В и обеспечивается без нелинейных искажений выходной сигнал с размахом 7 В В процессе усиления потенциал стока будет изменяться в пределах от 3,5 В до 10,5 В, около рабочей точки 7 В На стоковых резисторах в рабочей точке должно падать напряжение $24 - 7 = 17$ В при токе 0,55 мА, откуда следует, что резисторы R_1, R_2 и R_3 должны быть приблизительно равны $17 / 0,55 = 31$ кОм (принимая значение 30 кОм).

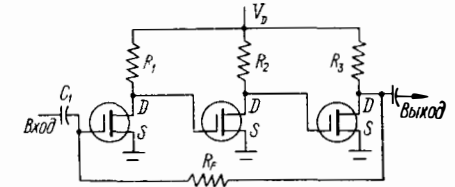


Рис 5 23 Трехкаскадный усилитель на МОП транзисторах

$K_U \approx (R_1 \times y_{fs}) (R_2 \times y_{fs}) (R_3 \times y_{fs})$ — усиление без обратной связи ($R_F = \infty$) $R_{вх} \approx R_F / K_U$

Коэффициент усиления. Результирующее усиление напряжения зависит от соотношения коэффициента усиления без обратной связи A_V и сопротивления резистора обратной связи R_F . Коэффициент усиления без обратной связи определяется крутизной y_{fs} транзисторов и сопротивлениями резисторов R_1 , R_2 и R_3 . Пусть, например, $y_{fs} = 1 \text{ мА/В}$, тогда коэффициент усиления каждого каскада равен 30 ($30 \text{ кОм} \times 1 \text{ мА/В} = 30$), а общий коэффициент усиления (без обратной связи) равен 27 000.

Для того, чтобы найти значение резистора R_F , поделим коэффициент усиления без обратной связи на требуемый коэффициент при замкнутой отрицательной обратной связи. Умножим результат на 100 и на сопротивление резистора R_1 . Пусть, например

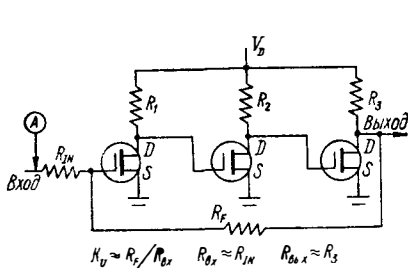


Рис 5 24 Трехкаскадный усилитель на МОП транзисторах с непосредственной связью

необходимо получить при замкнутой обратной связи коэффициент усиления 3000. Тогда $27\ 000 / 3000 = 9$. $9 \times 100 = 900$. $900 / 30 \text{ кОм} = 27 \text{ МОм}$.

Входное сопротивление. Входное сопротивление рассматриваемого усилителя зависит от соотношения коэффициента усиления (без обратной связи) и резистора обратной связи R_F . Приближенно значение входного сопротивления равно R_F (коэффициент усиления A_1). Поскольку усиление зависит от крутизны y_{fs} , постольку и входное сопротивление меняется от транзистора к транзистору и с изменением температуры.

Усиление постоянного тока. В схеме на рис 5 23 на входе необходим конденсатор связи для разделения затвора входного транзистора и источника входного сигнала по постоянному току. Это делает схему непригодной для усиления сигналов постоянного тока. Но схема может быть легко преобразована в усилитель постоянного тока (УПТ), если раздвигательный конденсатор C_1 заменить резистором R_{IN} , как показано на рис 5 24.

Все соображения относительно выбора рабочей точки аналогичны для обеих схем. Кроме того, на последовательный резистор R_{IN} должен быть подан постоянный уровень, соответствующий рабочей точке. Например, если потенциал в рабочей точке равен -7 В , то потенциал на входе (точка А, рис 5 24) также должен быть равен -7 В . При каком либо другом потенциале точки А рабочая точка будет смещаться.

Зависимости между входным сопротивлением, сопротивлением R_F и коэффициентом усиления остаются в силе. Однако, поскольку входное сопротивление схемы приближенно равно R_{IN} , коэффициент усиления приближенно равен отношению R_F / R_{IN} . Это дает возможность управлять коэффициентом усиления, регулируя отношение R_F / R_{IN} . Разумеется, изменяя отношение R_F / R_{IN} , нельзя получить усиление, превышающее коэффициент усиления без обратной связи. Вообще, чем больше отношение коэффициента усиления с разомкнутой обратной связью к коэффициенту усиления с замкнутой обратной связью, тем выше стабильность схемы.

В качестве примера, положим, что коэффициент усиления с разомкнутой обрат-

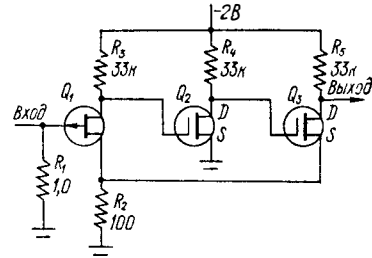


Рис 5 25 Усилитель постоянного тока с УТ на входе и двумя каскадами на МОП-транзисторах

ной связью равен 36 000, а требуется усиление 6000. Это значит, что требуемое отношение равно 6.

Пусть в другом случае требуется усиление 5000, $R_F = 40 \text{ МОм}$, а коэффициент усиления без обратной связи равен 36 000. Поскольку 5000 значительно меньше 36 000, схема сможет обеспечить требуемое усиление при замкнутой обратной связи. Найдем значение резистора R_{IN} .

$$R_{IN} \approx \frac{40 \cdot 10^6}{5 \cdot 10^3} = 8 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 8 \text{ кОм}$$

Усиление сигналов от заземленного источника. Схема на рис 5 24 предусматривает смещение источника сигнала на постоянный уровень, соответствующий рабочей точке. Во многих случаях возникает необходимость усиливать сигналы от нулевого уровня. Для этого на входе усилителя используется униполярный транзистор, работающий в режиме обеднения с управляющим p -переходом, как показано на рис 5 25.

Обратная связь в схеме реализована через общий истоковый резистор R_2 транзисторов Q_1 и Q_3 . В истоковой цепи транзистора Q_2 резистор не предусмотрен, а необходимое смещение транзистора Q_2 обеспечивается протеканием тока стока I_D через резистор R_3 . Входное сопротивление схемы на рис 5 25 определяется резистором R_1 и емкостью затвор-сток транзистора Q_1 .

Для повышения стабильности схемы можно пожертвовать коэффициентом усиления, увеличивая резистор R_2 . Коэффициент усиления схемы с приведенными значениями компонентов и типичным униполярным транзистором будет иметь порядок от 3000 до 5000. Начальное смещение и рабочие точки транзисторов Q_2 и Q_3 устанавливаются резистором R_3 , которые в данном случае равен 33 кОм. На практике величина R_3 рассчитывается приближенно и затем подстраивается так, чтобы обеспечить требуемую рабочую точку на выходе (стоке) транзистора Q_3 .

5 8 4 СОЧЕТАНИЕ УНИПОЛЯРНЫХ И БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В определенных случаях в усилителях

может быть использовано сочетание каскадов на униполярных и биполярных транзисторах. Классическим является пример, когда на входе усилителя используется один каскад на униполярном транзисторе и последовательно с ним включены два каскада на биполярных транзисторах. Такая структура реализует достоинства как униполярных, так и биполярных транзисторов.

Униполярный транзистор управляется напряжением, допуская значительные входные напряжения при весьма малых входных токах. Это дает возможность использовать высокоомные компоненты входных и межкаскадных цепей, обеспечивающих большое входное сопротивление каскадов. Высокое входное сопротивление, в свою очередь, позволяет использовать для межкаскадных связей конденсаторы небольшой емкости и тем самым исключить из схемы громоздкие и дорогостоящие электролитические конденсаторы. Если униполярный транзистор используется в режиме с нулевым температурным коэффициентом, то транзистор температурно высокостабилен, обуславливая тем самым температурную стабильность всего усилителя. В то же время униполярные транзисторы являются слаботочными и поэтому рассматриваются как маломощные приборы.

Биполярные транзисторы являются по существу токовыми приборами и при тех же уровнях входных напряжений, что и на входе униполярных транзисторов, допускают большие токи. Следовательно, при тех же питающих напряжениях и токах сигнала биполярный транзистор позволяет получить большее усиление по току и по мощности, чем униполярный транзистор. Поскольку ток велик, то входное, выходное и межкаскадные сопротивления в усилителях на биполярных транзисторах должны быть

малы. Поэтому для передачи низкочастотных сигналов необходимы конденсаторы большой емкости. Вследствие низкого входного сопротивления усилитель ощутимо нагружает источники управляющих сигналов, особенно, если они являются высокоомными. С другой стороны, низкое выходное сопротивление часто является желаемой характеристикой проектируемого усилителя.

Если в качестве входного используется униполярный транзистор, то входное сопротивление усилителя велико. Благодаря этому источник сигнала нагружается слабо и, кроме того, емкость разделительного конденсатора (если он необходим) может быть небольшой. Если режим работы униполярного транзистора соответствует нулевому температурному коэффициенту, то входной каскад усилителя температурно стабилен (обычно входной каскад наиболее критичен в отношении температурной стабильности). Использование в выходных каскадах биполярных транзисторов обеспечивает малое выходное сопротивление и высокий коэффициент усиления по току и мощности.

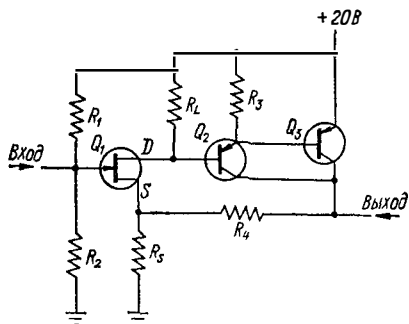


Рис 5 26 Гибридный усилитель постоянного тока

$$Z_{вх} \approx R_2, Z_{вых} \approx R_4, K_L \approx R_L/R_5 \approx R_L/y_{fs}, R_1 \approx 2R_4$$

с непосредственными связями невозможно (изменение напряжения источника питания)

Униполярный транзистор может быть скомбинирован с любым из классических вариантов двухкаскадных усилителей на биполярных транзисторах. Наиболее часто используется пара биполярных транзисторов, включенных по схеме Дарлингтона (которая не усиливает по напряжению, но дает большое усиление по току и малое выходное сопротивление), а также усилитель на основе комбинированных (p-n-p и n-p-n) транзисторов, дающий усиление и по току и по напряжению.

Усилитель с униполярным входным и биполярным выходным транзистором. На рис 5 26 приведена схема УПТ со входным каскадом на униполярном транзисторе и выходным каскадом на паре биполярных транзисторов. Заметим, что во входном каскаде используется местная ООС (резистор R_5), а общая ООС охватывает усилитель через резистор R_4 .

Входное сопротивление, как обычно, определяется величиной резистора R_2 . Выходное сопротивление определяет сочетание R_4 и R_5 и поскольку обычно $R_5 \ll R_4$, то выходное сопротивление по существу равно R_4 .

Усиление по напряжению каскада на униполярном транзисторе определяется отношением R_L и R_5 , а также коэффициентом $1/y_{fs}$. Поскольку сопротивление R_5 весьма мало, то усиление первого каскада в основном определяется отношением R_L к $1/y_{fs}$. Коэффициент усиления каскадов на биполярных транзисторах определяется параметрами β транзисторов и глубиной ООС. Следовательно, коэффициент усиления может быть определен лишь приблизительно.

Падение напряжения на R_3 равно напряжению прямого смещения эмиттерного перехода транзистора (0,5 ... 0,7 В для кремниевого и 0,2 ... 0,3 для германиевого). Падение напряжения на R_L вдвое больше (1,0 ... 1,5 В для кремния и 0,4 ... 0,6 В для

германия). Для типичного кремниевого транзистора база Q_2 и сток транзистора Q_1 смещены на 1 В по отношению к источнику питания. В практических схемах резистор R_L необходимо подобрать так, чтобы обеспечить нормальное смещение на базе транзистора Q_2 (и рабочую точку транзистора Q_1). Это же относится и к резистору R_3 . В качестве первого приближения можно выбрать $R_3 \approx 2R_4$.

Расчет начинают с выбора тока стока I_D транзистора Q_1 . Если необходима максимальная температурная стабильность, то используют значение тока I_D , соответствующего нулевому температурному коэффициенту. Для этого обычно требуется фиксированное смещение. Если температурная стабильность не критична, то можно обойтись без фиксированного смещения и резистор R_1 из схемы исключить. На резисторе R_5 выделяется некоторое напряжение затвор-исток V_{GS} , но так как R_B мало, то оно по существу равно нулю, и ток I_D определяется выходной характеристикой транзистора для $V_{GS} = 0$.

Если величина тока I_D установлена, выбирают величину резистора R_L , на котором должно выделиться напряжение 1,0 ... 1,5 В для смещения транзисторов Q_2 и Q_3 . Входное сопротивление устанавливается резистором R_2 , а выходное — резистором R_4 . Величина резистора R_3 приблизительно вдвое больше, чем R_4 . Сопротивление R_5 меньше 10 Ом и обычно имеет порядок от 3 до 5 Ом.

В качестве краткого примера расчета, рассчитаем схему (рис. 5 26) так, чтобы входное сопротивление усилителя равнялось 1 МОм, выходное сопротивление — 500 Ом и обеспечивалось максимальное усиление по напряжению. Температурная стабильность не критична.

При заданных условиях выбираем $R_2 = 1$ МОм и $R_4 = 500$ Ом. Для практических целей, пренебрегая падением напряжения на R_5 , будем считать, что в исходном режиме $V_{GS} = 0$. Пусть в этом случае I_D равен 0,2 мА. Чтобы при токе $I_D = 0,2$ мА падало напряжение 1,5 В, резистор R_L должен иметь сопротивление около 7,5 кОм. Так как $R_1 = 500$ Ом, резистор R_3 должен иметь сопротивление 1 кОм.

Ключевым компонентом в расчете цепи является резистор R_L . При экспериментальной работе со схемой величину R_L подбирают так, чтобы обеспечить выходное напряжение в рабочей точке (коллекторы транзисторов Q_2 и Q_3).

Усилитель с непосредственными связями без автосмещения. Вообще, в усилителе с непосредственными связями не нужны никакие конденсаторы связи. Исключение может составить конденсатор на входе, не пропускающий постоянную составляющую на вход усилителя (если сигнал содержит постоянную и переменную составляющие). Если в цепь затвора униполярного транзистора с управляющим p-n-переходом включен разделительный конденсатор (или в цепь базы биполярного транзистора), создаются условия для автосмещения транзистора.

Автосмещение возникает вследствие того, что p-n-переход униполярного транзистора аналогичен диоду (так же, как эмиттерный переход биполярного транзистора). «Диод» выпрямляет входной сигнал. Если конденсатор включен последовательно с «диодом», то большие сигналы могут зарядить конденсатор. В течение одного полупериода входного сигнала диод смещен в прямом направлении, и конденсатор быстро заряжается. В следующий полупериод диод заперт, и конденсатор разряжается медленно. Если сигнал и заряд достаточно велики, усилитель может быть смещен в режим отсечки до тех пор, пока конденсатор не разрядится. Следовательно, усилитель может быть заблокирован входным сигналом на некоторый период времени.

Один из методов исключения автосмещения состоит в использовании на входе усилителя МОП-транзисторов. Поскольку затвор МОП-транзистора действует, по существу, как конденсатор (а не p-n-переход), то тем самым исключается выпрямление сигнала и автосмещение усилителя.

6.9. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ТРАНСФОРМАТОРНЫМИ СВЯЗЯМИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Каскады УНЧ могут быть связаны между собой с помощью трансформатора. Трансформаторы со стальным сердечником используются в диапазоне звуковых частот, в частности, если необходимо получить усиление мощности.

Как и в случае любого вида межкаскадных связей, трансформаторы имеют определенные преимущества, но и порождают некоторые трудности. Компромисс между различными факторами достигается применительно к конкретным требованиям.

Индуктивное сопротивление. Одна из главных проблем применения трансформаторов связана с индуктивным характером сопротивлений его обмоток. Индуктивное сопротивление увеличивается с ростом частоты. На частотах свыше 20 кГц индуктивное сопротивление трансформатора со стальным сердечником становится столь большим, что сигнал либо не проходит либо существенно ослабляется. По этой причине трансформаторы со стальным сердечником на высоких частотах не используются. На низких частотах индуктивное сопротивление даже при наличии стального сердечника приближается к нулю. Поскольку обмотки трансформаторов включаются параллельно усилительным элементам, на низких частотах они действуют как короткое замыкание. Поэтому в усилителях, которые должны работать на очень низких частотах (ниже 20 Гц), трансформаторы не используются.

Габариты и вес. В мощных и силовых трансформаторах используется толстый обмоточный провод и стальной сердечник больших размеров. И то и другое обуславливает рост веса. За исключением некоторых случаев, дополнительный вес трансформаторов сводит на нет достоинства компактной и легкой транзисторной аппаратуры.

Пробой транзистора при коротком замыкании. Еще одной проблемой применения трансформаторов является опасность короткого замыкания на выходе, когда чрезмерно возрастают одновременно коллекторный ток и напряжение на транзисторе. На обмотке трансформатора в коллекторе транзистора падает весьма малое напряжение по сравнению с падением напряжения на нагрузке RC усилителя и ти усилителя с непосредственными связями. При коротком замыкании на выходе (допустим, вследствие закорачивания нагрузки) вследствие протекания очень большого коллекторного тока транзистор может быть разрушен. Такого рода разрушение называют *вторичным пробоем*. Вторичный пробой можно предотвратить, ограничив произведение напряжения на ток в коллекторной цепи.

Иная проблема перегрузки имеет место, когда нагрузкой является громкоговоритель. Сопротивления высококачественных систем звуковоспроизведения могут иметь как емкостный и индуктивный, так и активный характер. Если нагрузка реактивна, то выходной ток и напряжение не совпадают по фазе. Нередко сдвиг фазы достигает 90° . В этом случае на выходном транзисторе падает половина напряжения питания при полном выходном токе, либо все напряжение питания при половинном выходном токе в зависимости от того, является нагрузка емкостной или индуктивной.

Можно руководствоваться правилом, что вторичный пробой не произойдет, если допустимая мощность, рассеиваемая на коллекторе выходного транзистора, вдвое больше выходной мощности усилителя (для однотактных трансформаторных усилителей). Для двухтактных усилителей каждый выходной транзистор во избежание вторичного пробоя должен допускать рассеивание на коллекторе мощности, равной полной выходной мощности усилителя.

Согласование сопротивлений. Одним из главных преимуществ трансформаторных связей является возможность согласования сопротивлений. Выходное сопротивление типичных усилителей имеет порядок нескольких сотен (тысяч) ом (часто оно равно значению выходного коллекторного резистора). В системах звукового диапазона (осо-

бенно при воспроизведении речи и музыки) сравнительно высокое выходное сопротивление должно быть согласовано с системами громкоговорителей, имеющих сопротивление 4, 8, 16 Ом. Существенное рассогласование приводит к потере мощности. В случае использования трансформатора, первичную обмотку можно рассчитывать или выбрать так, чтобы согласовать высокое выходное сопротивление транзисторного каскада с низкоомным громкоговорителем (или другой нагрузкой), включенным во вторичную обмотку.

Низковольтное питание. Другое важное преимущество трансформаторной связи заключается в малом падении напряжения на обмотке трансформатора. Благодаря этому, усилитель с трансформаторными связями может работать при значительно меньших питающих напряжениях, чем RC -усилитель. Как правило, для работы усилителя с трансформаторными связями достаточно половины питающего напряжения, необходимого для аналогичного RC -усилителя.

Типичные применения. Трансформаторы часто используются в УНЧ транзисторных радиоприемников и портативных системах высококачественного звуковоспроизведения. Для этих применений достаточно небольшая выходная мощность, поэтому трансформаторы могут быть выполнены компактными и легкими. Отсутствие потерь из-за рассогласования сопротивлений и низкое напряжение питания делают схемы с трансформаторными связями идеальными при питании от батарей. Трансформаторы также используются в мощных высококачественных стереофонических системах и в УНЧ телевизоров, где дополнительная масса не имеет решающего значения.

5.9.1. АНАЛИЗ СХЕМЫ

На рис. 5.27 приведена схема классического УНЧ с трансформаторными связями. Схема содержит входной или предоконечный каскад класса А и двухтактный выходной каскад класса В. Каскад класса А обеспечивает усиление слабого входного сигнала по напряжению и мощности до уровня, достаточного для раскачки мощного выходного каскада класса В.

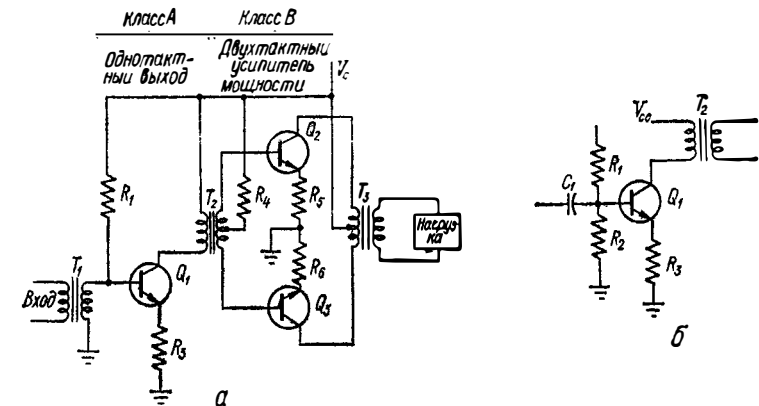


Рис. 5.27. Усилитель звуковых частот с трансформаторными связями: а — с трансформаторным входом, б — с емкостным входом

Каскад класса А и источник сигнала могут быть связаны, по необходимости через трансформатор или RC -звено. Трансформаторная связь на входе используется в случае, если возникает задача согласования сопротивлений. Источник сигнала подключают ко входному каскаду класса А непосредственно либо через предусилитель в случае весьма малого входного сигнала. Если необходимо, в качестве *предусилителя*

может быть использован каскад с большим коэффициентом усиления по напряжению (такой, как описанные в других разделах данной главы).

Двухтактный выходной каскад может работать в режиме класса В. Это означает, что в рабочей точке транзисторы заперты, и коллекторный ток протекает лишь при наличии входного сигнала. Режим класса В наиболее экономичен для УНЧ, поскольку при этом потребляется минимальный ток (а в отсутствие сигнала ток не течет). Однако, режим работы класса В может привести к появлению *нелинейных искажений*.

Влияние нелинейных искажений можно увидеть, сопоставив входной и выходной сигналы на рис 5 28. При работе в режиме класса В транзистор остается запертым

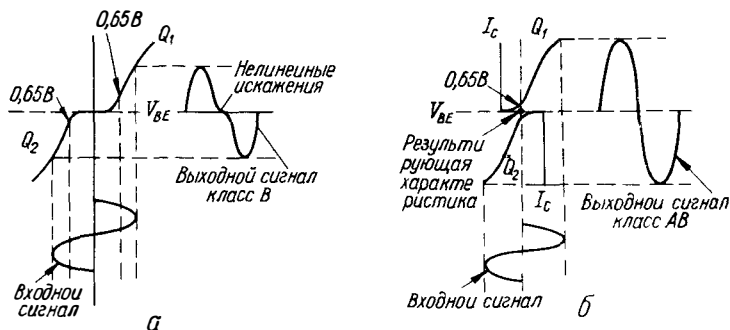


Рис 5 28 Нелинейные искажения и как они устраняются прямым смещением, подаваемым на базы БТ

даже при наличии входного сигнала малой амплитуды (так как усечение транзистора по току у точки отсечки весьма мало) а затем резко отпирается при большом сигнале. Как видно из рис 5 28 а транзистор практически не проводит пока напряжение между базой и эмиттером V_{BE} меньше 0,65 В (для кремниевых транзисторов). В течение короткого интервала когда один транзистор запирается а другой начинает отпирать ся форма выходного сигнала искажается.

Но искажения сигнала являются не единственным отрицательным следствием такого перехода. Резкая отсечка коллекторного тока обуславливает большие скачки напряжения, в несколько раз превышающие напряжение питания. Это может привести к пробоему транзистора.

Нелинейные искажения можно свести до минимума, используя в выходном каскаде режим класса АВ (или режим между классами В и АВ). В этом случае транзисторы открыты как раз настолько, чтобы в точке покоя протекал небольшой коллекторный ток. Некоторый коллекторный ток, таким образом, протекает при минимальных уровнях входного сигнала, поэтому резкое изменение тока исключается. На рис 5 28, б показано, что это дает. При сложении коллекторных токов получается *суммарная кривая*, которая по существу линейна в точке перехода. Это приводит к тому, что выходной сигнал точно повторяет входной, по крайней мере в точке перехода. Конечно, класс АВ менее экономичен, чем класс В, поскольку используется больший ток.

КПД усилителя определяется отношением выходной мощности к мощности, потребляемой от источника питания. Усилитель, КПД которого равен 70% при выходной мощности 7 Вт потребляет от источника питания 10 Вт (считая, что потребляемая от источника питания мощность равна произведению напряжения питания на общий потребляемый ток).

Обычно КПД усилителей класса В можно считать равным 70-80%. Диапазон значений КПД усилителей класса А лежит в пределах от 35 до 40%, а усилителей класса АВ — от 50 до 60%.

В любой усилительной схеме увеличение тока покоя приводит к снижению КПД.

Вследствие этого необходимо находить компромисс между уровнем нелинейных искажений и КПД.

КПД зависит от режима работы, и, в свою очередь, влияет на требования к теплоотводу. Чем больше расчетный ток покоя, тем более эффективным должен быть теплоотвод. Как правило, при прочих равных условиях, для усилителя класса А необходим теплоотвод, вдвое эффективнее, чем для усилителя класса В.

Сравнение искажений в усилителях классов В и АВ. На практике двухтактные усилители обычно рассчитывают для режима класса В (транзисторы в режиме отсечки или близки к нему), затем экспериментально измеряют уровень искажений. В случае превышения допустимого уровня увеличивают прямое смещение эмиттерных переходов транзисторов до появления некоторого тока покоя. Затем вновь измеряют уровень искажений усилителя. Прямое смещение увеличивают до тех пор, пока уровень искажений не станет меньше допустимого или будет найден компромисс между искажениями и выходной мощностью. Такой метод представляется более реалистичным, чем попытки рассчитать усилитель для заданного режима работы.

Выходная мощность УНЧ может быть определена по измеренному напряжению на известной нагрузке

$$\text{Выходная мощность} = \frac{\text{напряжение}^2}{\text{сопротивление нагрузки}}$$

Выходная мощность трансформаторного каскада определяется коллекторным током (обусловленным сигналом) и приведенным к первичной обмотке трансформатора сопротивлением нагрузки. В случае двухтактного каскада это соотношение имеет вид

$$\text{Выходная мощность} \approx \frac{\text{ток}^2 \times \text{первичное сопротивление}}{8}$$

Для однотактного каскада

$$\text{Выходная мощность} \approx \frac{\text{ток}^2 \times \text{первичное сопротивление}}{2}$$

Данные соотношения лежат в основе расчета усилителей с трансформаторными связями.

Параметры трансформатора. Для трансформаторов звукового диапазона приводятся значения полных сопротивлений первичной и вторичной обмоток и допустимая выходная мощность. На практике не всегда можно найти готовый трансформатор с точным коэффициентом трансформации и соответствующей номинальной мощностью. Трансформаторы с точным соотношением полных сопротивлений могут быть изготовлены по специальному заказу. Однако за исключением специальных случаев, в этом нет необходимости. Обычно трансформаторы выбирают по точному значению сопротивления вторичной цепи и ближайшему значению сопротивления первичной обмотки с учетом заданной номинальной мощности.

При выборе трансформаторов для схемы на рис 5 27 можно придерживаться нижеследующих правил.

Двухтактный выходной трансформатор T_2 . Номинальная мощность трансформатора T_2 должна быть приблизительно в 1,1 раза больше требуемой (на нагрузку). Выходное сопротивление со стороны вторичной обмотки должно быть согласовано с сопротивлением нагрузки (громкоговоритель и т.п.), подключенной к выходу усилителя. Полное сопротивление первичной обмотки (первичное сопротивление) можно определить по значениям амплитуды коллекторного тока в первичной обмотке и полного размаха напряжения на коллекторе, используя соотношение

$$\text{Первичное сопротивление} = \frac{4 \times (\text{напряжение питания} - \text{минимальное напряжение})}{\text{максимальный ток}}$$

Минимальное напряжение можно определить по семейству выходных характеристик транзисторов. Как видно из рис 5 29, точка минимального напряжения должна быть выбрана немного правее нелинейной области характеристик (там, где характеристики спрямляются). Если характеристики данного транзистора неизвестны,

то можно произвольно задаться минимальным уровнем напряжения 2 В. Это напряжение вполне приемлемо для большинства мощных транзисторов

Максимальный ток можно определить по величине требуемой выходной мощности и полному размаху коллекторного напряжения из соотношения

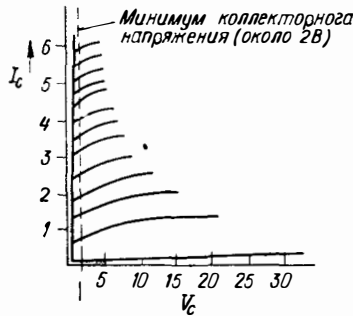
$$\text{Максимальный ток} = \frac{2,1 \times \text{выходная мощность}}{(\text{напряжение питания} - \text{минимальное напряжение})}$$

Пусть, например, напряжение питания равно 20 В, требуемая выходная мощность равна 30 Вт, а минимальное напряжение, которым мы задаемся, равно 2 В. Тогда

$$\text{Максимальный ток} = \frac{2,1 \times 30}{20 - 2} = 3,5 \text{ А}$$

$$\text{Первичное сопротивление} = \frac{4(20 - 2)}{3,5} \approx 21 \text{ Ом}$$

Двухтактный входной трансформатор T_2 . Трансформатор T_2 является входным для двухтактного оконечного каскада и выходным для однотактного предоконечного каскада. Выходное сопротивление со стороны вторичной обмотки (вторичное сопротивление) T_2 должно быть согласовано относительно сигнала с входным сопротивлением двухтактного каскада, а первичное сопротивление T_2 — с выходным сопротивлением предоконечного каскада



5 29 Область малых коллекторных напряжений типовой характеристик мощного транзистора

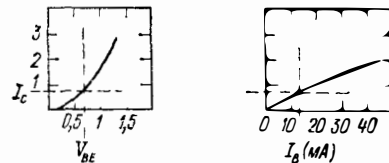


Рис 5 30 Зависимость коллекторного тока от тока и потенциала базы для мощных транзисторов

Номинальная мощность трансформатора T_2 должна быть равна выходной мощности предоконечного каскада (которая, как правило, приблизительно раза в три больше мощности, поступающей на вход оконечного каскада)

Полное вторичное сопротивление трансформатора T_2 должно быть в четыре раза больше динамического входного сопротивления транзисторов Q_2 и Q_3 . Это сопротивление находят делением напряжения сигнала на ток сигнала

Напряжение и ток сигнала зависят от требуемой величины коллекторного тока сигнала транзисторов Q_2 и Q_3 , который, в свою очередь, зависит от требуемой выходной мощности и первичного сопротивления T_2 (общего первичного сопротивления). Соответствующее соотношение имеет вид

$$\text{Коллекторный сигнальный ток} = \sqrt{\frac{8 \times \text{выходная мощность}}{\text{общее первичное сопротивление}}}$$

После того, как найден необходимый коллекторный ток сигнала, можно по передаточным характеристикам транзисторов Q_2 и Q_3 найти напряжение и ток входного сигнала. Передаточные характеристики обычно приводятся в паспортах мощных транзисторов. Типовые передаточные характеристики мощных транзисторов показаны на рис. 5.30. По ним можно определить требуемое напряжение база-эмиттер V_{BE}

(или напряжение сигнала) и ток базы I_B (или ток сигнала) для заданного тока коллектора.

Определяя уровень напряжения входного сигнала, следует учитывать, что показанное на рис. 5.30 напряжение база-эмиттер можно считать напряжением сигнала только тогда, когда эмиттеры транзисторов Q_2 и Q_3 заземлены. Если в эмиттеры включены резисторы R_5 и R_6 стабилизирующей обратной связи, то для нахождения требуемого напряжения сигнала нужно сложить напряжение база-эмиттер и напряжение, падающее на эмиттерном резисторе.

Значения сопротивлений R_5 и R_6 выбирают так, чтобы падение напряжения на них, обусловленное входным сигналом, и соответствующее напряжение база-эмиттер были приблизительно равны. Величина напряжения база-эмиттер для кремниевых мощных транзисторов обычно меньше 1 В, поэтому на сопротивлениях R_5 и R_6 при нормальном коллекторном токе сигнала должно падать напряжение от 0,5 до 1 В.

Первичное сопротивление трансформатора T_2 должно быть согласовано с выходом транзистора Q_1 в соответствии с соотношением

$$\text{Первичное сопротивление} = \frac{\text{напряжение питания} - \text{минимальное напряжение}}{\text{коллекторный ток покоя}}$$

На практике, однако, обычно легче выбрать трансформатор по вторичному сопротивлению и номинальной мощности, а затем, изменяя выходное сопротивление транзистора Q_1 , добиться согласования его с первичным сопротивлением для готового трансформатора

Большое первичное сопротивление обуславливает для данного тока коллектора необходимость большого напряжения питания. Может возникнуть необходимость нахождения компромисса между напряжением питания и коллекторным током при известном первичном сопротивлении (для готового трансформатора с подходящими значениями вторичного сопротивления и номинальной мощности).

После нахождения первичного сопротивления трансформатора T_2 можно определить ток сигнала в коллекторе транзистора Q_1 , используя соотношение

$$\text{Коллекторный сигнальный ток} = \frac{2 \times \text{выходная мощность}}{\text{первичное сопротивление}}$$

Выходная мощность транзистора Q_1 должна быть равна требуемой входной мощности транзисторов Q_2 и Q_3 , которая определяется выражением

$$\text{Входная мощность} = \text{напряжение сигнала} \times \text{ток сигнала}$$

Входной трансформатор T_1 может быть исключен из схемы и заменен RC-связью, как показано на рис 5 27, 6. Схема с трансформаторной связью используется, вообще говоря, в случае особой важности согласования сопротивлений источника сигнала и усилителя. При этом первичное сопротивление трансформатора должно быть равно сопротивлению источника сигнала. Вторичная обмотка должна быть согласована со входом транзистора Q_1 . Входное сопротивление для сигнала находят из соотношения

$$\text{Входное сопротивление} = \frac{\text{напряжение сигнала}}{\text{ток сигнала}}$$

Входные напряжение и ток зависят от требуемой величины переменной составляющей коллекторного тока транзистора Q_1 , которая найдена ранее при вычислении эквивалентного сопротивления, приведенного ко вторичной обмотке трансформатора T_2 . При известной величине требуемого коллекторного тока сигнала можно найти входное напряжение и ток транзистора Q_1 по его передаточным характеристикам.

Если в эмиттерную цепь включен резистор стабилизирующей обратной связи, то для нахождения реального входного напряжения необходимо сложить напряжение база-эмиттер и падение напряжения на эмиттерном резисторе. Сопротивление резистора R_3 должно быть таким, чтобы при нормальном коллекторном токе сигнала на нем падало напряжение от 0,5 до 1 В (аналогично тому, как это показано для резисторов R_5 и R_6).

Если передаточные характеристики транзистора Q_1 неизвестны (как это бывает иногда для маломощных транзисторов), то значения необходимого тока и напряжения сигнала, обеспечивающих требуемую выходную мощность, можно найти приближенно. Напряжение сигнала принимается приблизительно равным падению напряжения база-эмиттер, т. е. 0,5 В. Оно должно быть просуммировано с падением напряжения на эмиттерном резисторе R_3 (его обычно выбирают в пределах от 0,5 до 1 В). Ток входного сигнала также определяется делением коллекторного тока транзистора Q_1 на его параметр β . Разумеется, полученное значение тока будет лишь грубым приближением из-за большого разброса значений параметра β .

Напряжение питания, необходимое для транзистора Q_1 , приблизительно вдвое больше, чем требуется для транзисторов Q_2 и Q_3 . Но поскольку все три транзистора питаются от одного источника, напряжение источника питания выбирается таким, чтобы обеспечить необходимые требования в этом отношении для транзистора Q_1 . Для различных значений выходной мощности транзистора Q_1 напряжение питания для него выбирается в следующих интервалах:

- от 3 до 9 В при выходной мощности менее 2 Вт,
- от 6 до 15 В при выходной мощности до 20 Вт,
- от 15 до 50 В при выходной мощности до 50 Вт.

Для транзисторов Q_2 и Q_3 требуется приблизительно вдвое меньшее напряжение питания. Например, если Q_1 должен отдавать в нагрузку 20 Вт, для него потребуются источник питания от 6 до 15 В, а для транзисторов Q_2 и Q_3 при той же выходной мощности 20 Вт достаточно источник питания с напряжением от 3 до 7,5 В.

В любом усилителе при прочих равных условиях, большие напряжения питания допускают малые токи (и наоборот).

Выбор транзистора. При выборе транзистора необходимо принимать во внимание как его частотные ограничения, так и допустимую мощность рассеяния. В таких системах звуковоспроизведения транзисторы должны иметь f_{ce} больше 20 кГц и желательно даже выше, чем 100 кГц. Допустимая мощность рассеяния для транзистора Q_1 должна быть по крайней мере втрое больше требуемой выходной мощности этого транзистора. Допустимая мощность рассеяния транзисторов Q_2 и Q_3 должна быть в 1,3-1,5 раза больше требуемой выходной мощности усилителя (на трансформаторе T_1). Любые транзисторы, рассеиваемая мощность на которых превышает 1 Вт, должны быть снабжены теплоотводами.

Резисторы базового смещения R_1 , R_2 и R_4 служат для снижения потенциала источника питания до уровня, необходимого на базах транзисторов.

Падение напряжения на резисторе R_4 должно (теоретически) сместить транзисторы Q_2 и Q_3 из области отсечки. Это значит, что ток базы будет протекать лишь под действием сигнала. В практических схемах это не соблюдается, хотя бы потому, что полное отсутствие базового тока влечет за собой отсутствие падения напряжения на резисторе R_4 . Кроме того, такой способ смещения обычно приводит к появлению нелинейных искажений.

Для определения смещения транзисторов Q_2 и Q_3 предположим вначале, что в базе каждого транзистора протекает небольшой остаточный ток. Пусть величина этого остаточного тока составляет 10% нормального тока сигнала. Суммарный остаточный ток транзисторов Q_2 и Q_3 протекает через резистор R_4 . Значение сопротивления R_4 может быть найдено из соотношения

$$R_4 = \frac{\text{напряжение питания}}{2 \times \text{остаточный ток}}$$

При использовании трансформатора T_1 резистор R_2 не нужен. При этом рабочая точка транзистора Q_1 задается током через резистор R_1 . Протекающий базовый ток транзистора Q_1 создает на резисторе R_1 соответствующее падение напряжения. Значение тока базы, которое было использовано при вычислении входного сопротивления транзистора Q_1 , можно принять и при вычислении сопротивления R_1 .

$$R_1 = \frac{\text{напряжение питания}}{\text{ток базы}}$$

Если трансформатор T_1 не используется, то в схему включают резистор R_2 . Величина его сопротивления приблизительно определяет входное сопротивление и, как правило, выбирается из этих соображений. Типичные значения R_2 лежат в пределах от 500 Ом до 20 кОм.

При наличии резистора R_2 через него протекает некоторый ток, обусловленный напряжением база-земля. Этот ток необходимо учитывать при вычислении R_1 , суммируя его с током базы.

Разделительный конденсатор. В случае использования трансформатора T_1 конденсатор C_1 в схеме не нужен. Если же конденсатор C_1 включен в схему, он образует с резистором фильтр верхних частот, обуславливая некоторый спад АЧХ в низкочастотной области звукового диапазона. Для допустимого спада в 1 дБ на нижней граничной частоте величина емкости конденсатора C_1 может быть найдена из выражения

$$\text{Емкость (Ф)} = \frac{1}{3,2 \times \text{частота (Гц)} \times \text{сопротивление (Ом)}}$$

5.10 РАСЧЕТ УНЧ НА ОСНОВЕ ТРАНЗИСТОРОВ В ПЛАСТМАССОВОМ КОРПУСЕ

Использование в выходных каскадах УНЧ

транзисторов в пластмассовом корпусе позволяет разработчику получить наилучшие характеристики при минимальной стоимости компонентов. Фирма Motorola Semiconductor Products Inc. разработала несколько типов таких транзисторов вместе со схемами каскадов УНЧ с *дополнительной симметрией*, в которых преимущества таких транзисторов реализуются в полной мере. В данном разделе рассматриваются вопросы расчета трех разновидностей схем с дополнительной симметрией и источников питания для них.

Схемы такого типа можно было бы проектировать, используя параметры компонентов и напряжения питания, приведенные в таблицах к соответствующим схемам. Однако, в силу большой гибкости схем они могут послужить отправной точкой проектирования подобных структур. С этой целью схемы и таблицы параметров компонентов дополняются замечаниями по расчету, которые объясняют, почему и как данная схема функционирует.

5.10.1 ТРЕХТРАНЗИСТОРНЫЙ УНЧ

От портативных и игрушечных электрофонов,

в которых используются керамические головки с выходным напряжением от 1 В до 3 В, обычно не требуется низкого уровня искажений, широкого частотного диапазона или высокой чувствительности по входу. Применение в них простых усилителей с дополнительной симметрией может привести к существенной экономии средств по сравнению с другими усилителями. Типовая схема УНЧ на трех транзисторах, показанная на рис. 5.31, обеспечивает при соответствующих параметрах компонентов и напряжениях источников питания выходную мощность 2 Вт.

В таблице 5.1 приведены параметры для различных вариантов схемы рис. 5.31. В таблице 5.2 дана выходная мощность каждого из вариантов схемы при работе на высокоомную нагрузку. Нижеследующие замечания по расчету относятся ко всем вариантам данной схемы.

Напряжение питания V_{CC} выбирается из условия обеспечения необходимого размаха сигнала на нагрузке (громкоговорителе). Напряжение V_{CC} должно быть, кроме того, достаточной величины для компенсации потерь в транзисторах и связанных с ними компонентах.

Уравнение для нахождения требуемого напряжения имеет вид

$$V_{CC} \approx 2 \sqrt{P_{\text{вых(max)}} R_L} + V_{CE(sat)Q_2} + V_{BE(sat)Q_1} + V_{CE(sat)Q_1} + I_{EQ_1} \times R_4 + 2I_{\text{вых(max)}} \times R_7 \quad (5.1)$$

Первое слагаемое уравнения — это напряжение на нагрузке, остальные слагаемые учитывают напряжения, необходимые для компенсации потерь на насыщенных транзисторах. При этом второе слагаемое $V_{CE(sat)Q_2}$ и половина последнего соответствующим потерям при положительном полупериоде сигнала, а третье, четвертое и половина последнего слагаемого — потерям при отрицательном полупериоде сигнала.

Напряжение в средней точке V_{CT} (в точке соединения эмиттерных резисторов R_7 и R_8) для обеспечения максимального размаха сигнала на громкоговорителе должно быть равно половине напряжения питания. Приведенная на рис. 5.32 эквивалентная

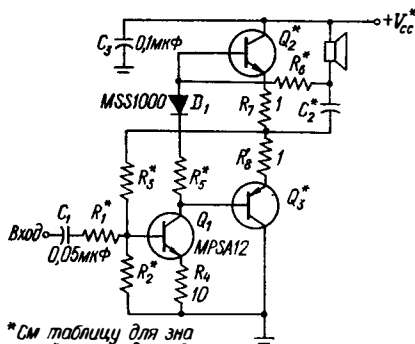


Рис. 5.31 Трехтранзисторный усилитель звуковой частоты (Motorola)

* См таблицу для значений со звездочкой

Обозначение	1 Вт, 8 Ом	1 Вт, 16 Ом	1 Вт, 40 Ом	2 Вт, 16 Ом	2 Вт, 8 Ом
V_{CC} , В	12	14	20	18	15
R_1 , кОм	560	680	820	560	680
R_2 , кОм	560	560	750	470	560
R_3 , МОм	2,2	2,7	5,6	3,3	2,7
R_5 , Ом	27	27	33	22	12
R_6 , Ом	560	820	1000	220	200
C_2 , мкФ	250	150	100	150	250
Q_2	MPS6560*	MPS6561	MPSA05	MPS6560	MPSU01*
Q_3	MPS6562	MPS6563	MPSA55	MPS6562	MPSU51*

* Одноваттный

Таблица 5.1 Параметры трехтранзисторного усилителя

Тип параметра	1 Вт, 8 Ом	1 Вт, 16 Ом	1 Вт, 40 Ом	2 Вт, 16 Ом	2 Вт, 8 Ом
Чувствительность при номинальной $P_{\text{вых}}$, В	0,8	1,15	0,82	1,2	1,4
Выходной ток при номинальной $P_{\text{вых}}$, мА	160	110	70	180	240
Потребляемый ток в отсутствие сигнала, мА	9	8	9	10	17
Входное сопротивление, кОм	560	680	820	560	680
Верхняя граничная частота (приблизительное значение), кГц	20	13	10	14	13

Таблица 5.2 Параметры трех- и четырехтранзисторных усилителей с различными сопротивлениями нагрузки

Вариант усилителя	$P_{\text{вых}}$, Вт	Средний потребляемый ток при нагрузке 16 Ом, мА	$P_{\text{вых}}$, Вт	Средний потребляемый ток при нагрузке 40 Ом, мА
1 Вт, 8 Ом	0,8	100	0,35	60
1 Вт, 16 Ом	1,0	110	0,65	70
2 Вт, 8 Ом	1,0	110	0,65	70
2 Вт, 16 Ом	2,0	180	1,1	90

лентная схема поясняет действие отрицательной обратной связи по постоянному току, которая стабилизирует это напряжение.

Уравнения для напряжения в средней точке имеют вид

$$V_{CT} = V_{CC} - I_{CQ_1} R_6 \quad (5.2)$$

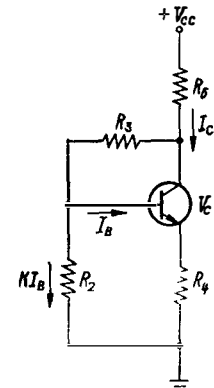
$$V_{CT} = V_{CC} - KI_{BQ_1} (R_2 + R_3) \quad (5.3)$$

Константа K , равная или больше 5, показывает, во сколько раз ток через делитель напряжения R_2, R_3 больше тока базы транзистора Q_1 .

Напряжение на базе транзистора Q_1 относительно земли больше напряжения между базой и эмиттером. Различие между ними обусловлено падением напряжения на резисторе R_4 , сопротивление которого определяет коллекторный ток транзистора Q_1 . Последний определяет напряжение в средней точке в соответствии с равенством 5.2. Если напряжение в средней точке возрастает, то возрастает и напряжение на резисторе R_4 , растет коллекторный ток транзистора Q_1 и падение напряжения на резисторе R_6 , вследствие чего напряжение в средней точке уменьшается приблизительно до начального значения.

Коэффициент усиления с замкнутой обратной связью в схеме на рис. 5.31 определяется отношением R_3 к R_1 . Значение резистора R_3 находят из расчета схемы по постоянному току. Входное сопротивление схемы приблизительно равно сопротивлению резистора R_1 .

Нелинейные искажения. Для того, чтобы компенсировать нелинейные искажения, которые наиболее сильно проявляются при малых входных сигналах, выходные транзисторы смещают в прямом направлении, и в их коллекторах протекает небольшой «холостой» (начальный) ток (см раздел 5.3.3)



В схеме на рис. 5.31 начальный ток обусловлен падением напряжения на сопротивлении R_6 и открытом диоде D_1 . Однако, разогрев выходных транзисторов под действием сигнала и возрастающей температуры окружающей среды вызывает рост начального тока до величины, при которой возможен тепловой пробой транзисторов. Во избежание пренебрежительного отношения к тепловому пробую приведем краткие пояснения. Протекающий через транзистор ток вызывает выделение тепла. Если рассеивается тепла меньше, чем выделяется, то температура $p-n$ -переходов будет возрастать. Это, в свою

Рис 5.32 Эквивалентная схема трехтранзисторного усилителя с цепью обратной связи для стабилизации I_c и U_c (Motorola)

очередь, обуславливает рост тока через $p-n$ -переход даже при неизменном напряжении, значениях компонентов и т. д. Рост тока вызывает еще бо́льший разогрев и дальнейшее нарастание тока. Если тепло не рассеивается каким-либо образом, транзистор разогревается до разрушения.

В схеме на рис. 5.31 опасность теплового пробоя исключена отрицательным температурным коэффициентом напряжения на диоде смещения D_1 , который снижает начальный ток до безопасного значения. Диод D_1 размещается вблизи выходного транзистора так, что переход база-эмиттер и диод имеют одну и ту же температуру. Поэтому падения напряжений на диоде D_1 и переходе база-эмиттер транзистора одинаковы и остаются такими же с изменением температуры.

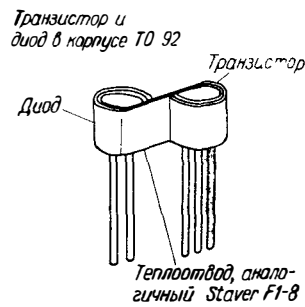


Рис 5.33 Диод для смещения и один выходной транзистор на общем теплоотводе типа Staver FI-8 (Motorola)

Пусть, например, температура возрастает, эмиттерный и коллекторный ток также имеют тенденцию расти. Тот же рост температуры вызывает уменьшение прямого сопротивления диода D_1 . В результате, протекающий через резистор R_6 ток и падение напряжения на нем возрастают. Поскольку это падение напряжения способствует обратному смещению эмиттерного перехода, коллекторный ток уменьшается до нормального (или стремится к нормальному). С уменьшением температуры действие цепи термокомпенсации противоположно и коллекторные токи возрастают до нормального значения.

В схемах 1 Вт — 8 Ом, 1 Вт — 16 Ом и 2 Вт — 16 Ом рекомендуется использовать теплоотвод, показанный на рис. 5.33, для одного выходного транзистора и диода D_1 . Избыток тепла рассеиваемой на выходном транзисторе мощности поступает на диод и обуславливает соответствующее уменьшение начального тока. Другой выходной транзистор должен быть укреплен на теплоотводе типа Staver F 1-7.

Сочетание диода с теплоотводом допускает рабочую температуру до 60° С при минимальных нелинейных искажениях.

Амплитудно-частотная характеристика схемы на рис. 5.31 определяется конденсаторами C_1 и C_2 , а также входной емкостью транзистора Q_1 . Транзистор Q_1 имеет весьма высокий коэффициент усиления по току. Его входная емкость складывается из емкости перехода коллектор-база и емкости база-эмиттер.

Верхняя граничная частота усиления определяется соотношением

$$\text{Верхняя граничная частота} = 1/(6,28 \times R_{IN} \times C_{IN}),$$

где R_{IN} есть сопротивление R_1 и C_{IN} — входная емкость транзистора Q_1 .

Типичное значение верхней граничной частоты лежит в пределах от 10 кГц до 20 кГц, в зависимости от реализуемого варианта схемы.

Нижняя граничная частота определяется входным сопротивлением и последовательно включенной емкостью C_1 , а также сопротивлением громкоговорителя и последовательно включенной с ним емкостью C_2 . Приближенно нижняя граничная частота может быть найдена с помощью соотношений из раздела 5.1

Блокировочный конденсатор C_4 включен между источником напряжения и землей для предотвращения самовозбуждения из-за бросков тока в шинах источника питания.

Заземление громкоговорителя. В некоторых системах может потребоваться заземлить один из полюсов громкоговорителя вместо того, чтобы подключать его к шине питания. Это реализуется в схеме, приведенной на рис. 5.34. В положительный полупериод управляющий ток транзистора Q_2 протекает через резистор R_6 . Если предположить, что конденсатор C_4 отсутствует, то с ростом положительной полуволны выходного напряжения падение напряжения на R_6 , очевидно, уменьшается, следовательно уменьшается и управляющий ток транзистора Q_2 . Это приводит к отсечке при напряжении на выходе, много меньшем напряжения V_{CC} .

В основной схеме (рис. 5.31) выходной конденсатор C_2 заряжен до половины V_{CC} . Когда выходное напряжение возрастает до V_{CC} , потенциал на конденсаторе C_2 становится в 1,5 раза больше, чем V_{CC} . Соответствующий «избыточный» заряд этого конденсатора обеспечивает достаточный управляющий ток транзистору Q_2 для положительной полуволны выходного напряжения. В последующей схеме на рис. 5.34 конденсатор C_4 служит для аналогичной цели.

5.10.2 ЧЕТЫРЕХТРАНЗИСТОРНЫЙ УНЧ

Для многих технических применений нужен УНЧ с высокой чувствительностью, большим входным сопротивлением и малыми искажениями. Они используются, например, в радиоприемниках с амплитудной и частотной модуляцией, радиолах и портативных консольных электрофонах, в которых применяются кристаллические звукосниматели с маломощным выходом. Для таких целей вполне подходит четырехтранзисторный усилитель с дополнительной симметрией, приведенный на рис. 5.35.

В таблице 5.3 приведены значения чувствительности различных вариантов схемы, а в таблице 5.4 — их параметры. Нижеследующие замечания по проектированию справедливы для всех вариантов схемы на рис. 5.35.

Стабилизация начального уровня. Для обеспечения максимального размаха неискаженного сигнала на громкоговорителе начальный уровень напряжения на выходе (точка соединения R_8 и R_9) должен быть равным половине V_{CC} . При изменениях напряжения V'_{CC} малые искажения и симметричное ограничение могут быть получены

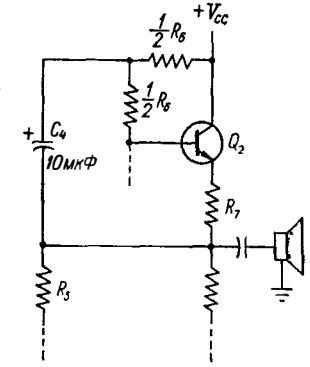
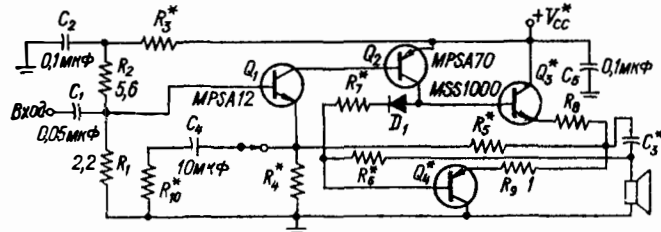


Рис 5.34 Схема с заземленным громкоговорителем (Motorola)

при условии, что начальное напряжение «следит» за напряжением V_{CC} . Это значит, что, если изменяется напряжение V_{CC} , то на соответствующую величину изменяется и начальное напряжение на выходе. Такой режим слежения не должен зависеть от изменений характеристик транзисторов.

Режим слежения обеспечивается характеристиками цепи обратной связи усилителя по постоянному току. Напряжение на базе транзистора Q_1 устанавливается делителем из резисторов R_1 , R_2 и R_3 , тем самым определяя напряжение и на резисторе R_4 . Ток через R_4 равен напряжению на эмиттере транзистора Q_1 , деленному на сопротивление R_4 , и приблизительно равен току через R_5 . Эти токи много больше эмиттерного тока транзистора Q_1 , поэтому изменения эмиттерного тока, обусловленные изменениями коэффициента усиления транзистора Q_1 , слабо влияют на ток делителя.



*См таблицу для величин со звездочкой

Рис 5 35 Усилитель звуковой частоты на четырех транзисторах (Motorola)

Перечень компонентов

Сбозначение компонента	1 Вт 8 Ом	1 Вт 16 Ом	1 Вт 40 Ом	2 Вт 8 Ом	2 Вт 16 Ом
V_{CC} В	12	14	20	14	18
R_3 , МОм	,3	5,6	6,8	7,5	5,6
R_4 , кОм	1,0	1,0	1,2	1	1
R_5 , кОм	3,3	3,9	3,9	3,9	3,9
R_6 Ом	560	560	1000	820	390
R_7 , Ом	27	27	27	18	18
R_{10}	Настраивается по требуемой чувствительности, но не менее 200 Ом для входного сопротивления 1 МОм				
C_3 , мкФ	250	150	100	150	250
Q_3	MPS6560	MPS6561	MPSA05	MPSU01	MPS6560
Q_4	MPS6562	MPS6563	MPSA55	MPSU51	MPS6562

Таблица 5 3. Чувствительность четырехтранзисторных усилителей при $C_4 = 10$ мкФ и $R_{10} = 200$ Ом

Вариант усилителя	Чувствительность с C_4 и R_{10} , мВ	Чувствительность без C_4 и R_{10}
1 Вт, 8 Ом	200	600
1 Вт, 16 Ом	185	800
1 Вт, 40 Ом	260	1350
2 Вт, 16 Ом	230	900
2 Вт, 8 Ом	200	1100

Таблица 5 4. Параметры четырехтранзисторных усилителей

Тип параметра	1 Вт 8 Ом	1 Вт 16 Ом	1 Вт 40 Ом	2 Вт 8 Ом	2 Вт 16 Ом
Чувствительность при номинальной выходной мощности мВ	0,6	0,8	1,35	0,9	1,1
Входной ток при номинальной выходной мощности и коэффициенте гармоник 10 ⁰ о, мА	180	110	82	240	145
Начальный ток, мА	12	13	13	16	15

Общ. коэффициент гармоник 10% при номинальной выходной мощности и 2% при 1/2 выд. мощности измеренной при регулируемом источнике V_{CC}

Транзистор Q_2 находится в режиме класса А (см разд 5 3 1). Его нагрузкой по постоянному току является резистор R_6 . Транзисторы Q_3 и Q_4 слегка приоткрыты (почти режим класса АВ, см разд 5 3 3), поэтому напряжение на коллекторе Q_3 и резисторе R_6 практически равно напряжению на подключенном к выходу резисторе R_8 .

Если начальный уровень напряжения уменьшился, то уменьшится также напряжение и на R_4 . Поскольку напряжение на базе Q_1 устанавливается цепочкой резисторов (R_1 , R_2 , R_3) и является постоянным, уменьшение напряжения на эмиттере транзистора Q_1 приводит к росту его коллекторного тока. Так как коллекторный ток транзистора Q_1 является базовым током транзистора Q_2 , то растет коллекторный ток Q_2 , поднимая напряжение на R_6 и увеличивая начальный уровень выходного напряжения до исходного значения.

Если напряжение V_{CC} падает под действием нагрузки или изменения напряжения сети, то напряжение на базе Q_1 также падает. Это уменьшает падение напряжения на R_4 и начальное напряжение на выходе. Аналогично, схема на рис. 5 35 компенсирует отклонения начального уровня от половины V_{CC} вследствие изменения нагрузки, питающего напряжения и характеристик транзисторов.

Коэффициент усиления с замкнутой обратной связью по постоянному току схемы на рис. 5.35 устанавливается отношением $(R_4 + R_6)/R_4$ и весьма мал, обеспечивая тем самым высокую стабильность схемы по постоянному току. Коэффициент усиления по переменному току определяется тем же отношением, но может быть существенно увеличен включением конденсатора C_4 и резистора R_{10} .

В последнем случае он будет приблизительно равен отношению R_6/R_{10} . В таблице 5.3 приведены показатели чувствительности различных вариантов схемы с цепочкой из $R_{10} = 200$ Ом и $C_1 = 10$ мкФ и без нее.

Нелинейные искажения. Для предотвращения нелинейных искажений сигнала выходные транзисторы слегка приоткрыты напряжением на прямом сопротивлении диода D_1 и на сопротивлении R_7 .

В отрицательный полупериод сигнала управляющий ток выходного транзистора Q_4 протекает через R_6 . Для предотвращения потерь управляющего тока транзистора Q_4 , которые возможны при больших отрицательных сигналах, резистор R_6 подключен к громкоговорителю. Благодаря этому разделительный конденсатор C_3 выполняет роль следящего конденсатора и обеспечивает достаточный управляющий ток транзистору Q_4 .

Фильтрация. Конденсатор C_5 фильтрует питающее напряжение для предотвращения возможных колебаний, вызванных скачками тока. База транзистора Q_1 смещена напряжением V_{CC} . Для предотвращения усиления фона и шума линии питания необходима фильтрация постоянного напряжения смещения. Резистор R_3 и конденсатор C_2 образуют ВЧ-фильтр со срезом на 3 дБ на частоте около 1 Гц. Благодаря этому фильтрация напряжения на базе транзистора Q_1 достаточно эффективна.

Амплитудно-частотная характеристика. Низкочастотная область АЧХ усилителя определяется конденсаторами C_1 и C_3 . Типичная нижняя граничная частота равна приблизительно 50 Гц. Высокочастотная область АЧХ определяется по существу характеристиками транзисторов и, как правило, превышает 20 кГц.

Входное сопротивление схемы на рис. 5.35 велико. Использование на входе усилительных транзисторов типа Дарлингтона обеспечивает высокое входное сопротивление, которое в основном определяется входными резисторами смещения (R_1 и R_2). Типичное входное сопротивление больше 1 МОм для любого варианта схемы усилителя на рис. 5.35.

Отвод тепла выходных транзисторов необходим для надежной работы при высокой температуре окружающей среды и высоком напряжении питания. Все пояснения об отводе тепла для схемы трехтранзисторного усилителя (разд. 5.10.1) относятся и к четырехтранзисторному усилителю. При том же теплоотводе (диод и один выходной транзистор на общем теплоотводе, другой выходной транзистор также на теплоотводе) возможно сохранение надежной работоспособности усилителя до температуры около 60° С.

5.10.3 ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ ДЛЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Постоянство выходной мощности усилителей зависит от регулировки источника питания. В электрофонах обычно статорная обмотка мотора используется в качестве вторичной обмотки силового трансформатора. Радиоприемники АМ/ЧМ обычно используют дешевые трансформаторы, которые имеют относительно слабую регулировку. При любом из способов питания включение максимального тока нагрузки приводит к уменьшению питающего напряжения на 10... 25%. По существу, это означает, что усилитель со средней мощностью 1 Вт или 2 Вт не способен поддерживать постоянно эти уровни выходной мощности.

Например, на рис. 5.36 приведены схемы однополупериодного и двухполупериодного источников питания с таблицей зависимости напряжения от сопротивления нагрузки. Выходное напряжение однополупериодной схемы падает от 18 до 13,9 В при 100-омной нагрузке. Это приблизительно соответствует номинальной нагрузке 1-ват-

тного усилителя с выходным сопротивлением 16 Ом. (Напряжение 18 В недостаточно для усилителя 2 Вт, 16 Ом)

Вообще, если необходимо постоянное усиление на уровне выходной мощности в 1 Вт на нагрузке 16 Ом, вполне пригоден любой источник питания, предназначенный для воспроизведения музыкальных программ при выходной мощности 2 Вт. Большинство музыкальных программ содержит достаточно слабые звуки, прерываемые случайными мощными всплесками. Поэтому, даже про-

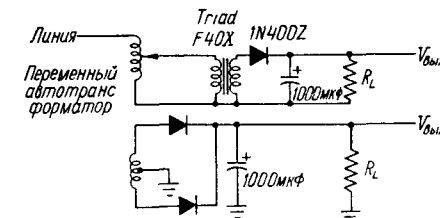


Рис. 5.36 Однополупериодный и двухполупериодный выпрямители с нагрузкой (Motorola)

Таблица 5.5 Зависимость выходного напряжения от сопротивления нагрузки

Тип источника питания	без нагрузки	Нагрузка 100 Ом	150 Ом	200 Ом	300 Ом
Однополупериодный	18 В	13,9 В	14,6 В	15 В	15,8 В
Двухполупериодный	18 В	16,2 В	16,6 В	16,9 В	17,1 В

стою однополупериодный источник питания, показанный на рис. 5.36, производит и поддерживает постоянным необходимым уровнем мощности музыкальной программы.

Влияние емкости фильтра. Среднее выходное напряжение источников питания, показанных на рис. 5.36, содержит постоянное напряжение и некоторую фоновую составляющую (зависящую от тока потребления). В двухполупериодном источнике напряжения с конденсатором в 500 мкФ типичным является размах фона 3 В и среднее постоянное напряжение 14 В. Если емкость увеличить до 1000 мкФ, то постоянное выходное напряжение возрастает приблизительно до 15 В, а фон уменьшается приблизительно до 1 В.

При постоянной номинальной нагрузке фон появляется на выходе усилителя на пике положительной полуволны сигнала. В случае воспроизведения музыкальных программ уровень фона весьма низок вследствие малого потребляемого от источника питания тока. По этой причине конденсатор фильтра емкостью 500 мкФ оказывается вполне достаточным (по крайней мере для музыкальных программ).

5.10.4 УСИЛИТЕЛЬ С ПИТАНИЕМ ОТ СЕТИ

В некоторых реализациях в качестве источника питания усилителя оказывается необходимым использование всего переменного сетевого напряжения (100-120 В). В этом случае силовой трансформатор не нужен. Типичными примерами усилителей с сетевым питанием являются усилители радиоприемников и портативных телевизоров. Схема одного из таких усилителей приведена на рис. 5.37. Это одноканальный усилитель, подобный усилителям, рассмотренным в разделах 5.10.1 и 5.10.2.

Параметры усилителя приведены в таблице 5.6. Данные в таблице о выходной мощности измерены с показанным на схеме трансформатором T_1 . Выходная мощность усилителя зависит от трансформатора T_1 и сопротивления нагрузки. Нижеследующие замечания по проектированию относятся ко всем значениям перечисленных в таблице 5.6 нагрузок.

Стабильность по постоянному току и коэффициент усиления по переменному току. Так же, как и для усилителей с непосредственными связями (раздел 5.2), стабильность по постоянному току весьма важна для усилителей с питанием от сети. Необходимая стабильность обеспечивается отрицательной обратной связью по постоянному току, которая реализуется через резистор R_2 между эмиттером транзистора Q_3 и базой тран-

Таблица 5.6. Чувствительность и выходная мощность при различных сопротивлениях нагрузки

Выходное напряжение, мВ	Выходная мощность, Вт	Сопротивление нагрузки, Ом
15	1,8	3,2
15	2,0	8,0
15	2,6	16,0

Средний потребляемый ток: 52 мА
Мощность, рассеиваемая на транзисторе Q_3 : 6 Вт

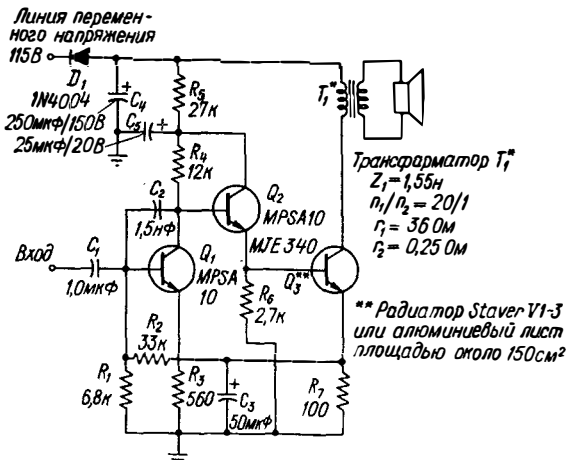


Рис. 5.37. Подключаемый к сети транзисторный усилитель мощности (Motorola)

зистора Q_1 . Уменьшение усиления отрицательной обратной связью предотвращается конденсатором C_3 , блокирующим цепь обратной связи по переменной составляющей.

Полный коэффициент усиления сигнала зависит от коэффициента усиления первого каскада на транзисторе Q_1 (который ограничен отношением коллекторного сопротивления R_4 к эмиттерному R_5 и весьма мал) и от коэффициента усиления выходного каскада на транзисторе Q_3 (усиление зависит от сопротивления со стороны первичной обмотки трансформатора T_1). Если необходимо ввести обратную связь по переменному току, то последовательно с конденсатором C_3 можно включить резистор. Это снизило бы, разумеется, чувствительность усилителя, но зато коэффициент усиления определялся бы более точно.

Схема источника питания. В гиповых стационарных радиоприемниках часть энергии источника питания оконечного усилителя используется для питания преобразователя и усилителя промежуточной частоты. Для этой цели может быть использовано напряжение в точке соединения резисторов R_4 и R_5 . Сопротивление R_5 должно быть в этом случае уменьшено соответственно возросшему току. Конденсатор C_5 обеспечивает фильтрацию фона и шумов данного источника напряжения.

Заметим, что коллектор транзистора Q_2 также подключен к данному напряжению питания, это позволяет использовать транзистор Q_2 с малым предельно допустимым напряжением на коллекторе вместо транзистора, допускающего на коллекторе напряжение 300 В, который был бы необходим при соединении коллекторов транзисторов Q_2 и Q_3 .

Нейтрализация. При изменении сопротивления источника сигнала возможно самовозбуждение первого каскада на транзисторе Q_1 на высоких частотах. Конденсатор C_2 обеспечивает нейтрализацию и устраняет возможность самовозбуждения. Вопросы нейтрализации рассматриваются в следующей главе.

Защита от пробоя. В любом усилителе с трансформаторными связями выходной транзистор подвержен нежелательным воздействиям. Отключение нагрузки во втори-

ной обмотке может вызвать скачок напряжения в сотни вольт в первичной обмотке. Скачок вполне может превысить предельно допустимое напряжение на коллекторе и привести к пробую транзистора.

На рис. 5.38 показаны три способа защиты от такого пробоя. Первый способ состоит во включении параллельно первичной обмотке выходного трансформатора нелинейного сопротивления, зависящего от напряжения — варистора (VDR). Второй способ — включение параллельно нагрузке резистора, сопротивление которого в 5...10 раз больше сопротивления нагрузки. Третий способ, используемый в телевизионных приемниках с питанием 250...300 В (обычно от источника питания видеоусилителя): коллектор транзистора Q_3 через диод подключается к источнику напряжения, величина которого меньше напряжения пробоя транзистора Q_3 . Вообще, превышение пробивного напряжения выходного транзистора Q_3 вызывает больше всего неприятностей.

Рассеиваемая мощность. Другой важной причиной отказов прибора и превышения рассеиваемой мощности является неверно рассчитанный теплоотвод или превышение предельно допустимой температуры окружающей среды. Выходной транзистор работает в режиме класса А и рассеивает около 6 Вт. Для надежного функционирования при окружающей температуре 50°С необходим теплоотвод с тепловым сопротивлением не более 10°С/Вт. В качестве такого теплоотвода может быть использован радиатор типа Staver V1-3 или алюминиевая пластина с поверхностью излучения около 25 квадратных дюймов ($\approx 650\text{ см}^2$).

Схема источника питания. Питание усилителя обеспечивается диодом D_1 типа 1N4004 (Motorola Surmetic rectifier) и конденсатором C_1 емкостью 250 мкФ с допустимым напряжением 150 В. При необходимости может быть использован конденсатор меньшей емкости, но с уменьшением вследствие этого напряжения питания уменьшается и выходная мощность.

5.10.5. РАЗНЫЕ СООБРАЖЕНИЯ

Усилители, показанные на рис. 5.31 и рис. 5.35, являются функционально очень гибкими. Небольшими изменениями цепей смещения и соответствующим подбором транзисторов можно обеспечить различные значения выходной мощности этих усилителей на разных по величине нагрузках.

Например, если необходим усилитель с выходом в 0,5 Вт на нагрузку 16 Ом, может быть использован 1-ваттный вариант, рассчитанный на нагрузку 8 Ом, той или иной схемы. Выходные транзисторы, рекомендованные для усилителя 1 Вт и 8 Ом, допускают ток до 500 мА. Следовательно, для удешевления в усилителе могут быть использованы слаботочные приборы типа Motorola MPSA05 и MPSA55.

Если не требуется высокое входное сопротивление, то вместо составного транзистора MPSA12 типа Дарлингтона в усилителе можно использовать такой дешевый $n-p-n$ -транзистор, как Motorola MPSA10. При этом сопротивления цепи смещения должны быть уменьшены приблизительно в 100 раз, а также изменено соотношение этих сопротивлений для компенсации изменения напряжения база-эмиттер открытого одиночного (вместо составного) транзистора.

Если требуется иной уровень выходной мощности, нужно только вычислить требуемую величину напряжения питания V_{CC} , а затем подстроить сопротивления смещения для получения начального уровня выходного напряжения, равного половине V_{CC} . Затем должны быть выбраны выходные транзисторы из условия максимального допустимого тока, напряжения V_{CC} (допуская запас 20% на максимальное напряжение в сети и допуски для трансформатора) и максимальной рассеиваемой мощности.

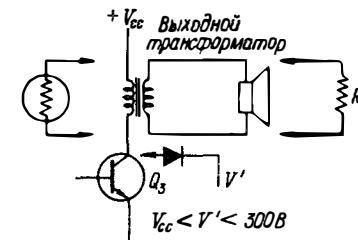


Рис. 5.38. Способы защиты усилителя, подключаемого к сети (Motorola)

6. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

В усилителях высокой частоты (УВЧ) используются как биполярные, так и униполярные транзисторы. Обычно применение униполярных транзисторов ограничено напряжениями питания усилителей. Биполярные транзисторы используются в схемах усилителей с любыми напряжениями питания и выходной мощностью. Поскольку число различных схем усилителей практически неограничено, в одной главе невозможно коснуться всех аспектов УВЧ. Вместо этого мы уделим внимание подробному разбору примеров расчета.

Как уже отмечалось в гл. 5, большое количество различных типов усилителей детально рассмотрено в книге автора «Справочник по современным твердотельным усилителям».

6.1 ТРЕБОВАНИЯ К РАСЧЕТУ УСИЛИТЕЛЕЙ НАПЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Усилители напряжения высокой частоты применяются прежде всего в радиоприемниках и аналогичных схемах. Примером усилителей напряжения радиочастоты являются усилитель промежуточной частоты (УПЧ) и усилитель ограничитель ПЧ входной, или первый каскад радиоприемника,

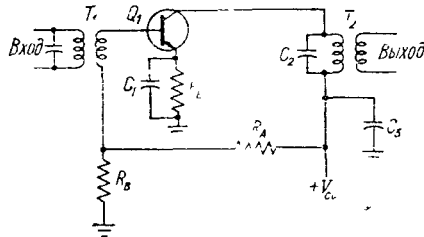


Рис 6.1. Расчет усилителя напряжения высокой частоты

$K_U \approx \beta / \lambda$, $\lambda = 1 / \sqrt{Z_p / Z_s}$, Z_p — сопротивление первичной обмотки T_2 , Z_s — сопротивление вторичной обмотки T_1 . $V_{CC} = (3 \dots 4) \times U_{ВЫХ}$, $R_B \approx 10 R_E$, $U_{R_A} = V_{CC} - U_{R_B}$, $U_{R_E} \approx 0,2$ для Ge и $U_{R_E} \approx 0,5$ В для Si на рабочей частоте $X_{C1} \ll Z_{BЭ}$, $X_{C2} \approx Z_p$, $X_{C3} \ll \leq 100$ Ом.

может содержать отдельный УВЧ (как это делается в некоторых приемниках техники связи). Однако, в большинстве полупроводниковых приемников функция усиления напряжения ВЧ сочетается с функцией гетеродина. Такие схемы рассматриваются в разд. 6.2.

На рис. 6.1 приведена рабочая схема типичного усилителя напряжения ВЧ. Такая схема может быть использована как УПЧ, как усилитель-ограничитель ПЧ и т.д. как отдельный УВЧ после некоторых изменений. Как вход, так и выход схемы настроены на требуемую рабочую частоту с помощью резонансных контуров. В данном случае резонансные контуры состоят из трансформаторов с конденсаторами, включенными параллельно первичным обмоткам. Конденсаторы могут быть переменными, но, как правило, они выбираются постоянными, а настройка резонансного контура осуществляется подстроечным сердечником между обмотками.

6.1.1 АНАЛИЗ СХЕМЫ

Требования к УВЧ с трансформаторными связями примерно те же, что и к УНЧ, которые описаны в гл. 5. Однако, рекомендации по выбору экспериментальных значений несколько отличаются.

Параметры транзисторов. Все соображения по выбору транзисторов для любой

полупроводниковой схемы справедливы и для УВЧ. Особенно важны интерпретация данных, приводимых в технических паспортах, и определение параметров транзисторов на различных частотах. Вопросы температурной стабильности УВЧ обычно не возникают, поскольку чаще всего такие усилители работают при весьма малых уровнях мощности. Основное внимание обращают на обеспечение транзистором требуемого коэффициента усиления на интересующей частоте. Вообще, транзистор должен обеспечивать на рабочей частоте требуемый коэффициент усиления с 1,5-кратным запасом. Такой запас позволяет компенсировать изменения коэффициента усиления вследствие разброса параметров транзисторов и т.п.

Параметры трансформаторов. Часто практически оправдано рассчитывать УВЧ, исходя из характеристик промышленных трансформаторов (межкаскадного трансформатора ПЧ, трансформатора ПЧ, работающего на детектор, трансформатора ВЧ/ПЧ и т.д.). Такие трансформаторы обычно выбирают по величинам полного сопротивления первичной и вторичной обмоток (а не по коэффициенту трансформации) и иногда по допустимому току. Однако, обычно небольшие рабочие токи не создают трудностей при проектировании.

Некоторые промышленные трансформаторы выпускаются уже со встроенным постоянным конденсатором, подключенным параллельно первичной обмотке (в некоторых случаях параллельно вторичной или обеим обмоткам). При этом трансформаторы характеризуются диапазоном частот или средней резонансной частотой: 455 кГц для вещательного приемника с амплитудной модуляцией сигнала в УПЧ, 500...1600 кГц для входного трансформатора ВЧ, часто на ферритовом стержне, 10,7 МГц для вещательного приемника с частотной модуляцией сигнала в УПЧ и т.д. В других случаях параллельно обмоткам трансформатора подключают внешний конденсатор постоянной или переменной емкости. Например, к магнитной антенне необходимо подключать переменный конденсатор с диапазоном изменения емкости, необходимым для перестройки в вещательном диапазоне частот амплитудно-модулированного сигнала.

Коэффициент усиления каскада. Коэффициент усиления по напряжению УВЧ с полной нейтрализацией обратной связи приблизительно равен коэффициенту усиления транзистора по току (β), умноженному на коэффициент трансформации, как показано на рис. 6.1. Если под коэффициентом трансформации понимают отношение числа витков первичной к числу витков вторичной обмотки, то коэффициент усиления каскада равен отношению коэффициента β к коэффициенту трансформации. Например, если коэффициент усиления транзистора равен 10 и коэффициент трансформации равен 10 (первичная обмотка к 1 (вторичная)), то результирующий коэффициент усиления каскада по напряжению равен 1.

Необходимая величина коэффициента усиления каскада зависит от специфики применения схемы. Как правило, коэффициент усиления ВЧ каскада приемников связи составляет 10...20, каскада ПЧ вещательного диапазона амплитудно-модулированных сигналов — 30...40, УПЧ частотно-модулированных сигналов — 40...50, УПЧ телевизионного изображения (широкополосный усилитель) — 15...20.

Напряжение питания. Величина напряжения питания для усилителей напряжения ВЧ не критична, но должна быть в три-четыре раза больше требуемого значения выходного напряжения каскада. В большинстве высокочастотных схем радиоприемников выходное напряжение лежит в пределах 1...2 В, поэтому можно использовать напряжение питания 3...9 В. Можно использовать и более высокое напряжение, не превышающее предельно допустимых значений.

Эмиттерное сопротивление. Если эмиттерный резистор R_E зашунтирован, то его сопротивление следует выбирать по постоянному току, а не по сигналу. Сопротивление R_E должно обеспечивать падение напряжения, равное разности напряжений между эмиттером и базой транзистора при протекании нормального коллекторного тока, соответствующего рабочей точке. Типичное напряжение база-эмиттер кремниевого транзистора равно приблизительно 0,5 В (для германиевых транзисторов 0,2 В). Падение напряжения на R_E способствует стабилизации коэффициента усиления транзистора Q_1 .

Для получения идеального согласования между транзистором и выходным трансформатором (что практически невозможно) полное сопротивление, представленное транзистором и резистором R_E , следовало бы согласовать с полным сопротивлением со стороны первичной обмотки трансформатора

Предположим в качестве первого приближения, что сопротивление, определяемое полным коллекторным напряжением и током (V_C/I_C), равно сумме внутреннего сопротивления транзистора и резистора R_E . Этим устанавливается требуемая величина коллекторного тока I_C и соответствующее падение напряжения на резисторе R_E . Пусть, например, напряжение питания равно 10 В, а полное сопротивление со стороны первичной обмотки — 10 кОм. Если пренебречь малым падением напряжения на активном сопротивлении первичной обмотки, то напряжение на коллекторе также равно 10 В. Требуемый ток для согласования сопротивлений

$$I = \frac{E}{R} = \frac{10}{10^4} = 0,001 \text{ А} = 1 \text{ мА}$$

Если через резистор R_E в рабочей точке протекает ток 1 мА и на R_E должно падать напряжение 0,5 В, то величина эмиттерного сопротивления должна быть

$$R_E = \frac{E}{I} = \frac{0,5}{0,001} = 500 \text{ Ом}$$

Шунтирующие конденсаторы. Емкость шунтирующего конденсатора C_1 в эмиттере должна быть такой, чтобы емкостное сопротивление на нижней граничной частоте было меньше, чем входное сопротивление транзистора. Благодаря этому для сигнала эмиттерный резистор оказывается надежно закороченным. Входное сопротивление типичного высокочастотного биполярного транзистора имеет порядок нескольких омов и приводится в технических паспортах. Если входное сопротивление неизвестно, то следует выбирать конденсатор, емкостное сопротивление которого на рабочих частотах меньше 10 Ом.

Величина емкости блокировочного конденсатора C_2 для шины питания типичных усилителей напряжения ВЧ выбирается в пределах 0,001–0,01 мкФ. В качестве первого приближения емкость C_2 следует выбирать такой, чтобы на рабочих частотах ее сопротивление не превышало 100 Ом.

Резисторы цепи смещения. Значения сопротивлений цепи смещения должны быть выбраны так, чтобы была задана требуемая рабочая точка транзистора Q_1 . Например, если необходим начальный ток коллектора 1 мА, а номинальный коэффициент усиления транзистора Q_1 по току равен 10, то его базовый ток должен быть равен 0,1 мА. Аналогично, если разность напряжений между базой и эмиттером, по предположению, равна 0,5 В, как и падение напряжения на R_E , то потенциал покоя базы равен 1 В. Любое сочетание величин сопротивлений R_A и R_B , обеспечивающее выполнение данных условий, окажется удовлетворительным. В качестве первого приближения сопротивление R_B следует выбирать в 10 раз большим, чем R_E . Затем вычисляют соответствующее значение сопротивления R_A , используя соотношения, приведенные на рис. 6.1.

Если схема на рис. 6.1 охвачена цепью автоматической регулировки усиления (АРУ), то компоненты смещения используются также как элементы цепи АРУ. Следовательно, значения компонентов цепи смещения нужно рассчитывать, исходя из этих соображений. Схемы АРУ рассматриваются в разд. 6.3.

6.2. СМЕСИТЕЛИ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Радиочастотные смесители и преобразователи частоты можно рассчитать, используя параметры проводимости, описанные в разд. 2.2. Данная методика основана на популярном методе расчета параметров четырехполюсников, который также применяется для усилителей напряжения, как это рассмотрено в разд. 2.2 и 6.6.

6.2.1 СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

При расчете смесителей с помощью параметров проводимости для получения хороших характеристик схемы существенно важными являются рабочие частоты, устойчивость, коэффициент усиления, расчет входных и выходных цепей, подача сигнала гетеродина, выбор активных компонентов схемы.

Частоты. Смешение частот осуществляется с помощью нелинейных приборов, поэтому на выходе схемы получаются различные комбинации исходных частот. Данные частотные составляющие могут быть классифицированы следующим образом:

- 1 Ложные частотные составляющие. Это все частотные составляющие выходного сигнала смесителя, не относящиеся к требуемой сумме или разности частот.
- 2 Переходные частоты, или «свист». Это ненужные компоненты смешиваемых частот, которые оказываются в полосе пропускания смесителя.
- 3 Частоты перекрестной модуляции. Это специальный класс ложных частотных составляющих, оказавшихся в полосе пропускания смесителя и обусловленных взаимодействием между смешиваемыми сигналами.

Ложные выходные сигналы являются проблемой для любого расчета смесителя. Помимо основной выходной частоты гетеродина, входного ВЧ сигнала и ненужных сигналов суммарных или разностных частот, выходной сигнал может содержать еще много других ложных частот. Часть из них обусловлена искажениями характеристик третьего и более высокого порядка, которые присущи нелинейному прибору, кроме обязательной для него нелинейности второго порядка, обеспечивающей смешение сигналов.

Ложные выходные сигналы могут появиться как на требуемой выходной частоте, так и на других частотах. Лишние частотные составляющие сигнала могут быть ослаблены избирательными схемами после смесителя, но единственным средством избавиться от ложных сигналов на несущей частоте может быть лишь полная замена схемы смешения.

В настоящем разделе предполагается, что разработчик уже выбрал подходящие частоты и готов приступить к собственно проектированию смесителя.

Устойчивость. Проблема устойчивости смесителей может быть рассмотрена на основе параметров четырехполюсников. К смесителям вполне применимы критерии устойчивости и Линвилла S , и Штерна k , рассмотренные в разд. 2.2. При этом для коллекторной цепи смесителя фактор устойчивости должен быть вычислен на выходной частоте, а для базовой цепи он должен быть вычислен на входной частоте. Заметим, что наибольшая опасность самовозбуждения возникает на выходной частоте, поскольку сопротивление коллекторной цепи на этой частоте больше.

Если выходное сопротивление смесителя мало или равно нулю на входной частоте и если входное сопротивление мало или равно нулю на выходной частоте, то самовозбуждение исключено.

Если условия устойчивости, определяемые с помощью фактора Штерна k , обеспечить невозможно, то все же имеется возможность продолжить проектирование на том же транзисторе. Но для этого потребуются внешние избирательные цепи. Например, на входе четырехполюсника может быть использован заграждающий полосовой фильтр на ПЧ, а на выходе четырехполюсника — заграждающий полосовой фильтр

на ВЧ. Конечно, это связано с использованием дополнительных компонентов. Вообще, лучше выбирать транзистор, обладающий необходимой устойчивостью (чтобы фактор Штерна k был равен 3 или более) для имеющегося источника сигнала и нагрузки.

Коэффициент усиления. Коэффициент передачи преобразователя определяется как отношение мощности выходного сигнала ПЧ к мощности входного сигнала радиочастоты

В зависимости от рабочей частоты коэффициент передачи преобразователя будет изменяться так же, как коэффициент усиления любого усилителя, рассчитанного на работу при различных частотах. Коэффициент передачи смесителя, однако, будет сравним с коэффициентом передачи усилителя, предназначенного для работы на ПЧ.

Расчет входных и выходных цепей. Исходными требованиями для расчета входных и выходных цепей являются коэффициент передачи преобразователя, устойчивость и ослабление ложных выходных сигналов боковой частоты

Подача сигнала гетеродина. Существует два основных метода подачи сигнала гетеродина на смеситель в базу транзистора или в эмиттер. Подача сигнала гетеродина в базу обеспечивает лучшую устойчивость в метровом и дециметровом диапазонах.

Выбор транзистора. Поскольку транзистор является нелинейным прибором, то для смесителя может быть использован любой из них. Однако, некоторые характеристики делают одни транзисторы более предпочтительными, чем другие. К таким характеристикам относятся

1 Частота. Транзистор должен сохранять работоспособность на входной и выходной частотах, а также на частоте гетеродина. Обычно частота гетеродина является наибольшей из названных частот, следовательно, частота гетеродина устанавливает для транзистора верхнюю граничную частоту.

2 Коэффициент усиления. Коэффициент усиления транзистора должен быть в пределах 3 дБ при использовании его в качестве смесителя, в след за которым включаются усилитель без нейтрализации, рассчитанный на выходную частоту. Следовательно, прибор должен обеспечивать требуемое усиление на выходной частоте.

3 Устойчивость. Рекомендуется, чтобы выбранный для смесителя транзистор имел фактор Штерна по крайней мере два, а еще лучше три или четыре.

4 Транзистор с меньшей входной емкостью легче согласуется по потному сопротивлению с источником сигнала.

6.2.2 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СМЕСИТЕЛЕЙ

Основы теории проектирования схемы смесителя сформулированы в терминах эквивалентных схем с акцентом на приемы согласования как входного, так и выходного полного сопротивления транзистора с соответствующими цепями.

Эквивалентные схемы смесителя показаны на рис. 6.2: смеситель с закороченным выходом (рис. 6.2, а), смеситель с закороченным входом (рис. 6.2, б) и схема связей (рис. 6.2, в). Заметим, что символы y_{11e} и y_{22e} на рис. 6.2 являются соответственно входной проводимостью схемы с общим эмиттером при закороченном выходе и выходной проводимостью той же схемы при закороченном входе.

Уравнения и эквивалентные схемы рис. 6.2 иллюстрируют следующее. Для максимальной устойчивости схемы входная цепь настраивается на радиочастоту, для которой выходная цепь оказывается закороченной. Аналогично, выходная цепь настраивается на промежуточную частоту, для которой может рассматриваться закороченной входная цепь.

При этих условиях проводимость $Y_{вх}$ в схеме на рис. 6.2, в представляет входную проводимость транзистора, равную малосигнальной входной проводимости y_{11e} при включении с общим эмиттером на входной частоте. Тогда проводимость $Y_{вых}$ является выходной проводимостью транзистора, равной малосигнальной выходной проводимости y_{22e} в схеме с общим эмиттером на выходной частоте.

При этих условиях проводимость $Y_{вх}$ в схеме на рис. 6.2, в представляет входную проводимость транзистора, равную малосигнальной входной проводимости y_{11e} при включении с общим эмиттером на входной частоте. Тогда проводимость $Y_{вых}$ является выходной проводимостью транзистора, равной малосигнальной выходной проводимости y_{22e} в схеме с общим эмиттером на выходной частоте.

Коэффициент передачи и сопряженное согласование. Для максимизации коэффициента передачи входная цепь должна быть сопряженно согласована со входной проводимостью транзистора. Например, если входная проводимость транзистора равна $8 + j9$, то входная цепь должна быть рассчитана так, чтобы ее проводимость рав-

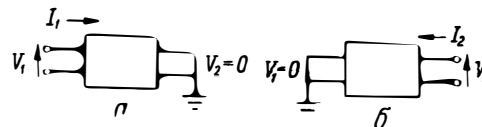
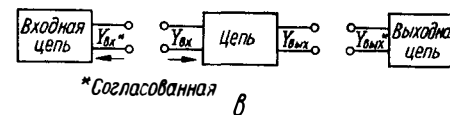


Рис. 6.2 Эквивалентные схемы смесителя

а — смеситель с закороченным выходом $y_{11e} = I_1/V_1, |V_2=0$ б — смеситель с закороченным входом $y_{22e} = I_2/V_2, |V_1=0$ в — согласование смесителя со входной и выходной цепью $Y_{вх} = y_{11e}, Y_{вых} = y_{22e}$



няется $8 - j9$. Точно так же выходная цепь должна быть сопряженно согласованной с выходной проводимостью транзистора. Поэтому на рис. 6.2, в проводимость $Y_{вх}^*$ является сопряженно согласованной с $Y_{вх}$, а проводимость $Y_{вых}^*$ сопряженно согласована с $Y_{вых}$.

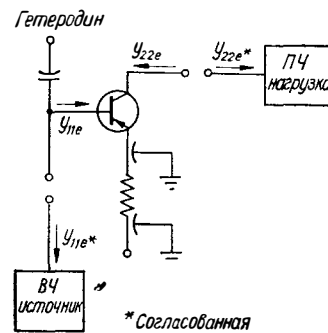


Рис. 6.3 Подача на базу сигналов от ВЧ источника и гетеродина

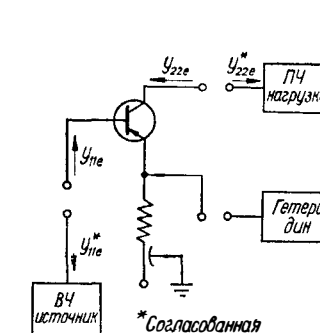


Рис. 6.4 Подача ВЧ сигнала на базу и сигнала гетеродина на эмиттер

Базовая инжекция. При расчетах смесителей с подачей на базу как входного сигнала, так и сигнала гетеродина мерой для выходной проводимости источника сигнала является малосигнальная входная проводимость транзистора с общим эмиттером и закороченным выходом, при условии, что сигнал гетеродина недостаточен для вывода режима работы из малосигнальной области. С ростом сигнала гетеродина, однако, транзистор все сильнее открывается. Его входная проводимость изменяется до величины, соответствующей большому сигналу. Эта новая входная проводимость при большом сигнале становится мерой для расчета проводимости источника сигнала.

В случае малосигнального режима работы и инжекции сигнала гетеродина в базу (рис. 6.3) источник сигнала должен быть короткозамкнутым для выходной частоты и иметь комплексно сопряженную проводимость y_{11e}^* на частоте входного сигнала.

Аналогично нагрузка должна быть комплексно сопряженной проводимости y_{22e} и короткозамкнутой для входной частоты.

Эмиттерная инжекция. Сигнал гетеродина можно также подать на эмиттер, как показано на рис. 6 4. Одним из преимуществ такого способа является меньшая вероятность вывода транзистора из режима малого сигнала. Однако, недостатки эмиттерной инжекции обычно сводят на нет это преимущество

В случае эмиттерной инжекции эмиттер должен быть заземлен для входного сигнала радиочастоты и иметь совсем другое сопротивление для сигнала гетеродина. Для этого необходима сложная цепь, которая представляла бы короткое замыкание для эмиттера на входной частоте и была бы комплексно сопряженной выходной проводимости гетеродина на частоте его работы. Это весьма трудная задача, особенно если частоты гетеродина и входного сигнала близки и лежат в метровом или дециметровом диапазоне

6 2 3 ПРИМЕР РАСЧЕТА СХЕМЫ СМЕСИТЕЛЯ

В данном параграфе приведен пример того, как методы и требования, рассмотренные выше, могут быть применены к практической схеме смесителя. Схема смесителя вместе с некоторыми эквивалентными схемами показана на рис. 6 5. Смеситель используется для преобразования радиосигнала с несущей частотой 30 МГц в сигнал промежуточной частоты 5 МГц с помощью сигнала гетеродина с частотой 35 МГц, подаваемого в базу транзистора Motorola 2N2221A.

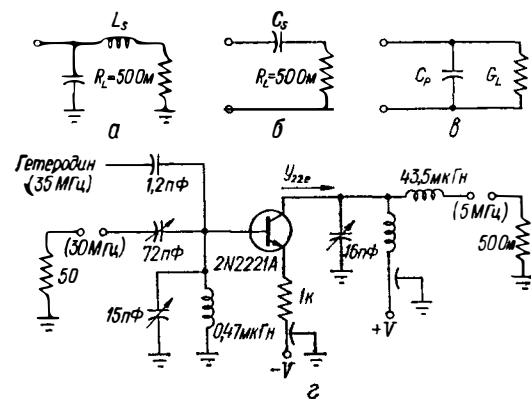


Рис. 6 5 Схема смесителя для преобразования ВЧ сигнала 30 МГц в сигнал промежуточной частоты 5 МГц с помощью сигнала гетеродина частотой 35 МГц (Motorola)

Сопряжение цепей. Входная цепь должна быть сопряжена с проводимостью y_{11e} или сопротивлением $1/y_{11e}$. Значения активного сопротивления и емкости, обеспечивающие такое сопряжение, находят следующим образом.

Сопротивление находят, как обратную величину действительной части проводимости y_{11e} , т. е. 6,25 мСм. Оно равно 160 Ом.

Емкость находят в два этапа. Вначале находят реактивное сопротивление как величину, обратную мнимой части (9,5 мСм) проводимости y_{11e} . Реактивное сопротивление равно 105 Ом. Затем подставляют емкостное сопротивление $X_C = 105 \text{ Ом}$ в известное выражение $1/(6,28 F X_C)$ и находят емкость 50,5 пФ.

Выходная цепь должна быть сопряжена с проводимостью y_{22e} . Величины активно-

сти промежуточной частоты 5 МГц с помощью сигнала гетеродина с частотой 35 МГц, подаваемого в базу транзистора Motorola 2N2221A.

Параметры проводимостей транзистора. Для транзистора 2N2221A параметры проводимостей

$$y_{11e} = 6,25 \pm j9,5 \text{ мСм}$$

(на частоте 30 МГц),

$$y_{22e} = 0,227 \pm j0,28 \text{ мСм}$$

(на частоте 5 МГц).

Оба значения проводимостей могут быть получены из технического паспорта или путем измерений при токе коллектора $I_C = 2 \text{ мА}$ и напряжении коллектор-эмиттер $V_{CE} = 10 \text{ В}$

го сопротивления и емкости, обеспечивающие такое сопряжение, соответственно равны 3700 Ом и 9 пФ.

Схема выходной цепи. Предположим, что нагрузкой является УПЧ и что его входное сопротивление равно 50 Ом. Следовательно, смеситель должен быть на выходе согласован с нагрузкой 50 Ом. Положим также, что выходная цепь должна представлять собой НЧ-фильтр (чтобы ослабить высшие частоты) такой, как показанный на рис. 6.5, а.

Добротность выходной цепи Q. Добротность цепи Q_S (рис. 6.5, а) с последовательной индуктивностью находится из выражения

$$Q_S = \sqrt{\frac{1}{R G_p} - 1},$$

где G_p — действительная часть параллельной проводимости транзистора; R — сопротивление нагрузки.

Подставляя значения G_p и R , получаем

$$Q_S = \sqrt{\frac{3700}{50} - 1} = 27,3.$$

Требуемая последовательная индуктивность L_S , которая обеспечивает необходимую добротность для заданной частоты и нагрузки, находится из выражения

$$L_S = \frac{Q_S R}{6,28 F} = \frac{27,3 \times 50}{6,28 \times 5 \cdot 10^6} = 43,5 \text{ мкГн}$$

Требуемая параллельная индуктивность L_p , обеспечивающая необходимую добротность для заданной частоты и нагрузки, находится из выражения

$$L_p = L_S (1 + 1/Q_S^2).$$

На практике для большой добротности Q_S индуктивность L_p приблизительно равна индуктивности L_S , или около 43,5 мкГн

Требуемая полная емкость C_T , обеспечивающая резонанс на выходной частоте, определяется из выражения

$$C_T = \frac{1}{(2\pi F)^2 \times L_S} = \frac{1}{(6,28 \times 5 \cdot 10^6)^2 \times 43,5 \cdot 10^{-6}} \approx 23,3 \text{ пФ}.$$

Значение емкости настройки на выходе в сумме с выходной емкостью транзистора должно быть равно полной емкости C_T . Если $C_T \approx 23,3 \text{ пФ}$ и выходная емкость транзистора равна 9 пФ, то подстроечная емкость равна $23,3 - 9 = 14,3 \text{ пФ}$. Для рабочей схемы выбирается конденсатор 16 пФ, как показано на рис. 6 5, з.

Схема входной цепи. Предположим, что входной сигнал поступает от 50-омной антенны. Тогда вход смесителя должен быть согласован с 50-омным источником сигнала. Последовательная и параллельная эквивалентные цепи показаны соответственно на рис. 6 5, б и 6 5, в.

Добротность входной цепи. Добротность цепи с последовательным конденсатором находится из выражения

$$Q_S = \sqrt{\frac{1}{R G_p} - 1},$$

где G_p — действительная часть параллельной проводимости транзистора; R — нагрузочное сопротивление.

После подстановки значений получим

$$Q_S = \sqrt{\frac{160}{50} - 1} = 1,48.$$

Требуемая последовательная емкость C_S , обеспечивающая необходимую добротность Q_S при заданной частоте и нагрузке

$$C_S = \frac{1}{2\pi f Q_S R} = \frac{1}{6,28 \times 30 \cdot 10^6 \times 1,48 \times 50} \approx 72 \text{ пФ.}$$

Требуемая параллельная емкость C_p , обеспечивающая необходимую добротность Q_S при тех же условиях

$$C_p = \frac{C_S}{1 + 1/Q_S^2} = \frac{72 \cdot 10^{-12} \times 1,48^2}{1 + 1,48^2} \approx 49 \text{ пФ.}$$

Требуемая индуктивность настройки L должна обеспечить резонанс на несущей частоте сигнала и находится из выражения

$$L = \frac{1}{(2\pi f)^2 \times C_p} = \frac{1}{(6,28 \times 30 \cdot 10^6)^2 \times 49 \cdot 10^{-12}} \approx 0,6 \text{ мкГн}$$

В практической реализации схемы рис 6 5, а вместо индуктивности 0,6 мкГн используется катушка индуктивности 0,47 мкГн. Это позволяет включить параллельно катушке подстроечный конденсатор емкостью 15 пФ. Конденсатор емкостью 1,2 пФ обеспечивает подачу на вход сигнала от гетеродина. Величина 1,2 пФ слабо влияет на конденсатор емкостью 72 пФ (который также является переменным)

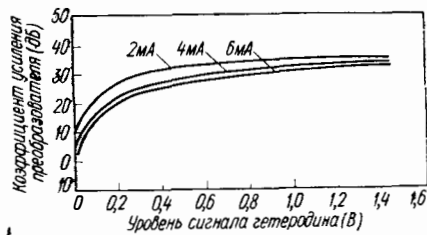


Рис 6 6 Коэффициент усиления смесителя при различных уровнях коллекторного тока транзистора 2N2221A (Moto-rola)

Коэффициент передачи преобразователя. На рис 6 6 показаны графики зависимости коэффициента передачи как функции уровня сигнала от гетеродина для различных токов коллектора. Следует помнить, что u параметры являются функцией коллекторного тока. Следовательно, при расчете согласующих цепей для различных токов коллектора должны быть использованы и различные семейства параметров

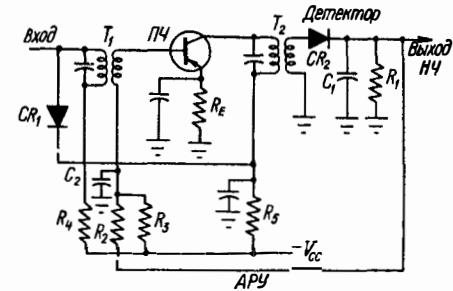
6.3. СХЕМЫ АРУ В УСИЛИТЕЛЯХ

Большинство радиоприемников содержат схемы АРУ (автоматическая регулировка громкости или автоматическая регулировка усиления) того или иного типа. Названия автоматическая регулировка громкости и автоматическая регулировка усиления используют равноправно. Второе название является более точным, поскольку цепи АРУ регулируют усиление ВЧ-или ПЧ каскада (или нескольких каскадов одновременно), а не уровень акустического сигнала в НЧ-каскаде. Однако, в вещательных радиоприемниках в конечном счете обеспечивается автоматическая регулировка громкости. В любом случае назначение схемы состоит в поддержании постоянного выходного сигнала при изменениях величины входного сигнала. Возрастающий сигнал должен снизить коэффициент усиления каскада и наоборот.

На рис. 6.7 приведена практическая схема с двумя системами АРУ, подходящая как для вещательных радиоприемников, так и для приемников связи. Диод CR_1 действует как переменное шунтирующее сопротивление на входе каскада УПЧ. Диод CR_2 выполняет функции детектора источника смещения цепи АРУ.

Рис. 6.7. Основная схема АРУ:

$C_2 = 10 \text{ мкФ}$, $U_{R1} \approx 0,5 \text{ — } 1,0 \text{ В}$, $U_{R1} + U_{R2} = 1 \text{ — } 2 \text{ В}$, $U_{R3} = U_{CC} - (U_{R1} + U_{R2})$, $R_1 + R_2 = 10R_E$; CR_1 , без сигнала заперт



Если сигнал отсутствует или мал, диод CR_1 смещен в обратном направлении и не оказывает влияния на схему. При весьма большом сигнале CR_1 смещается в прямом направлении и играет роль шунта, уменьшая коэффициент усиления

Выходной сигнал через диод CR_2 выделяется на резисторе R_1 и поступает на УНЧ. Резистор R_1 является также частью цепи смещения для транзистора каскада ПЧ. Комбинация постоянного (от цепи смещения) и переменного смещений (от детектора) прикладывается к переходу база-эмиттер каскада ПЧ.

Смещение от детектора изменяется с изменениями величины сигнала, причем таким образом, что компенсирует эти изменения, т. е., если сигнал возрастает, то смещение от детектора запирает транзистор.

6.3.1 РАСЧЕТНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ

В некоторых приемниках часто используются оба типа АРУ (шунтирующий диод и переменное смещение). Переменное смещение управляет нормальными изменениями сигнала, а шунтирующий диод реализует управление большими изменениями сигнала

Шунтирующий диод CR_1 должен допускать максимальное обратное напряжение, равное напряжению питания. В большинстве случаев обратное напряжение на диоде больше, чем 1 или 2 В. Но если диод рассчитан на работу при полном напряжении питания на нем, то опасность пробоя отсутствует. Допустимая величина тока через диод CR_1 должна соответствовать максимальному коллекторному току, при котором все напряжение питания падает на коллекторном резисторе. Сопротивления резисторов R_4 и R_2 должны быть выбраны так, чтобы в отсутствие сигнала (когда каскады УПЧ находятся в рабочей точке) диод CR_1 был заперт.

Цепь смещения. Значения сопротивлений резисторов R_1 , R_2 и R_3 цепи смещения выбираются из условия обеспечения требуемого фиксированного смещения каскадов УПЧ. Падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 определяет потенциал базы транзистора каскада УПЧ. Падение напряжения на резисторе R_1 складывается с пульсирующим выходным напряжением детектора. Типичное значение падения напряжения на R_1 имеет порядок 0,5 — 1 В, а общее падение напряжения на резисторах R_1 и R_2 составляет 1 — 2 В. Величина емкости конденсатора C_2 обычно значительно больше, чем емкости других блокировочных конденсаторов, и составляет 10 мкФ и более.

6.4. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ И ТРЕБОВАНИЯ К РАСЧЕТУ УМНОЖИТЕЛЕЙ

На рис. 6.8 показаны рабочие схемы типичных усилителей мощности высокой частоты. Такого типа схемы могут быть использованы в качестве умножителей частоты, но в этом случае выходная цепь умножителя должна быть настроена на частоту, кратную входной. Умножитель частоты может обладать усилением или не обладать им. Обычно основное усиление обеспечивается

оконечной усилительной ступенью, которая не является умножителем частоты. Это означает, что на входе и выходе оконечного каскада сигналы характеризуются одной и той же частотой.

Типовой высокочастотный радиопередатчик имеет три каскада: возбудитель, обеспечивающий получение сигнала основной частоты, промежуточный каскад, реали-

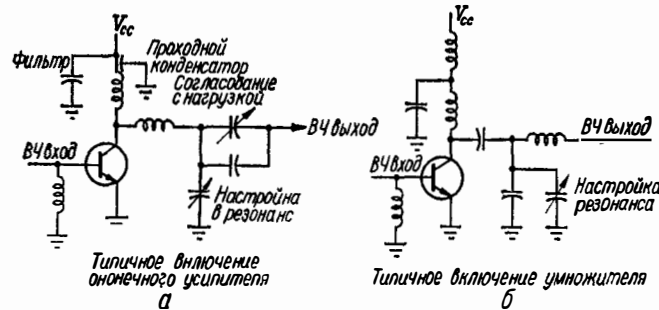


Рис. 6.8. Типичные схемы усилителя мощности ВЧ (а) и умножителя частоты (б)

зующий усиление сигнала и, возможно, умножение частоты, оконечный каскад для усиления сигнала по мощности. В некоторых случаях после возбудителя ставят три каскада усиления.

6.4.1 ТРЕБОВАНИЯ К РАСЧЕТУ

Все соображения по расчету других типов усилителей высокой частоты (УВЧ) применимы к усилителям мощности ВЧ и к умножителям частоты. Особое значение имеет интерпретация справочных данных, определение параметров на различных частотах и вопросы температурной стабилизации. Помимо этих основных вопросов в процессе проектирования усилителей мощности высокой частоты необходимо рассмотреть следующие вопросы.

Управление настройкой и подстройкой. Схема на рис. 6.8, а содержит в выходной цепи два настраиваемых компонента (переменные конденсаторы), а схема на рис. 6.8, б — лишь один элемент надстройки. Первая из этих схем типична для усилителей мощности, выходная цепь которых должна быть настроена в резонанс с помощью одного регулируемого элемента, а с помощью второго элемента (часто называемого элементом управления нагрузкой) она должна быть согласована по полным сопротивлениям с нагрузкой. Практически же оба регулируемых элемента влияют как на настройку частоты, так и на сопряжение усилителя с нагрузкой. Схема на рис. 6.8, б является типичной для умножителей частоты или усилителей промежуточной частоты, в которых основное внимание уделяют настройке на резонансную частоту.

Минимальная емкость. Заметим, что в обеих цепях переменные конденсаторы включены параллельно с конденсаторами постоянной емкости. Такое параллельное включение преследует две цели. Во-первых, это обеспечивает минимальную постоянную емкость в случае, когда на переменном конденсаторе установлено его минимальное значение. В некоторых случаях, если в цепи отсутствует конденсатор, обеспечивающий минимальную емкость, при установке переменного конденсатора на минимальное значение возможно существенное рассогласование, приводящее к выходу транзистора из строя. Во-вторых, включение конденсатора постоянной емкости позволяет уменьшить значение переменной емкости, а значит и геометрические размеры переменного конденсатора.

Диапазон перестройки. Максимальный диапазон изменения емкости цепи настрой-

ки зависит от требуемого диапазона перестройки схемы. Широкий частотный диапазон требует и широкого диапазона изменения емкости. В практических схемах используют переменные конденсаторы со средним значением емкости, соответствующим настройке на среднюю частоту диапазона. Например, если для настройки в резонанс на середину рабочего диапазона частот необходима емкость 25 пФ, то следует в качестве переменного использовать конденсатор с диапазоном изменения емкости от 1 до 50 пФ. Если такие конденсаторы промышленностью не выпускаются, используют постоянный конденсатор емкостью 15 пФ, параллельно включенный с конденсатором переменной емкости 15 пФ. Это обеспечивает диапазон изменения емкости 16...30 пФ со средним значением около 23 пФ.

Класс работы. Как правило, усилители и умножители частоты, собранные по схемам на рис. 6, 8, работают в режиме класса В или С. До поступления сигнала транзисторы остаются запертыми и никогда не проводят ток более, чем полпериода (или 180°) по отношению к полному периоду входного сигнала в 360°. Практически транзисторы открыты на интервале примерно в 140° периода входного сигнала, причем либо в положительный либо в отрицательный полупериод в зависимости от типа транзистора (n-p-n или p-n-p). Для режима работы такого класса смещение, как таковое, не требуется.

Подключение эмиттера. В усилителях мощности высокой частоты эмиттер непосредственно соединяется с землей. Для транзисторов, эмиттер которых подключен к корпусу, что характерно для многих мощных высокочастотных транзисторов, корпус может быть установлен на шасси, которое подключено к земляной шине источника питания. В усилителях, применяемых на высоких частотах, непосредственное заземление эмиттера имеет особенно важное значение. Если эмиттер подключен к земле через резистор (или даже через длинный проводник), то на высоких частотах может проявиться реактивное сопротивление индуктивного или емкостного характера, обуславливающее нежелательные изменения в цепи. Другим основным доводом в пользу непосредственного заземления эмиттера является стремление получить максимальное усиление. При прочих равных условиях уменьшение эмиттерного сопротивления (по отношению к полному коллекторному сопротивлению) обуславливает рост коэффициента усиления.

Подключение источника питания. База транзистора подключена к земле через высокочастотный дроссель. Это обеспечивает путь для постоянного обратного тока базы и в то же время реализуется развязка по переменному току базы от земли и эмиттера. Коллектор транзистора подключен к источнику питания через ВЧ дроссель и (в некоторых случаях) через часть обмотки катушки индуктивности резонансного контура ВЧ дросселя обеспечивает связь коллектора с источником питания по постоянному току и разделение их по переменному. Если коллектор подключен к источнику питания через резонансную цепь, то катушка индуктивности должна быть рассчитана на полное напряжение на коллекторе. По этой причине выходные цепи усилителя часто выбирают так, чтобы коллекторный ток не проходил через катушку (рис. 6.8, а). Схема на рис. 6.8, б используется в усилителях при небольших значениях коллекторного тока.

Параметры высокочастотного дросселя. С параметрами ВЧ дросселя иногда возникают недоразумения. Некоторые изготовители приводят полный перечень характеристик: индуктивность, активное сопротивление, сопротивление по переменному току, добротность, предельно допустимый ток и номинальный диапазон частот (сопротивление по переменному току и добротность являются функциями частоты). Номинальная характеристика в частотном диапазоне хотя и полезна при расчете, но обычно не является критичной.

При прочих равных условиях активное сопротивление дросселя, рассчитанного на большие токи, должно быть минимальным. Например, большое активное сопротивление в коллекторной цепи оконечного усилителя мощности приводит к значительному падению напряжения между шиной питания и коллектором. Обычно выбор ВЧ-дросселя в первом приближении основан на поиске компромисса между величиной индуктивности и предельно допустимым током. Допустимая величина тока через дроссель должна быть больше (по крайней мере на 10%) максимального предполагаемого

постоянного тока. Индуктивность зависит от рабочей частоты. В качестве первого приближения следует использовать индуктивность, которая на рабочей частоте обладает реактивным сопротивлением 1000...3000 Ом.

Блокировочная емкость. В цепи питания должны быть включены блокировочные конденсаторы. Проходной блокировочный конденсатор, показанный на рис. 6.8, а, используется на высоких частотах в схемах, которые экранируются от источника питания и других схем. Проходной конденсатор допускает протекание постоянного тока через экран, но предотвращает прохождение радиочастот извне, закорачивая их на землю. В первом приближении, в качестве блокирующих используют конденсаторы с общей емкостью 0,001...0,1 мкФ.

С практической точки зрения, наилучшей проверкой правильности выбора блокировочной емкости и индуктивности ВЧ-дресселя является отсутствие сигналов радиочастоты на шине питания со стороны источника. Если на шине источника питания все же наблюдаются сигналы радиочастоты, то блокировочный конденсатор и ВЧ-дрессель или оба одновременно *выбраны неправильно*. Возможно исключение из этого правила, когда появление сигналов высокой частоты обусловлено неправильной экранировкой. Если при хорошей экранировке высокочастотные сигналы все же присутствуют на шине питания, то следует увеличить значение емкости блокировочного конденсатора, а также индуктивности ВЧ-дресселя. Разумеется, после каждого увеличения значений индуктивности и емкости необходимо проверить параметры схемы. Например, слишком большая индуктивность ВЧ-дресселя может снизить выходную мощность усилителя и КПД.

Коэффициент полезного действия. Усилитель высокой частоты класса С имеет обычно КПД приблизительно 65...70%. Это значит, что выходная мощность сигнала ВЧ составляет 65...70% мощности, потребляемой от источника питания. Для нахождения требуемой входной мощности следует разделить требуемую выходную мощность ВЧ на 0,65 или 0,7. Например, если выходная мощность ВЧ должна быть равна 50 Вт, то от источника питания потребуется 50/0,7, или около 70 Вт. Для нахождения коллекторного тока следует разделить потребляемую от источника питания мощность на величину напряжения питания (при этом пренебрегают падением напряжения на активных сопротивлениях дресселя и катушки индуктивности). При напряжении питания 28 В и потребляемой мощности 70 Вт коллекторный ток равен 2,7 А.

Параметры транзистора. Транзисторы должны нормально работать при коллекторных напряжениях, равных напряжению питания, а допустимые значения тока и рассеиваемой мощности должны быть больше максимальных требуемых величин. Кроме того, транзистор должен обеспечивать необходимую выходную мощность на рабочей частоте.

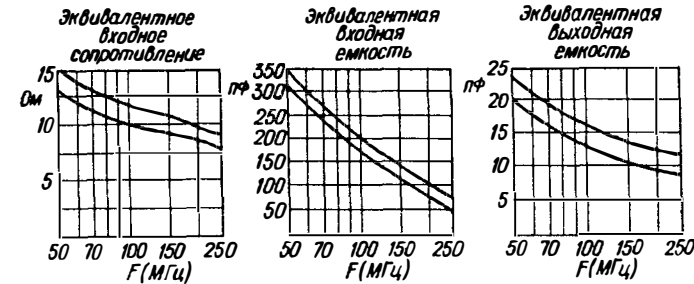
Транзисторы должны также обеспечивать необходимое *усиление по мощности на рабочей частоте*. С другой стороны, входная мощность усилителя должна соответствовать выходной мощности и коэффициенту усиления. Пусть, например, необходимо рассчитать усилитель с выходной мощностью 50 Вт, а имеющийся транзистор обладает коэффициентом усиления по мощности, равным 10. Тогда оконечный усилитель должен получать на вход сигнал по крайней мере 5 Вт и будет потреблять от источника питания около 70 Вт.

КПД умножителя частоты при настройке выходной цепи на вторую гармонику (т. е. на частоту вдвое большую, чем частота входного сигнала) обычно составляет приблизительно 40%. КПД умножителей частоты при настройке выхода на третью, четвертую и пятую гармоники равны соответственно 28, 21 и 18%. Следовательно, если УПЧ должен работать на второй гармонике и обеспечить выходной сигнал мощностью 5 Вт, то от источника питания будет потребляться приблизительно 12,5 Вт.

Необходимо отметить, что коэффициент усиления по мощности в режиме умножения частоты не совпадает с коэффициентом усиления по мощности (если он приводится в техническом паспорте) в случае совпадения частот на входе и выходе каскада. В некоторых паспортах приводится коэффициент усиления по мощности на основной частоте и степень его уменьшения при работе на второй гармонике. При вычислении значений входной и выходной мощности всегда следует задаваться минимальной величиной коэффициента усиления по мощности.

6.4.2. АНАЛИЗ РЕЗОНАНСНОЙ ЦЕПИ

В любом усилителе высокой частоты настраиваемая цепь на требуемой частоте должна находиться в режиме резонанса. (На данной частоте индуктивное и емкостное реактивные сопротивления должны быть равны). Кроме того, настраиваемая цепь должна обеспечивать согласование выходного сопротивления транзистора с нагрузкой.



$$\text{Параллельное выходное сопротивление} \approx \frac{(\text{коллекторное напряжение})^2}{2 \cdot \text{выходная мощность}}$$

$$R_s = \text{последовательное сопротивление} \quad X_c = \frac{1}{\omega C}$$

$$R_p = \text{параллельное сопротивление} \quad X_L = \omega L$$

$$X_s = \text{последовательный реактанс}$$

$$X_p = \text{параллельный реактанс}$$

$$R_p = R_s [1 + (X_s/R_s)^2] \quad R_s = \frac{R_p}{1 + (R_p/X_p)^2}$$

$$X_p = \frac{R_p}{X_s/R_s} \quad X_s = R_s \frac{R_p}{X_p}$$

Рис. 6.9. Типичные характеристики транзисторного усилителя мощности

Обычно величина нагрузочного сопротивления антенны равна приблизительно 50 Ом, тогда как полное выходное сопротивление биполярного транзистора на радиочастотах составляет всего несколько омов. В случае, когда сигнал с одного усилителя поступает на вход другого, резонансная цепь должна обеспечить согласование выходного сопротивления одного транзистора со входным сопротивлением другого. Любое рассогласование между каскадами или рассогласование усилителя с нагрузкой приводит к потере мощности.

Как входное, так и выходное сопротивления транзистора содержат активные и реактивные компоненты и поэтому зависят от частоты. Для расчета резонансного контура на выходе транзистора необходимо знать его активное и реактивное (обычно емкостное) выходные сопротивления, а также выходную мощность на рабочей частоте. Кроме того, необходимо знать активную и реактивную составляющие входного сопротивления на данной частоте и входную мощность следующего транзистора, когда рассчитывается резонансная цепь, нагруженная на последующий усилительный каскад.

Обычно входное активное сопротивление, входную и выходную емкости мощных высокочастотных транзисторов в зависимости от частоты приводят графически, аналогично рис. 6.9. Реактивное сопротивление может быть найдено по соответствующим значениям емкости и частоты. Например, величина выходной емкости, приведенной на рис. 6.9, равна приблизительно 80 пФ на частоте 80 МГц, что соответствует емкостному сопротивлению около 130 Ом на этой частоте. Активное и реактивное сопротивления в случае необходимости могут быть объединены.

Входное и выходное полные сопротивления транзистора обычно в технических паспортах приводятся в *параллельной форме*, т. е. в паспорте предполагается, что сопротивление и емкость включены параллельно. Однако при расчетах некоторых резонансных цепей требуется полное сопротивление представить в последовательной форме. Уравнения, необходимые для преобразования последовательной формы в параллельную и обратно, показаны на рис 6 9

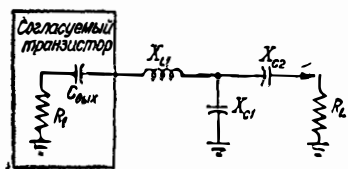
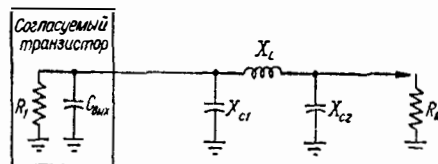


Рис 6 10 Высококачастотная схема, в которой $R_1 < R_L$

Q — добротность обеспечивающая полосу пропускания, R_1 — выходное сопротивление, $C_{вых}$ — выходная емкость, $X_{L1} = QR_1 + X_{C_{вых}}$, $X_{C2} = AR_L$, $X_{C1} = B/(Q - A)$, $A = [R_1(1 + Q^2)/R_L - 1]^{1/2}$, $B = R_1(1 + Q^2)$, $l = X_{L1}/(6.28F)$, $C = (6.28FX_{C2})^{-1}$, $F = X_{L1}/(6.28l)$, $F = (6.28CX_{C2})^{-1}$ (Motorola)

Рис 6 11 Высококачастотная схема, в которой $R_1 \approx R_L$

$X_{C1} = R_1/Q$, $X_{C2} = R_L(1 + Q^2)R_L/R_1 - 1/2$, $\lambda_L = QR_1 + (R_1R_L/X_{C2})(1 + Q^2)$. L, C, F определяются по формулам рис 6 10 (Motorola)



Типичные резонансные цепи. На рис 6 10 6 14 приведены типичные резонансные цепи вместе с соотношениями необходимыми для расчета значений компонентов. По возможности эти уравнения лучше решать с помощью электронных калькуляторов, поскольку многие из уравнений громоздки и могут потребовать больших затрат времени.

Данные цепи можно использовать в усилителях и умножителях. Заметим что схема на рис 6 10 подобна рассмотренной схеме на рис 6 8 а тогда как схема рис 6 11 подобна схеме рис 6 8 б.

Согласование полных сопротивлений. Резистор и конденсатор показанные на рис 6 11 в прямоугольнике с надписью «Согласуемый транзистор» представляют комплексное выходное сопротивление транзистора. Если данная схема должна быть использована в оконечном усилителе то резистор обозначенный R_L представляет собой полное эквивалентное сопротивление антенны или другую нагрузку. Если же нагрузкой контура является последующий усилительный каскад, то резистор R_L представляет собой его полное входное сопротивление, которое необходимо вычислить, используя данные и уравнения, приведенные на рис 6 9.

Комплексные сопротивления в одних случаях представлены в последовательной форме, а в других — в параллельной в зависимости от того, в какой форме удобнее выполнять вычисления. Величина результирующего полного сопротивления цепи, к которой подключена данная нагрузка, должна быть комплексно сопряженной полному сопротивлению, показанному в прямоугольнике. Например, пусть транзистор имеет последовательное выходное полное сопротивление, равное $8,77 - j9,3$. Это означает, что активное сопротивление (действительная часть полного сопротивления) равно $8,77$ Ом, в то время как емкостное реактивное сопротивление (мнимая часть полного сопротивления) равна $9,3$ Ом. Если бы эти величины были выражены в системе y -параметров (выходная полная проводимость, или y_{22}), то мы бы имели $g(114 мСм) - jb(107 мСм)$. Однако, схемы, приведенные на рис. 6 10 6 14, удобнее рассчитывать, используя полные сопротивления.

Для обеспечения максимальной передачи мощности от транзистора к нагрузке полное сопротивление нагрузки должно быть комплексно сопряженным выходному

сопротивлению транзистора, т. е. быть равным $8,77 + j9,3$. Если проектируемый усилитель предназначен для работы на 50-омную внешнюю нагрузку, то цепь согласования должна преобразовать внешнюю нагрузку $50 + j0$ в нагрузку транзистора, равную $8,77 + j9,3$. Помимо такого рода преобразования резонансная цепь обеспечивает подавление гармоник (кроме каскадов умножения частоты, в которых гармоники являются полезным сигналом), уменьшенные потери мощности, а также настройку связи с нагрузкой и перестройку частоты.

Рис 6 12 Высококачастотная схема, в которой $R_1 \ll R_L$

$X_{L1} = X_{C_{вых}}$, $X_{C1} = QR_1$, $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1/(R_L - R_1)}$, $X_{L2} = X_{C1} + R_1R_L/X_{C2}$. L, C, F определяются по формулам рис 6 10 (Motorola)

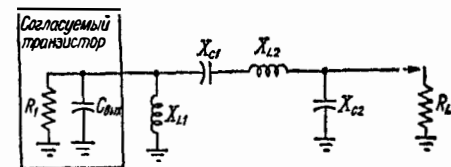
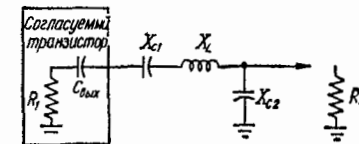


Рис 6 13 Высококачастотная схема, в которой $R_1 \ll R_L$

$X_{C1} = QR_1$, $X_{L1} = X_{C1} + R_1R_L/X_{C2} + X_{C_{вых}}$, $X_{C2} = R_L \sqrt{R_1/(R_L - R_1)}$. L, C, F определяются по формулам рис 6 10 (Motorola)

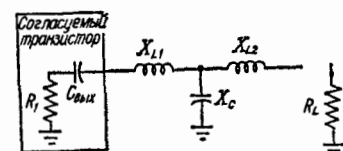


Характеристики резонансной цепи. Каждая из приведенных цепей имеет свои достоинства и недостатки. Схема, показанная на рис 6 10, используется в большинстве мощных усилителей высокой частоты и наиболее целесообразна в случае, когда действительная часть полного последовательного выходного сопротивления транзистора (R_1) меньше 50 Ом. Для типичной 50 омной нагрузки величина требуемого реактивного сопротивления конденсатора C_1 возрастает до непрактичной величины по мере приближения величины сопротивления R_1 к 50 Ом.

Схема на рис 6 11 (часто называемая П-образной) наиболее удобна в случае, когда параллельное сопротивление R_1 велико (приближается к величине нагрузки R_L , обычно 50 Ом). Если такая схема используется с низкоомным сопротивлением R_1 ,

Рис 6 14 Высококачастотная схема, в которой $R_1 \ll R_L$ или $R_1 \gg R_L$

$\lambda_{L1} = QR_1 + X_{C_{вых}}$, $X_{L2} = R_L B$, $X_{C1} = A/(Q + B)$, $A = R_1(1 + Q^2)$, $B = \sqrt{A/R_L - 1}$. L, C, F определяются по формулам рис 6 10 (Motorola)



то индуктивность L_1 должна быть очень малой, а емкости C_1 и C_2 становятся очень большими (практически нереализуемыми).

Схемы на рис 6 12 и 6 13 для их реализации требуют практически приемлемых значений C и L , особенно если значение сопротивления R_1 очень мало. Основное ограничение применения таких схем состоит в том, что сопротивление R_1 должно быть существенно меньше, чем R_L . Эти схемы и их разновидности часто используются в промежуточных каскадах, где низкое полное выходное сопротивление одного транзистора должно быть согласовано с полным входным сопротивлением другого транзистора.

Схема на рис 6 14 (часто называемая Т-образной) наиболее целесообразна в случае, когда величина сопротивления R_1 много меньше или много больше, чем R_L , т. е. в случае значительного рассогласования (такого, как рассогласование между транзистором с выходным сопротивлением 10 Ом и 300-омной антенной).

6.5. ГРАФОАНАЛИТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

При проектировании радиочастотных цепей особенно важны высокочастотные характеристики. К сожалению, высокочастотные характеристики, приводимые во многих технических паспортах в табличной форме, непригодны для упрощенного расчета. Для достижения правильного согласования полных сопротивлений необходимо принимать во внимание как активные, так

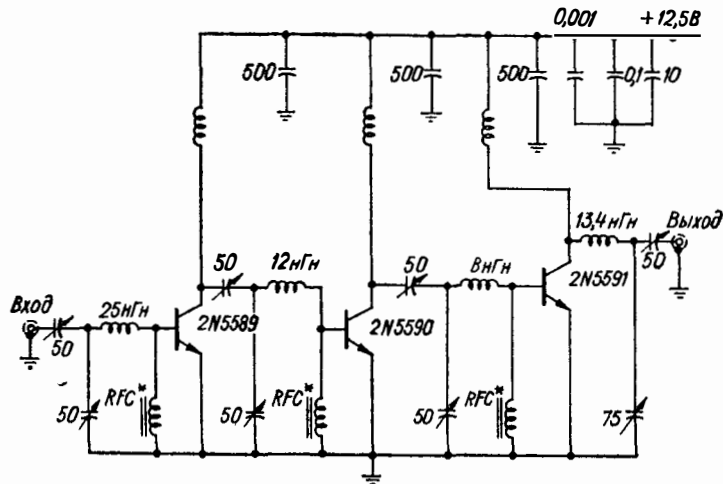


Рис 6 15. Схема высокочастотного усилителя мощностью 25 Вт и полосой пропускания 175 МГц
 мощность входного сигнала = 190 мВт, потребляемый ток = 4,3 А, КПД = 46,5%, содержание высших гармоник = -40 дБ по отношению к основному сигналу, $R_G = R_L = 50$ Ом (Motorola)

и реактивные составляющие. Значения параметров реактивных компонентов (индуктивных или емкостных) зависят от частоты. Поэтому при разработке усилителей необходимо знать значения реактивных сопротивлений в широком диапазоне частот, а не на некоторой определенной частоте (если не случилось так, что вы разрабатываете усилитель именно для данной рабочей частоты).

Наилучшим способом представления зависимостей активных и реактивных составляющих полных сопротивлений от частоты для определенного транзистора являются графики или кривые. К счастью, изготовители транзисторов для высокочастотных усилителей мощности обычно приводят ряд кривых, представляющих значения параметров в заданном диапазоне частот.

В последующих параграфах описаны основные этапы проектирования радиочастотных усилителей мощности с помощью типичных паспортных кривых и соотношений, приведенных на рис. 6.9.. 6.14.

Усилитель, схема которого показана на рис. 6 15, обеспечивает выходную мощность 25 Вт на частоте 175 МГц при коэффициенте усиления 21 дБ и общем коэффициенте полезного действия 47%.

6 5 1 АНАЛИЗ СХЕМЫ

Основные параметры усилителя приведены на рис 6 15. Усилитель питается от источника напряжения положительной полярности напряжением 12,5 В и при выходной мощности 25 Вт потребляет ток 4,3 А. Все каскады работают в режиме класса С с нулевым потенциалом покоя базы. В схеме использованы общепринятые одноконтурные согласующие цепи.

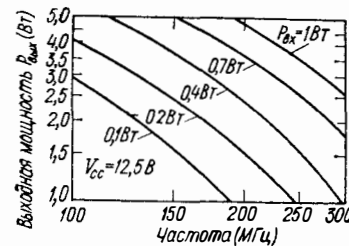


Рис 6.16 Зависимость выходной мощности от частоты для 2N5589 (Motorola)

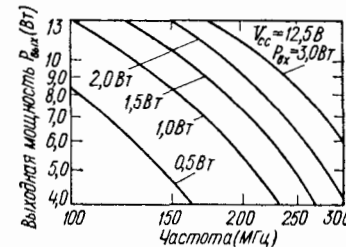


Рис 6 17 Зависимость выходной мощности от частоты для 2N5590 (Motorola)

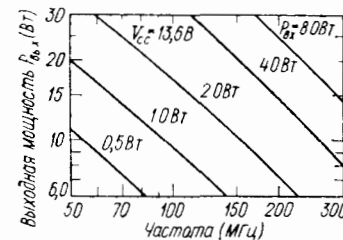


Рис 6 18 Зависимость выходной мощности от частоты для 2N5591 (Motorola)

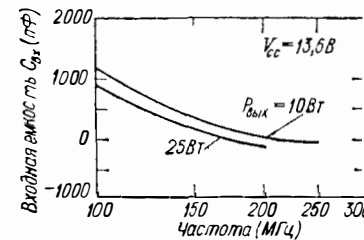


Рис 6 19 Зависимость эквивалентной параллельной входной емкости от частоты для 2N5591 (Motorola)

В усилителе использованы мощные высокочастотные кремниевые *n-p-n*-транзисторы фирмы Motorola типов 2N5589, 2N5590 и 2N5591, разработанные специально для работы непосредственно от автомобильной системы электропитания 12 В. Зависимости коэффициента усиления и выходной мощности от частоты этих транзисторов приведены графически на рис. 6 16 6 18. Все три транзистора имеют круглый корпус с радиальным расположением выводов, что обеспечивает легкость монтажа и благодаря малым индуктивностям улучшенные высокочастотные параметры.

Основная методика расчета. Методика расчета усилителя по схеме на рис. 6 15 основана на использовании полных сопротивлений транзистора в режиме большого сигнала как исходных данных для синтеза согласующих цепей. Данные полные сопротивления являются предельными сопротивлениями транзистора при его работе в оптимальном усилителе мощности при допустимых значениях выходной мощности и питающего напряжения. Эти параметры не следует смешивать с малосигнальными параметрами четырехполюсника (например, с *y*-параметрами), которые, как правило, измеряются при малых уровнях сигнала при коротком замыкании, холостом ходе или сопротивлении 50 Ом на выходе.

Полные сопротивления транзисторов 2N5589, 2N5590, 2N5591 в режиме большого сигнала измерены и показаны на рис. 6.19, 6.20, 6.21, а также в технических паспортах

фирмы Motorola Эти данные были измерены при показанных на графиках выходных мощностях и питающих напряжениях для транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером при непосредственном заземлении эмиттера

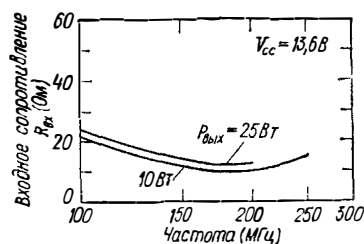


Рис 6 20 Зависимость эквивалентного параллельного входного сопротивления от частоты для 2N5591 (Motorola)

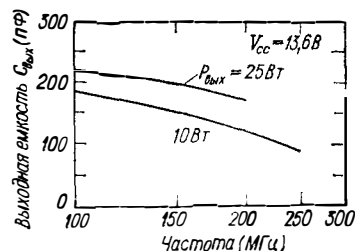


Рис 6 21 Зависимость эквивалентной параллельной выходной емкости от частоты для 2N5591 (Motorola)

Полные сопротивления транзистора. Как активный (R_{BX}), так и реактивный (C_{BX}) компоненты параллельного полного входного сопротивления представлены графически на рис 6 19 и 6 20 Для выходного полного сопротивления приведена только параллельная выходная емкость $C_{ВЫХ}$ на рис 6 21 Активная составляющая (R'_L) полного коллекторного сопротивления может быть вычислена для любой заданной выходной мощности и напряжения питания (V_{CC}), исходя из предположения, что максимальный размах выходного напряжения равен удвоенному V_{CC} При этом получаем следующее выражение для сопротивления R_L (см рис 6 9)

$$R_L = V_{CC} / (2P),$$

где P — мощность выходного сигнала радиочастоты

Коллекторная нагрузка Сопротивление действительно оптимальной коллекторной нагрузки может несколько отличаться от вычисленного значения R_L Однако, расчет выходной цепи для сопряженного согласования с сопротивлением (вычисленным по формуле) и включенной параллельно емкостью $C_{ВЫХ}$ дает хорошие результаты для большого количества типов транзисторов, уровней выходной мощности и частот

Выходная цепь. Схема выходной цепи, показанной на рис 6 10, была выбрана потому, что она обеспечивает требуемое согласование сопротивлений при вполне приемлемых размерах компонентов Кроме того, такая цепь является узкополосной и обеспечивает хорошее подавление гармоник

Вычисление сопряженных значений. Выходная емкость транзистора 2N5591 при выходной мощности 25 Вт равна 185 пФ, как видно из рис. 6 21 Заметим, что данные о емкости приведены для напряжения питания 13,6 В Однако, при питании транзистора 2N5591 напряжением 12,5 В вместо 13,6 В величина полного сопротивления изменяется незначительно и этими данными можно воспользоваться для расчета усилителя с $V_{CC} = 12,5$ В

Сопротивление R'_L может быть вычислено по формуле из рис 6 9

$$R'_L = \frac{12,5^2}{2 \times 25} = 3,13 \text{ Ом}$$

Таким образом, выходная цепь должна быть рассчитана на сопряженное согласование внешней нагрузки 50 Ом с параллельно соединенным сопротивлением 3,13 Ом и емкостью 185 пФ.

При расчете выходной цепи по схеме рис. 6 10 более удобным является полное сопротивление коллекторной нагрузки в последовательной форме Полное сопротивление коллекторной нагрузки, представляющее собой параллельное соединение активного сопротивления 3,13 Ом и индуктивного сопротивления 4,9 Ом (которые являются комплексно сопряженными по отношению к параллельному соединению активного сопротивления 3,13 Ом и сопротивления емкости величиной 185 пФ на частоте 175 МГц) может быть преобразовано в последовательную форму с помощью формул на рис 6 9

$$R_S = \frac{R_P}{1 + (R_P/X_P)^2} = \frac{3,13}{1 + (3,13/4,9)^2} = 2,22 \text{ Ом},$$

$$X_S = R_S \times R_P / X_P = 2,22 \times 3,13 / 4,9 = 1,42 \text{ Ом}$$

Таким образом, требуемое полное сопротивление коллекторной нагрузки равно 2 22 + j 1,42 Ом

Добротность Q цепи. Для целей расчета цепи согласования добротность Q_L эквивалентная нагрузке может быть определена как отношение X_{L1}/R_S , где R_S — эквивалентная активная составляющая полного сопротивления коллекторной нагрузки

Для выходной цепи транзистора 2N5591 выбрана добротность $Q_L = 6$ Эта величина обеспечивает хорошее сочетание малых вносимых потерь и высокой степени подавления гармоник

Величина X_{L1} определяется как

$$X_{L1} = Q_L \times R_S = 6 \times 2,22 = 13,2 \text{ Ом}$$

Последовательная катушка индуктивности. Дополнительная последовательная катушка индуктивности необходима между коллектором и индуктивностью L_1 для настройки последовательного эквивалентного выходного сопротивления транзистора 2N5591 которое согласно вычислениям равно 1,42 Ом

Практически дополнительная катушка может быть объединена с катушкой индуктивности L_1 в одну последовательную катушку индуктивности с общим индуктивным сопротивлением $13,3 + 1,42 = 14,7$ Ом На частоте 175 МГц для этого требуется индуктивность 13,4 нГн

Емкость согласующей цепи. Значения емкостей X_{C1} и X_{C2} могут быть вычислены с помощью формул на рис 6 10 В результате вычисления емкостных сопротивлений для частоты 175 МГц можно найти значения емкостей $C_1 = 56$ пФ, $C_2 = 23$ пФ

Значения остальных компонентов цепей согласования в усилителе (рис 6 15) могут быть найдены аналогично

6 6 РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Данный раздел посвящен расчету усилителей напряжения высокой частоты При расчете таких усилителей на биполярных и униполярных транзисторах можно воспользоваться методом четырехполосников и параметрами проводимостей, описанными в разд 2 2 Несмотря на то, что в приведенных в настоящем разделе примерах использованы униполярные транзисторы, те же самые основные принципы расчета применимы в случае использования биполярных транзисторов.

6.6.1. ПРИМЕР РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ С ПОЛОСОЙ 200 МГц НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ С НЕЙТРАЛИЗАЦИЕЙ

Предположим, что схема, показанная на рис. 6.22, должна работать на частоте 200 МГц. Полное сопротивление источника сигнала и нагрузки равно приблизительно 50 Ом. Параметры МОП-транзистора, взятые из технического паспорта (все значения проводимостей в сименсах),

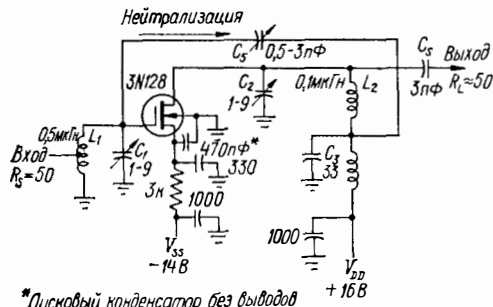


Рис. 6.22. Усилитель с нейтрализацией и полосой пропускания 200 МГц (RCA)

Если значения y -параметров подставить в формулу Линвилла, то фактор устойчивости Линвилла S оказывается большим, чем 2:

$$C = \frac{|(7,0 - j1,9)(0 - j0,16)|}{2 \cdot 0,45 \cdot 0,28 - \text{Re}(7,0 - j1,9)(-0,16)} \approx 2,08.$$

Следовательно, МОП-транзистор не является безусловно устойчивым и может потребоваться нейтрализация. Вполне возможно, что рассогласование между входным сопротивлением МОП-транзистора и сопротивлением источника сигнала 50 Ом, а также его выходным сопротивлением и нагрузкой 50 Ом обеспечит достаточную устойчивость. Однако, для полной уверенности используется нейтрализация.

Поскольку в усилителе используется нейтрализация, он может быть сопряженно согласован для обеспечения максимального коэффициента усиления. Предположив, что действительная часть проводимости y_{12} равна нулю ($g_{12} = 0$) и реализовано сопряженное согласование цепей, можно найти максимально возможное усиление (МВУ) с помощью известного выражения. Получаем значение МВУ около 20 дБ:

$$\text{МВУ} = |7,0 - j1,9|^2 / (4 \cdot 0,45 \cdot 0,28) = 104, \text{ или } 20,2 \text{ дБ.}$$

Полные сопротивления источника сигнала и нагрузки должны быть согласованы соответственно со входным и выходным сопротивлениями МОП-транзистора с целью получения максимального коэффициента усиления. На входе согласование осуществляется с помощью трансформатора (автотрансформатора связи с переменным коэффициентом трансформации). Согласование на выходе осуществляется посредством емкостного сопротивления конденсатора связи.

Сопротивление источника сигнала равно 50 Ом. Для сопряженного согласования на входе проводимость источника сигнала g_s и действительная часть полного входного сопротивления МОП-транзистора должны быть равны. Проводимость источника сигнала есть величина, обратная 50 Ом, т. е. 20 мСм. Действительная часть входной проводимости МОП-транзистора $\text{Re}(y_{11})$ равна 0,45 мСм. Тогда отношение сопротивлений равно $20/0,45 = 44$, а коэффициент трансформации должен быть равен приблизительно 6,6 ($\sqrt{44}$). Экспериментально было найдено, что отношение витков, прибли-

зительно равно 4, является наилучшим. Отличие частично обусловлено тем фактом, что при расчетах не учитывалось параллельное активное сопротивление контура.

Предполагая, что на входном подстроечном конденсаторе установлена величина емкости между 1 и 2 пФ, находим, что требуемая выходная индуктивность равна приблизительно 0,5 мкГн:

$$L = \frac{1}{(2\pi F)^2 \times C} = \frac{1}{(6,28 \times 175 \cdot 10^6)^2 \times 1,7 \cdot 10^{-12}} \approx 0,5 \text{ мкГн.}$$

Нагрузка на выходе также равна 50 Ом. Для разделения постоянного напряжения стокового питания и нагрузки необходим последовательный конденсатор C_s . Этот же конденсатор C_s выполняет также функцию согласования выходной цепи МОП-транзистора с нагрузкой. Проводимость нагрузки равна 20 мСм, а действительная часть выходной проводимости МОП-транзистора $\text{Re}(y_{22})$ равна 0,28 мСм. Емкостное сопротивление конденсатора C_s , обеспечивающего сопряженное согласование находится из выражения:

$$X_{C_s} = R_s \sqrt{\frac{R_p}{R_s} - 1},$$

где R_p — величина, обратная параллельной выходной проводимости МОП-транзистора, т. е. $1/\text{Re}(y_{22})$, R_s — величина, обратная активной проводимости нагрузки, т. е. $1/G_c$ (либо полной проводимости нагрузки), причем R_p много больше, чем R_s .

Подставляя значения величин, получаем емкостное сопротивление

$$X_{C_s} = 50 \sqrt{\frac{3600}{50} - 1} \approx 420 \text{ Ом.}$$

На частоте 200 МГц величина емкости C_s находится из

$$C_s = \frac{1}{6,28 \times 200 \cdot 10^6 \times 420} \approx 1,9 \text{ пФ.}$$

Экспериментально установлено, что для удовлетворительной работы нужна емкость 3 пФ

Емкость C_s оказывается включенной параллельно с выходной емкостью МОП-транзистора. Ориентировочно его выходная емкость может быть найдена путем подстановки мнимой части выходной проводимости b_{22} в следующее соотношение

$$\text{Параллельная емкость} = \frac{1}{6,28 \times 200 \cdot 10^6 \times \left(\frac{10^{-3}}{1,75}\right)} \approx 1,4 \text{ пФ.}$$

Заметим, что выходная проводимость МОП-транзистора не равна в точности величине y_{22} , кроме случая, когда вход замкнут и проводимость y_{12} также равна нулю. Следовательно, число b_{22} не всегда является точным. Однако, для нахождения приближенного значения в данном примере расчета оно может быть использовано. Если же речь идет о полосе пропускания или избирательности схемы, то необходимо более точное значение проводимости y_{22} . Оно может быть найдено с помощью приведенных в разд. 2.2.3 соотношений для выходной проводимости.

В данном примере емкость 1,4 пФ, о которой шла речь, с подключенной параллельно емкостью 3 пФ конденсатора C_s образуют общую емкость 4,4 пФ. Пусть для простоты вычислений на подстроечном конденсаторе установлена величина емкости 2 пФ. Тогда общая параллельная выходная емкость равна 6,4 пФ.

Требуемое значение выходной индуктивности находится из соотношения

$$L = \frac{1}{6,28 \times 200 \cdot 10^6 \times 6,4 \cdot 10^{-12}} \approx 0,1 \text{ мкГн.}$$

Приближенное значение нейтрализующей емкости C_N находят, умножая величину емкости C_{rss} на отношение величин емкостей C_3 и C_2 . Емкость C_2 есть общая параллельная выходная емкость, равная 6,4 пФ. Величина емкости C_3 должна быть по крайней мере в четыре раза больше, чем емкость C_2 . В нашем примере выбрано стандартное значение емкости C_3 , равной 33 пФ. При условии, что $C_{rss} = 0,2$ пФ, найдем значение емкости C_N :

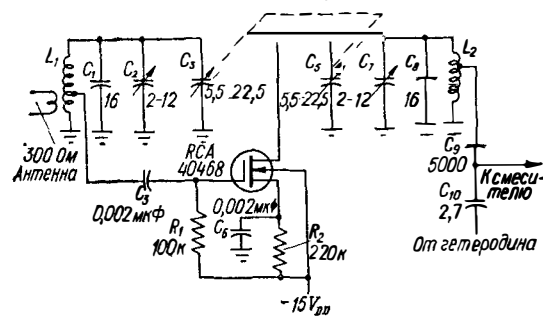
$$C_N \approx 0,2 \times \frac{33}{6,4} \approx 1 \text{ пФ.}$$

На практике в качестве конденсатора нейтрализации используется стандартный переменный конденсатор с емкостью 0,5...3 пФ.

Это обеспечивает возможность подстройки цепи обратной связи (нейтрализации) при изменении величины C_{rss} . Для транзистора 3N128 типичное значение емкости C_{rss} равно 0,15...0,35 пФ.

6.6.2. ПРИМЕР РАСЧЕТА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО
ВЫСОКОЧАСТОТНОГО УСИЛИТЕЛЯ
НА МОП-ТРАНЗИСТОРЕ
С РАБОЧЕЙ ЧАСТОТОЙ 100 МГц
ДЛЯ ЧМ-ПРИЕМНИКА

На рис. 6.23. приведена схема типичного УВЧ на МОП-транзисторе, используемого в качестве предварительного в ЧМ-приемниках. Для этой цели МОП-транзисторы весьма удобны, так как они обеспечивают минимум высших гармоник в выходном сигнале.



Пусть схема на рис. 6.23 должна работать на частоте 100 МГц, и цепи смещения уже рассчитаны по описанной в гл. 5 методике. Значения компонентов схемы, по-

Рис. 6.23. Типичный ВЧ усилитель с УМ на основе МОП-транзистора 40468 (RCA)

лученные в процессе последующего расчета, приведены на рис. 6.23. Задача состоит в нахождении наилучшего согласования усилителя с источником сигнала и нагрузкой.

Для расчета каскада УВЧ важными являются следующие параметры: параметры МОП-транзистора (40468) при $V_{DD} = 15$ В, $I_D = 5$ мА

- входное сопротивление $R_{вх}$ 4500 Ом;
- выходное сопротивление $R_{вых}$ 4200 Ом;
- проводимость прямой передачи y_{fs} 7500 мкСм;
- емкость обратной связи C_{rss} (макс) 0,2 пФ;
- параметры смесителя
- входное сопротивление $R_{вх(смес.)}$ 550 Ом;

- коэффициент устойчивости по входу $IS_{см}$ 4;
- данные катушки индуктивности
- добротность Q без нагрузки 120;
- подстроечная емкость на частоте 100 МГц 34 пФ;
- выходное сопротивление антенны 300 Ом.

На рис. 6.24 приведена эквивалентная схема каскада усилителя высокой частоты по переменному току. На частоте резонанса эта схема преобразуется к виду, показанному на рис. 6.25, где все полные сопротивления подключены к затвору или стоку МОП-транзистора.

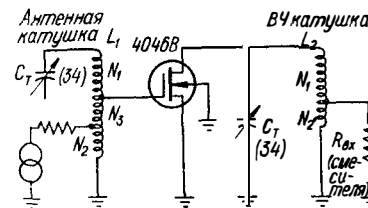


Рис. 6.24. Эквивалентная схема усилительного ВЧ каскада (RCA)

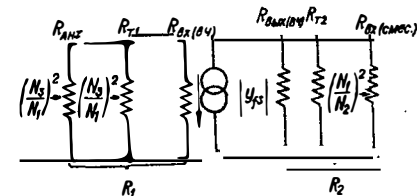


Рис. 6.25. Эквивалентная входная (R_1) и выходная (R_2) схемы ВЧ каскада на резонансной частоте (RCA)

По формуле для максимально возможного усиления (разд. 2.2.3) с учетом параметров МОП-транзистора получим

$$МВУ = \frac{(7500 \cdot 10^{-6})^2 \times 4500 \times 4200}{4} \approx 266, \text{ или } 24,2 \text{ дБ.}$$

По формуле для максимального используемого усиления (разд. 2.2.3) для того же транзистора получим

$$МИУ = \frac{0,4 \times (7500 \cdot 10^{-6})}{6,28 \times 10^8 \times 0,2 \cdot 10^{-12}} \approx 23,5, \text{ или } 13,7 \text{ дБ.}$$

Общие потери мощности из-за рассогласования характеризуют коэффициентом стабильности S , который равен разности (в децибелах) МВУ и МИУ:

$$S = МВУ - МИУ = 24,2 - 13,7 = 10,5 \text{ дБ (или в } 11,3 \text{ раза).}$$

В рассчитываемой в данном примере схеме величина S делится между входными и выходными цепями на составляющие (коэффициент стабильности по входу IS и коэффициент стабильности по выходу OS) следующим образом:

$$IS = \frac{R_{вх}}{2R_1}, \quad OS = \frac{R_{вх}}{2R_2},$$

Где сопротивления R_1 и R_2 являются общими параллельными сопротивлениями соответственно для входных зажимов (затвор) и для выходных зажимов (сток) (см. рис. 6.25).

Коэффициенты стабильности относятся к общему коэффициенту стабильности, следующим образом

$$S = IS \times OS, \quad IS = \frac{S}{OS}, \quad OS = \frac{S}{IS}.$$

Отличие между IS и OS является результатом в некотором роде произвольного выбора. В нашем примере величина IS максимизирована, поэтому уровень сигнала на затворе будет минимальным. Такой выбор требует согласования (или приближенного согласования) выходного сопротивления $R_{вх}$ с нагрузкой. По этой причине вся катушка индуктивности L_2 используется в качестве выходной нагрузки.

Для определения согласующего сопротивления между выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$ и нагрузкой положим $OS = 1$. Тогда $IS = S/OS = 11,3/1 = 11,3$

При $OS = 1$ величина сопротивления R_2 определяется из $OS = R_{\text{вых}}/(2R_2)$:

$$R_2 = \frac{R_{\text{вых}}}{2 \cdot OS} = \frac{4200}{2 \times 1} = 2100 \text{ Ом.}$$

По известному $R_2 = 2100 \text{ Ом}$ находят отношение N_1/N_2 :

$$\frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{IS_{\text{см}} \times 2R_2}{R_{\text{вх см}}}} = \sqrt{\frac{4 \times 4200}{550}} \approx 5,5.$$

На практике при катушке индуктивности L_2 , имеющей 4 витка, это отношение достигается с помощью отвода от 3/4 витка от заземленного конца

Для согласования 300-омной антенны со входом схемы величина сопротивления R_1 должна быть вдвое меньше приведенного ко входу транзистора сопротивления антенны

Если $IS = 11,3$, то величина сопротивления R_1 находится из выражения

$$IS = \frac{R_{\text{вх}}}{2R_1}, \text{ или } R_1 = \frac{R_{\text{вх}}}{2 \times IS} = \frac{4500}{2 \times 11,3} \approx 200 \text{ Ом}$$

Эта величина сопротивления R_1 много меньше, чем сопротивление $R_{\text{вх}} = 4500 \text{ Ом}$ и легко видеть, что антенна не слишком сильно нагружена. Приведенное ко входу сопротивление антенны равно приблизительно 400 Ом, поскольку найденная величина является его половиной

Отношение N_1/N_3 должно обеспечить согласование приведенного сопротивления антенны около 400 Ом с полным сопротивлением R_{T1} входной катушки индуктивности, а отношение N_1/N_2 — согласование действительного сопротивления антенны 300 Ом со входной катушкой. Величина сопротивления R_{T1} зависит от добротности Q катушки без нагрузки (она равна 120), емкости подстроечного конденсатора (34 нФ) и частоты (100 МГц). Тогда

$$R_{T1} = \frac{Q}{2\pi \times F \times C_T} = \frac{120}{6,28 \times (10^8) \times (34 \cdot 10^{-12})} \approx 5600 \text{ Ом}$$

Коэффициент преобразования сопротивлений для данного отношения N_1/N_3 приблизительно равен $400/5600 = 1/14$. Это требует отношения витков, равного приблизительно 3,7. Коэффициент преобразования сопротивлений для отношения N_1/N_2 равен $300/5600 = 1/18,6$. Тогда отношение витков должно быть равным приблизительно 4,3

На практике для катушки индуктивности L_1 , имеющей четыре витка, это отношение достигается с помощью отвода от одного витка со стороны заземленного конца катушки (для подключения антенны — N_2) и отвода от 1,5 витка от заземленного конца катушки (для подключения затвора — N_3)

7. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

В переключательных схемах широко используются как биполярные, так и униполярные транзисторы. Классическими примерами таких схем являются транзисторные модуляторы, используемые в усилителях постоянного тока (УПТ) с малым дрейфом. Биполярные транзисторы используются также в качестве ключей в схемах инверторов или полупроводниковых преобразователей источников питания. В данной главе мы рассмотрим общие характеристики транзисторов в режиме переключения, но основное внимание будет уделено транзисторам, используемым в модуляторах, инверторах и аналоговых ключах.

7.1. ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ

Схемы модуляторов делятся в основном на *параллельные* и *последовательные*, как показано на рис. 7.1, либо являются их комбинациями

Схема параллельного (шунтирующего) модулятора (рис. 7.1, а) работает так: когда ключ S разомкнут, то на нагрузке выделяется напряжение, прямо пропорциональное входному сигналу, а когда ключ замкнут, то нагрузка закорачивается на землю. При периодическом замыкании и размыкании ключа напряжение на нагрузке приобретает форму прямоугольных импульсов, амплитуда которых прямо пропорциональна входному сигналу. Эти прямоугольные импульсы могут быть усилены бездрейфовым усилителем с высокой стабильностью коэффициента усиления. Такое преобразование обычно используют в УПТ с малым уровнем входного сигнала, который вначале модулируется, а затем как переменный сигнал усиливается усилителем переменного тока. Выходной сигнал усилителя переменного тока выпрямляется в выходной сигнал постоянного тока, прямо пропорциональный входному сигналу.



Рис. 7.1. Основные схемы модуляции

Последовательный модулятор (рис. 7.1, б) также может быть использован для модуляции сигналов постоянного тока. Схемы этого типа особенно целесообразны в телеметрических или других системах, где источник сигнала, как, например, датчик, должен периодически подключаться к нагрузке.

Характеристики идеального модулятора	Биполярный транзистор	Униполярный транзистор	Электромеханическое реле
Срок службы	хорошо	хорошо	плохо
Бесконечный частотный диапазон	хорошо	хорошо	плохо
Бесконечное сопротивление при размыкании	посредственно	хорошо	хорошо
Нулевое сопротивление при замыкании	посредственно	плохо	хорошо
Нулевая мощность управления	посредственно	хорошо	посредственно
Нулевое остаточное напряжение	плохо	хорошо	хорошо
Нулевая связь между выходом и входом	посредственно	посредственно	хорошо
Малые размеры	хорошо	хорошо	плохо

Рис. 7.2. Сравнение реальных модуляторов с идеальным

Идеальный модулятор — это просто замыкающийся и размыкающийся ключ с определенными требуемыми характеристиками. В таблице на рис. 7.2 перечислены некоторые из этих характеристик и показаны относительные достоинства электро-механических реле, биполярных и униполярных транзисторов по каждому из показателей.

Раньше модуляторы были механическими на основе реле. Релейные модуляторы имеют почти идеальные контактные параметры, т. е. почти бесконечное сопротивление в разомкнутом состоянии и почти нулевое в замкнутом. Однако, эти достоинства нивелируются рядом недостатков. Реле имеет малый срок службы, низкую скорость переключения, дребезг контактов и, как правило, большие размеры. Кроме того, любая электрическая перегрузка может привести к увеличению контактного сопротивления.

Недостатки реле исключены в транзисторных модуляторах, но у последних имеются свои недостатки. Например, транзистор не может реализовать почти идеальные переключательные параметры реле. Биполярный транзистор имеет остаточное напряжение в замкнутом состоянии и остаточный ток в разомкнутом состоянии, которые могут быть уменьшены специальными схемотехническими методами. В случае использования униполярных и особенно МОП-транзисторов наблюдается тенденция наложения управляющего модулятором сигнала на модулируемый сигнал. Эта проблема также решается схемотехническими приемами. Все эти факторы рассматриваются в последующих параграфах.

7.2 МОДУЛЯТОРЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Если ключ на биполярном транзисторе с общим эмиттером (рис. 7.3) находится в замкнутом состоянии, но коллекторный ток близок к нулю, то напряжение коллектор-эмиттер не равно нулю. Это и есть *остаточное напряжение*, которое наиболее серьезно ограничивает параметры биполярных транзисторов в схемах модуляторов. Схема, включенная вслед за модулятором, не сможет различить остаточное напряжение и уровни сигнала, сравнимые с ним по амплитуде.

В запертом состоянии транзистор является не идеальной разомкнутой цепью, а представляет собой источник тока. Этот *остаточный ток* может создавать на нагрузке напряжение, уровень которого сравним с уровнями минимального сигнала.

Задача проектирования состоит в исключении, а более реально, в уменьшении остаточного напряжения и тока. Наиболее популярным приемом является включение транзистора в *инверсном* режиме с заземленным коллектором. (При таком включении управляющий сигнал прикладывается между базой и коллектором, а не между базой и эмиттером.)

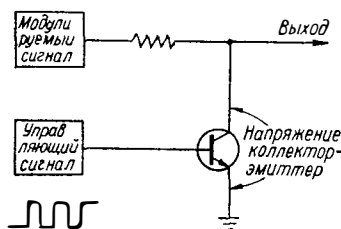


Рис. 7.3. Ключ с общим эмиттером на БТ

Варианты параллельного модулятора на транзисторе с общим эмиттером и параллельного модулятора на транзисторе с общим коллектором показаны соответственно на рис. 7.3 и 7.4. Импульсный трансформатор, показанный на рис. 7.4, предназначен для устранения смешения выходного сигнала модулирующим сигналом. Электростатический экран уменьшает обусловленную паразитной емкостной связью передачу переключателя сигнала через трансформатор на нагрузку.

В замкнутом состоянии последовательного модулятора (рис. 7.4, б) падающее на транзисторе напряжение не равно нулю. Это напряжение может быть представлено в виде эквивалентных источников напряжения V_{EC} и $i_b'c'$, которые определяют минимальный уровень сигнала e_s на нагрузке.

В разомкнутом состоянии (рис. 7.4, а) транзистор представляет собой источник тока I_E , зашунтированный обратным сопротивлением эмиттерного перехода. Именно вследствие протекания тока I_E через сопротивление нагрузки R_L и формируется некоторое напряжение на выходе в выключенном состоянии.

В переходном режиме между состояниями насыщения и отсечки база транзистора связана с эмиттером и коллектором через емкости $p-n$ -переходов. Пусть, например,

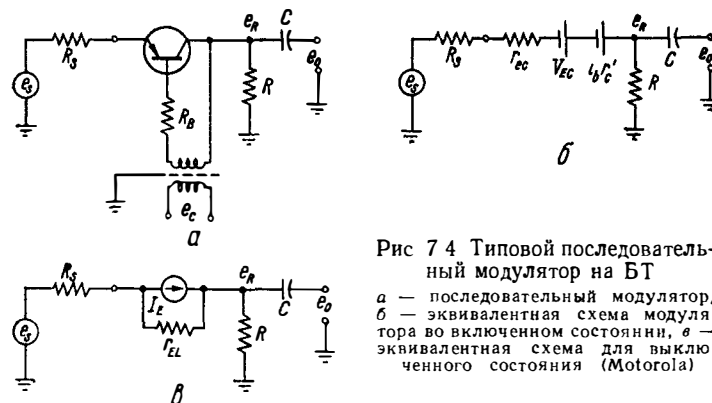


Рис. 7.4 Типовой последовательный модулятор на БТ
а — последовательный модулятор, б — эквивалентная схема модулятора во включенном состоянии, в — эквивалентная схема для выключенного состояния (Motorola)

в состоянии отсечки напряжение коллектор-база равно 6 В (модулирующий сигнал на транзисторе имеет размах 12 В). После скачка модулирующего сигнала на 12 В до уровня — 6 В, когда транзистор открывается, емкость $p-n$ -перехода пытается передать этот перепад напряжения. Действительная величина перепада напряжения на коллекторе зависит от ограничения тока в схеме. Но, тем не менее, скачок может быть значительным. Аналогичная ситуация возникает во время запаривания транзистора.

Таким образом, недостатки и параллельных и последовательных модуляторов обусловлены остаточным напряжением, остаточным током и прохождением скачков модулирующего напряжения на выход.

7.2.1 ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Если последовательный модулятор (рис. 7.4)

в некоторых простых случаях вполне приемлем, то в более сложных системах необходимо обеспечить уменьшение остаточных погрешностей. Это достигается в схеме

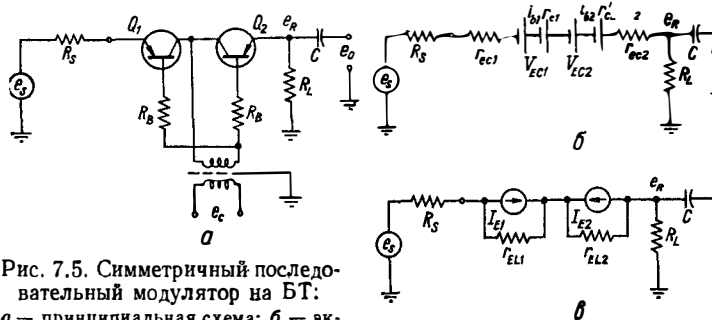


Рис. 7.5. Симметричный последовательный модулятор на БТ:
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема во включенном состоянии; в — эквивалентная схема в выключенном состоянии (Motorola)

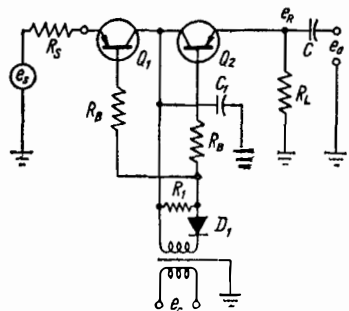
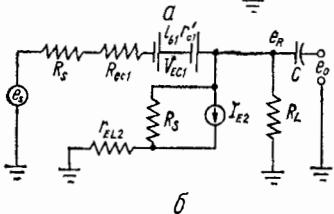
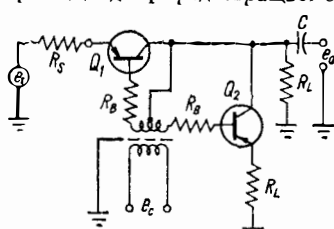


Рис. 7.6. Модифицированный симметричный последовательный модулятор на БТ (Motorola)

точным током. Однако, хотя и можно найти такую пару транзисторов для температуры, допустим, 25° С, точное согласование транзисторов нарушается из-за изменения окружающей температуры и старения транзисторов, т. е. возможна погрешность, обусловленная дрейфом. Проблемы дрейфа рассматриваются в последующих параграфах данного раздела.

На рис. 7.6 приведен улучшенный вариант последовательного модулятора на двух транзисторах. Дiode D1 предотвращает обратное смещение перехода коллектор-база,



что в свою очередь исключает токи утечки через закрытый транзистор. Дiode имеет свой собственный ток утечки, но он замыкается через резистор R1, а не через транзисторы. Небольшая емкость C1 вместе с емкостью p-n-переходов транзистора образует емкостный делитель, который помогает подавить выбросы напряжения на нагрузке.

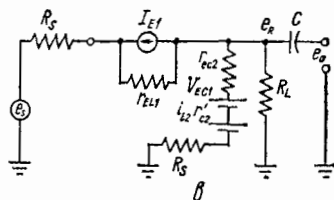


Рис. 7.7. Последовательно-параллельный модулятор на БТ:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема при включенном Q1 и выключенном Q2; в — эквивалентная схема при выключенном Q1 и включенном Q2 (Motorola)

Улучшения схемы рис. 7.6 влекут за собой и недостатки. Так, нулевое запирающее напряжение и емкостный делитель обуславливают рост времени переключения. Поэтому приходится находить компромисс между скоростью переключения, утечки и выбросами.

Другая схема последовательно-параллельного модулятора на двух транзисторах с ослабленным влиянием остаточных напряжений и токов приведена на рис. 7.7. В ней переключющий сигнал подается так, что при открытом последовательном тран-

модулятора на основе двух последовательно включенных транзисторов (рис. 7.5).

Как видно из эквивалентной схемы (рис. 7.5, б), насыщенные транзисторы вносят остаточные напряжения, которые имеют противоположную полярность и вычитаются. При использовании пары тщательно подобранных транзисторов результирующее остаточное напряжение близко к нулю, т. е. для нулевого входного сигнала ($e_s = 0$) выходной сигнал также равен нулю.

На эквивалентной схеме для закрытых транзисторов (рис. 7.5, в) показано, что остаточные токи также противоположны. Следовательно, через нагрузку будет протекать остаточный ток, равный разности токов I_{E1} и I_{E2} . Опять-таки, тщательный подбор транзисторов позволит получить нулевой остаточный ток и соответственно нулевую погрешность, обусловленную оста-

зисторе параллельный транзистор заперт и наоборот. Эти два состояния показаны на эквивалентных схемах на рис. 7.7, б и в.

Если компоненты подобраны тщательно, то напряжение на нагрузке R_L будет постоянным (в отсутствие напряжения сигнала). Поэтому через емкостную связь C выход напряжение не поступает. Но вследствие расстройки, связанной с температур-

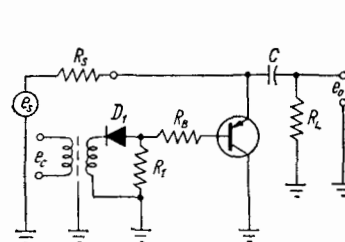


Рис. 7.8. Параллельный модулятор на БТ (Motorola)

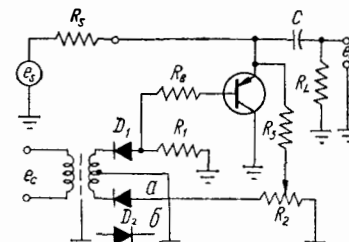


Рис. 7.9. Параллельный модулятор на БТ с компенсацией остаточного напряжения (Motorola)

ным дрейфом или старением компонентов, на выходе может появиться некоторое напряжение e_0 . Уменьшение дрейфового остаточного напряжения и выбросов напряжения может быть достигнуто уменьшением сопротивления R_L , но это не всегда практически реализуемо.

При рассмотрении схем модуляторов до сих пор предполагалось, что сопротивление источника сигнала мало и любое остаточное напряжение, обусловленное токами утечки через сопротивление источника сигнала, также мало. Но бывают случаи, когда сопротивление источника сигнала велико, а произведение тока утечки на сопротивление источника сигнала становится недопустимо большим. Влияние этого произведение на выходной сигнал можно исключить, если использовать параллельный модулятор с нулевым запирающим напряжением. Такая схема показана на рис. 7.8. В состоянии отсечки транзистор представляет собой просто большое сопротивление. Следовательно, ток утечки отсутствует. Но наличие остаточного напряжения на насыщенном транзисторе обуславливает погрешность выходного сигнала e_0 . Такая погрешность может быть устранена введением компенсирующего напряжения в последующих звеньях системы либо одним из методов, показанных на рис. 7.9.

На рис. 7.9, а диод D2 открыт, когда транзистор заперт. Для подачи небольшого напряжения, равного остаточному напряжению на насыщенном транзисторе, используется потенциометр R2. Поэтому среднее напряжение постоянного тока (без учета напряжения сигнала) остается неизменным.

На рис. 7.9, б диод D2 открыт одновременно с транзистором. В этом случае диод создает небольшой обратный ток через транзистор. Падение напряжения, обусловленное этим током, противоположно остаточному напряжению. Подстройкой потенциометра можно подобрать такой ток, чтобы точно скомпенсировать остаточное напряжение.

7.2.2. ДРЕЙФ В СХЕМАХ МОДУЛЯТОРОВ

Никогда нет гарантии, что точно скомпенсированный модулятор останется таким в течение долгого времени и при изменениях температуры. Но влияние дрейфа может быть также минимизировано. Если для дополнительной компенсации используются подобранные приборы, разумно предположить, что управление приборами достаточно сбалансировано, чтобы согласование приборов по мере их старения не нарушалось.

Температурный дрейф может быть минимизирован с помощью правильного расчета. Вообще, степень смещения является функцией температуры и управляющего тока. Изменяя параметры прибора в заданном рабочем диапазоне температур для нескольких уровней управляющего тока, можно определить управляющий ток для минимального температурного коэффициента остаточных напряжений.

Таким образом, рассчитывая управляющие токи модуляторов и находя их оптимальные уровни, получают минимальный температурный дрейф для используемых в схеме приборов.

7.3. УНИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ В СХЕМАХ МОДУЛЯТОРОВ И ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ

Униполярные транзисторы используются для построения переключательных схем с хорошими параметрами для реализации модуляторов, демодуляторов, систем аналоговой памяти, а также для смещения, умножения, стробирования сигналов и многих других технических применений.

Одним из достоинств униполярных транзисторов является отсутствие присущего биполярным транзисторам остаточного напряжения. Это обусловлено тем, что путь тока между истоком и стоком имеет в основном резистивный характер. И в полевых и в МОП-транзисторах обеднение или обогащение проводящего канала управляется наведенным полем.

Униполярные транзисторы любого типа имеют исключительно высокое отношение сопротивлений канала сток-исток закрытого и открытого транзистора. В открытом состоянии сопротивление канала имеет порядок нескольких омов, вследствие чего падение напряжения на нем (остаточное напряжение) весьма мало. Зато в закрытом состоянии это сопротивление канала может быть несколько тысяч мегом, обуславливая тем самым весьма малый остаточный ток.

Чрезвычайно высокое входное сопротивление по постоянному току со стороны затвора униполярного транзистора также является его достоинством, так как для управления транзистором требуется весьма малая входная мощность. В полевых транзисторах управляющий сигнал поступает через запирающий *p-n*-переход, а в МОП-транзисторах затвор изолирован от канала слоем изолятора (оксида или нитрида). Следовательно, входное сопротивление имеет порядок сопротивления изолятора.

Основным ограничением применения униполярных транзисторов в качестве переключателей являются емкости затвор-сток и затвор-исток. Эти емкости проводят часть управляющего сигнала на затворе, нарушают изоляцию затвора для высокочастотного сигнала и налагают также ограничения на временные характеристики транзистора.

7.3.1 ХАРАКТЕРИСТИКИ УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ ДЛЯ АНАЛОГОВЫХ КЛЮЧЕЙ И МОДУЛЯТОРОВ

На рис. 7.10 показана в увеличенном масштабе омическая область выходных характеристик полевого транзистора. В омической области, когда транзистор полностью открыт, между током стока I_D и напряжением сток-исток V_{DS} существует линейная зависимость. Величину сопротивления открытого транзистора можно регулировать, изменяя напряжение затвор-исток V_{GS} . Именно благодаря омической области полевые транзисторы находят широкое применение и в модуляторах и в аналоговых ключах.

Как видно из рис. 7.10, ток стока в омической области должен изменяться в узких пределах. Другими словами, необходима относительно большая величина сопротивления нагрузки R_L .

Зависимость тока утечки $I_{D(выкл)}$ от температуры для транзистора 3N126 (полевой

транзистор с каналом *n*-типа) показана на рис. 7.11. Очень малая величина тока утечки является важным достоинством транзистора в схемах модуляторов, поскольку протекающий через выходную цепь ток утечки образует погрешность выходного напряжения.

Зависимость тока $I_{D(выкл)}$ от температуры для МОП-транзисторов типа 2N4352 с каналом *p*-типа показана на рис. 7.12. Ниже температуры 100° С ток утечки настолько мал, что результат измерения его больше зависит от используемой аппаратуры и методики измерения, чем от величины самого тока. Однако, кривая на рис. 7.12 может быть экстраполирована до комнатной температуры (показана штриховой линией) и для нее найдено приближенное значение $I_{D(выкл)} \approx 0,003 \text{ пА} = 3 \cdot 10^{-15} \text{ А}$.

При комнатной температуре токи утечки по вероятности прибора и монтажа I_{DSS} считаются значительно большими, чем ток стока I_D , и принимают его равным приблизительно 0,5 пА. Столь малый ток означает, что погрешность напряжения, обусловленная током утечки запираемого транзистора, будет пренебрежимо малой для большинства модуляторов и аналоговых переключателей. Для других типов МОП транзисторов ток $I_{D(выкл)}$ можно считать таким же, как I_{DSS} .

Сопротивление сток-исток r_{DS} открытого полевого транзистора является важным параметром как для модуляторов, так и для аналоговых переключателей. На рис. 7.13 показана зависимость сопротивления r_{DS} от напряжения V_{GS} при трех значениях температуры для транзистора 2N4352.

С точки зрения статических режимов представляют интерес только два состояния униполярного транзистора, когда он полностью открыт или полностью закрыт. Для достижения минимального сопротивления r_{DS} транзистора 2N4352 с каналом *p*-типа

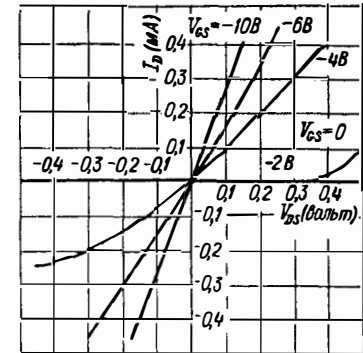


Рис 7.10. Выходные характеристики транзистора 2N4352 при малых уровнях напряжений (омическая область) (Motorola)

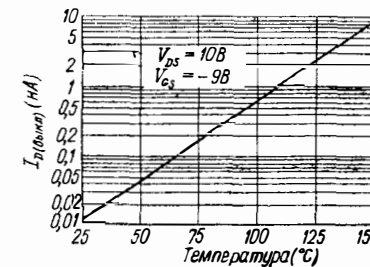


Рис. 7.11. Зависимость $I_{D(выкл)}$ от температуры для транзистора 3N126 (Motorola)

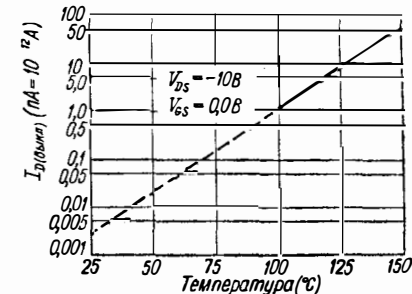


Рис. 7.12. Зависимость $I_{D(выкл)}$ от температуры для транзистора 2N4352 (Motorola)

на его базу необходимо подать отрицательный потенциал 10...20 В. Как следует из рис. 7.13, при напряжении затвор-исток $V_{GS} = -10 \text{ В}$ и температуре 25° С сопротивление r_{DS} канала равно 300 Ом. Сравните это с рис. 7.14, на котором приведены аналогичные характеристики для МОП-транзистора ММ2102 с каналом *n*-типа. Из них видно, что при $V_{GS} = 10 \text{ В}$ и температуре 25° С сопротивление r_{DS} равно 100 Ом.

Одна из причин уменьшения сопротивления r_{DS} заключается в том, что в канале p типа основными носителями являются дырки, тогда как в транзисторах с каналом n типа основными носителями являются электроны. Подвижность электронов больше подвижности дырок и частично поэтому происходит уменьшение сопротивления r_{DS} . Поскольку открытый транзистор должен иметь возможно меньшее сопротивление, для моду-

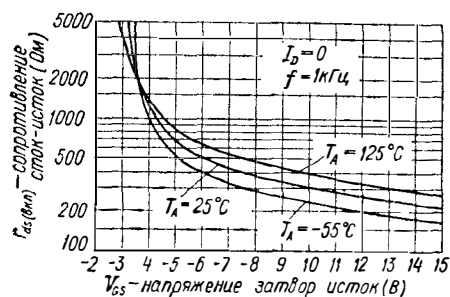


Рис 7.13 Сопротивление сток-исток открытого транзистора 2N4352 (Motorola)

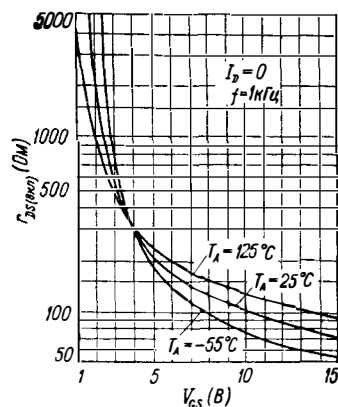


Рис 7.14 Сопротивление сток-исток открытого транзистора MM2102 (Motorola)

ляторов и аналоговых переключателей более предпочтительными оказываются МОП-транзисторы с каналом n типа.

Температурные изменения параметров униполярного транзистора оказывают влияние на работу схемы модулятора разве что эти изменения лежат в пределах допусков для данной схемы. Весьма важно определить приблизительно границы изменения каждого параметра в заданном диапазоне температур. На рис 7.15 приведены графики зависимости сопротивления r_{DS} и токов I_{GSS} , $I_{D(выкл)}$ от температуры для типичных МОП транзисторов.

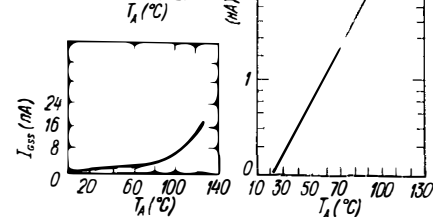


Рис 7.15 Зависимость r_{DS} , I_{GSS} и $I_{D(выкл)}$ от температуры для типичного МОП транзистора (Motorola)

но обратно пропорциональны корню квадратному из величины напряжения V_{GS} или V_{GD} . Рис 7.17 весьма полезен для целей проектирования при определении величины емкости для заданной рабочей точки.

Емкость C_{rss} существует между затвором и стоком, и именно через нее управля-

щий сигнал может передаваться на нагрузку. Емкость C_{iss} представляет собой параллельное соединение емкости затвор-сток C_{GD} и затвор-исток C_{GS} .

Емкости C_{GD} и C_{GS} , включенные последовательно, образуют эквивалентную емкость, параллельно которой включено сопротивление r_{DS} . В случае использования униполярного транзистора в качестве аналоговых переключателей эта емкость на

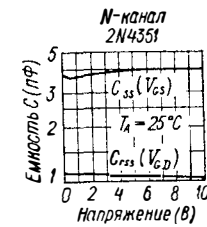
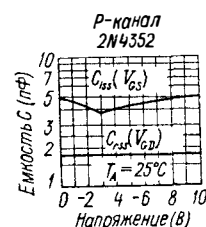


Рис 7.16 Зависимость емкостей C_{iss} и C_{rss} от напряжения (Motorola)

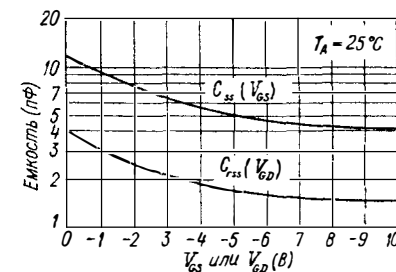


Рис 7.17 Зависимость емкости 3N126 от напряжения (Motorola)

высоких частотах закорачивает сопротивление r_{DS} . Это определяет верхнюю граничную частоту, до которой униполярный транзистор может быть использован в качестве аналогового переключателя.

Заметим, например, что емкость C_{iss} больше чем 1 пФ при любых напряжениях V_{GS} . На частоте 100 МГц реактивное сопротивление конденсатора, имеющего емкость 1 пФ, приблизительно равно 1,6 кОм. И если сопротивление r_{DS} больше чем 1,6 кОм, то сигнал с частотой 100 МГц пройдет в основном через емкость, минуя r_{DS} . Если емкость возрастает до 10 пФ, то реактивное сопротивление падает до 160 Ом и большинство униполярных транзисторов в выключенном состоянии окажутся закороченными.

7.3.2 ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ НА УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Как полевые, так и МОП транзисторы могут быть использованы в трех классических типах модуляторов: последовательном, параллельном и последовательно параллельном.

Наиболее широкое применение находят *последовательные модуляторы*. Основная схема, ее эквивалентная схема и соотношения для последовательного модулятора приведены на рис 7.18. Для того, чтобы в открытом состоянии транзистор находился

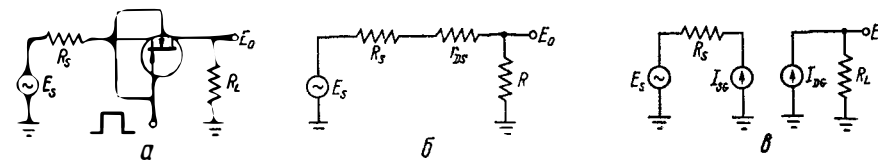


Рис 7.18 Последовательный модулятор на УТ:

a — принципиальная схема $R_L \rightarrow \infty$, $R_S \rightarrow 0$, b — эквивалентная схема во включенном состоянии $E_0 = E_S (R_S + r_{ds}) / (R_S + r_{ds} + R_L)$, $в$ — эквивалентная схема в выключенном состоянии $E_0 = I_{DS} R_L$ (Motorola)

в омической области, величина тока в стоковой цепи должна быть ограничена малыми значениями. Вообще, для ограничения тока в стоковой цепи используют высокоомную нагрузку R_L . В случае последовательного модулятора большая величина сопротивления нагрузки также минимизирует погрешность выходного напряжения, обусловленную сопротивлением r_{DS} открытого транзистора

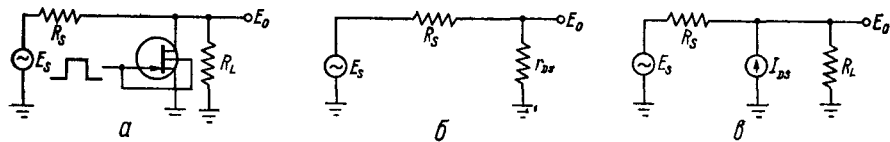


Рис. 7.19 Параллельный модулятор на УТ.

a — принципиальная схема $R_L \rightarrow \infty$, $R_S \rightarrow 0$, b — эквивалентная схема во включенном состоянии $E_o = E_s r_{DS} / (r_{DS} + R_s)$ для $R_L \gg r_{DS}$ b' — эквивалентная схема в выключенном состоянии $E_o = (I_{DS} R_s + E_s) R_L / (R_L + R_s)$ (Motorola)

Ток утечки униполярных транзисторов (особенно МОП-транзисторов) весьма мал, поэтому и погрешность выходного напряжения при запертом транзисторе мала. Типичная погрешность выходного напряжения для модулятора на МОП-транзисторе с сопротивлением нагрузки $R_L = 100$ кОм меньше одного микровольта при комнатной температуре

В параллельном модуляторе, показанном на рис. 7.19, выход периодически закорачивается на землю. Из эквивалентной схемы для открытого транзистора (рис. 7.19, b) видно, что параллельная схема предпочтительна в случае, когда источник сигнала имеет большое внутреннее сопротивление R_S

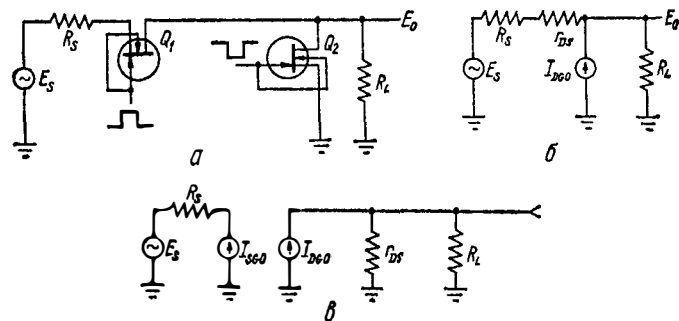


Рис. 7.20 Последовательно-параллельный модулятор на УТ:

a — принципиальная схема, b — эквивалентная схема во включенном состоянии $E_o = R_L [E_s + I_{DS0} (R_s + r_{DS})] / (R_L + R_s + r_{DS})$, b' — эквивалентная схема в выключенном состоянии $E_o = I_{DS0} r_{DS} R_L / (R_L + r_{DS})$ (Motorola)

Последовательно-параллельный модулятор, показанный на рис. 7.20, работает следующим образом: когда транзистор Q_1 открыт, транзистор Q_2 заперт и наоборот. Эквивалентные схемы модулятора для двух состояний также показаны на рис. 7.20. Когда транзистор Q_1 открыт, а Q_2 заперт, выходное напряжение такое же, как на выходе последовательного модулятора, но с небольшой погрешностью, обусловленной током утечки транзистора Q_2 .

Когда транзистор Q_1 заперт, а Q_2 открыт, погрешность выходного напряжения, обусловленная током утечки транзистора Q_1 , уменьшается благодаря шунтированию нагрузки R_L сопротивлением r_{DS} . Это видно из выражения для напряжения погрешности в рассматриваемом случае.

Однако, ток утечки МОП-транзисторов очень мал, поэтому применение последовательно-параллельной схемы не может быть оправдано стремлением минимизировать погрешности из-за токов утечки. Эта схема имеет определенные достоинства, которые проявляются при высокочастотной модуляции.

В простом последовательном модуляторе, когда транзистор заперт, емкость C_{rss} должна быть разряжена через нагрузочный резистор R_L . Относительно большая постоянная времени цепи разряда ограничивает частоту модуляции сверху. В последовательно-параллельном модуляторе, как только последовательный транзистор закрывается, параллельный транзистор открывается, шунтируя своим малым сопротивлением нагрузку R_L . Вследствие этого постоянная времени разряда конденсатора существенно уменьшается и соответственно может быть значительно увеличена частота модуляции

7.33 ВЛИЯНИЕ НАГРУЗКИ МОДУЛЯТОРОВ НА МОП ТРАНЗИСТОРАХ

На работу всех схем модуляторов на МОП-транзисторах существенно влияют величины сопротивлений источника сигнала R_S и нагрузки R_L . На рис. 7.21 приведены зависимости выходных напряжений трех основных схем модуляторов от сочетания сопротивлений источника сигнала и нагрузки

Сопротивление источника сигнала R_S , Ом	Сопротивление на грузки R_L , Ом	Приближенное значение выходного напряжения, мкВ					
		Параллельный модулятор		Последовательный модулятор		Последовательно-параллельный модулятор	
		Вкл	Выкл	Вкл	Выкл	Екл	Выкл
10^1	10^3	0,1	$5 \cdot 10^2$	$5 \cdot 10^2$	1	$5 \cdot 10^2$	10^{-4}
10^2	10^3	1	$9 \cdot 10^2$	$9 \cdot 10^2$	1	$9 \cdot 10^2$	10^{-4}
10^2	10^1	$5 \cdot 10^2$	10^3	10^3	1	10^3	10^{-4}
0	10^3	10^3	10^3	10^3	1	10^3	10^{-4}
10^1	10^5	0,1	90	90	0,1	90	10^{-4}
10^3	10^2	$5 \cdot 10^{-2}$	0,1	0,1	10^{-3}	0,1	$5 \cdot 10^{-5}$
10^5	10^5	1	$5 \cdot 10^2$	$5 \cdot 10^2$	0,1	$5 \cdot 10^2$	10^{-4}
10^2	10^2	333	$5 \cdot 10^2$	333	10^{-5}	333	$5 \cdot 10^{-5}$

Рис. 7.21. Статическое выходное напряжение модулятора для различных сопротивлений источника сигнала и нагрузки (RCA)

Предполагается, что входное напряжение E_S равно 1 мВ, а сопротивление канала r_{DS} открытого и закрытого МОП-транзистора равно соответственно 100 Ом и 1000 МОм. Сопротивлением утечки через затвор (обычно 10^{12} Ом и более) пренебрегаем. Из приведенных на рис. 7.21 данных можно сделать следующие выводы.

1. Если сопротивление источника сигнала R_S меньше, чем сопротивление открытого транзистора $r_{DS(вкл)}$, то целесообразно использовать только последовательные и последовательно-параллельные модуляторы.

2. Как правило, сопротивление R_L должно быть большим. В любом случае оно должно быть значительно больше, чем $r_{DS(вкл)}$.

3. Сопротивление R_L всегда должно быть больше, чем R_S .

4. Параметры последовательно-параллельной схемы такие же или лучше параметров последовательного или параллельного модулятора при любом сочетании сопротивлений R_S и R_L .

7.34 ВЛИЯНИЕ МЕЖЭЛЕКТРОДНЫХ ЕМКОСТЕЙ МОП-ТРАНЗИСТОРОВ НА РАБОТУ МОДУЛЯТОРОВ

Наибольшее влияние межэлектродные емкости МОП-транзисторов оказывают на работу модуляторов на высоких частотах, а на низких частотах их влияние пренебрежимо мало. Влияние емкостей на высоких частотах иллюстрируется с помощью рис. 7.22, на котором показана эквивалентная схема параллельного модулятора на МОП-транзисторе для переменного тока.

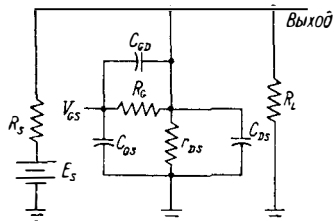


Рис. 7.22 Эквивалентная схема модулятора на МОП-транзисторе (RCA)

Входная емкость C_{GS} увеличивает время нарастания управляющего сигнала на затворе, вследствие чего возрастает и время переключения модулятора. Однако, это далеко не всегда является серьезным ограничением, поскольку время переключения МОП-транзистора, в первую очередь, зависит от постоянной времени входной и выходной цепей. Время переключения меньше 10 нс может быть достигнуто при условии, что МОП-транзистор управляется от низкочастотного источника сигнала, а сопротивление нагрузки не превышает 2 кОм.

Выходная емкость C_{DS} также способствует уменьшению максимальной частоты модуляции. Когда емкостное сопротивление становится значительно меньше сопротивления нагрузки R_L , модулятор становится неэффективным, так как сопротивление $X_{C_{DS}}$ по существу включено параллельно сопротивлениям R_L и $r_{DS(вкл)}$.

Прходная емкость C_{GD} является наиболее важной из трех межэлектродных емкостей, так как через нее часть управляющего сигнала передается на нагрузку, обуславливая выбросы напряжения на R_L при каждом изменении уровня сигнала на затворе. Емкость C_{GD} и сопротивление R_L образуют дифференцирующую цепочку, которая передает фронты управляющего сигнала с затвора на выход. При этом выходная емкость C_{DS} оказывается полезной в той мере, в какой она способствует уменьшению амплитуды прошедших на выход скачков напряжения.

Влияние выбросов напряжения можно уменьшить несколькими способами, основными из которых являются:

1. Использование ограничивающих цепей на выходе, фиксирующих модулируемый сигнал по амплитуде.
2. Использование низкой частоты модуляции.
3. Использование МОП-транзисторов с малой проходной емкостью (обычно доли пикофарад).
4. Использование управляющего затвором сигнала с большим временем нарастания и спада (неидеальный прямоугольный импульс).
5. Использование возможно меньших значений сопротивлений источника сигнала

и нагрузки. Разумеется, это обуславливает рост погрешности выходного напряжения, как это показано в разд. 7.3.3.

6. Использование экрана между выводами затвора и стока.

7. Использование последовательно-параллельных модуляторов.

7.35 ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ НА УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ С P-N-ПЕРЕХОДОМ

На рис. 7.23 показана схема простого, но вполне законченного последовательного модулятора на полевом транзисторе. Максимальная частота модуляции около 200 кГц. Она ограничена в основном большой постоянной времени разряда емкостей C_{rSS} , C_{GS} через сопротивление 10 кОм.

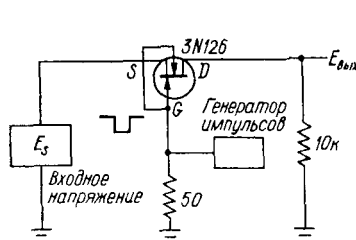


Рис. 7.23 Практическая схема последовательного модулятора на УТ с n-каналом:

$f_{max} \approx 200$ кГц $E_s max = (-0,4 \dots +2)$ В (Motorola)

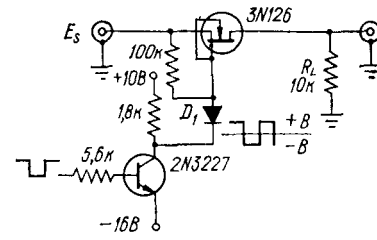


Рис. 7.24 Практическая схема модулятора на УТ для больших входных напряжений:

$f_{max} \approx 200$ кГц, $E_s max = \pm 10$ В (Motorola)

янную времени можно уменьшить, а частоту модуляции — увеличить, если уменьшить сопротивление 10 кОм. Но при этом растет падение напряжения на делителе напряжения из сопротивления сток-исток и сопротивления нагрузки.

Максимально допустимые входные напряжения равны +2 В и -0,4 В. Эти ограничения связаны с условиями запирающего и отпирающего транзистора. Приведенный на схеме транзистор 3N126 с каналом n-типа отпирается напряжением 0 В между затвором и стоком, а запирается напряжением V_{GS} , большим 4 В. Для отпирающего транзистора достаточно заземлить затвор. Если напряжение источника сигнала E_s начинает расти в положительном направлении, потенциал затвора по отношению к истоку становится отрицательным. Отрицательное напряжение затвор-исток обуславливает рост сопротивления r_{DS} и транзистор начинает запирается.

Если входное напряжение становится отрицательнее, чем -0,4 В, p-n-переход затвора смещается в прямом направлении, и транзистор начинает отпирается. Поэтому напряжение -0,4 В является граничным.

Помимо положительного и отрицательного граничных напряжений существует ограничение на минимальное по абсолютной величине входное напряжение, что связано с выбросами напряжения на выходе модулятора. Как уже отмечалось, прохождение помех обусловлено емкостями C_{rSS} и C_{ISS} . Для входных сигналов меньше 10 мВ помехи становятся существенной частью выходного сигнала (особенно на высоких частотах).

Имеется несколько схемотехнических методов уменьшения выбросов напряжения. Во-первых, управляющий сигнал (от генератора импульсов) на затворе может быть не прямоугольной формы. Это значит, что производная dV/dt от входного импульса должна поддерживаться по возможности минимальной. Скачки входного напряжения должны быть устранены. (Может быть использовано синусоидальное напряжение).

Далее, для фильтрации выбросов параллельно выходу можно подключить конденсатор. И наконец, если приемлем выходной сигнал фиксированной амплитуды, параллельно выходу модулятора может быть подключена схема ограничения уровня.

Модифицированный последовательный модулятор для больших входных напряжений. Когда униполярный транзистор заперт, большое отрицательное входное напряжение может его открыть вновь. Схему на рис. 7.23 можно модифицировать так, чтобы расширить граничные значения входного напряжения. Например, для того чтобы исключить ограничение на максимум входного напряжения, когда транзистор открыт, может быть использована схема, аналогичная приведенной на рис. 7.24.

Пока униполярный транзистор в схеме на рис. 7.24 открыт, управляющий биполярный транзистор заперт и на диод D_1 подается запирающий потенциал $+10$ В. Когда на вход модулятора (исток) поступает положительное напряжение, через резистор 100 кОм оно поступает на затвор, благодаря чему потенциал затвора повторяет потенциал истока до тех пор, пока диод D_1 не откроется. Если диод D_1 начнет проводить ток, на затворе по отношению к истоку появится отрицательный потенциал и униполярный транзистор будет запирается. Для отрицательных входных напряжений потенциал затвора будет повторять потенциал истока до тех пор, пока диод D_1 не пробьется. Тем самым снимаются ограничения предыдущих схем.

В схеме на рис. 7.24 улучшены также параметры для запертого состояния униполярного транзистора. В этом случае управляющий транзистор открыт, на его коллекторе и на затворе униполярного транзистора потенциал -15 В. Униполярный транзистор будет оставаться запертым при нарастании отрицательного входного напряжения на истоке вплоть до -10 В.

Максимум входного напряжения ± 10 В является функцией напряжения смещения. Реальным ограничением для входного напряжения в этой схеме является предельно допустимое напряжение сток исток. Типичное напряжение пробоя полевых транзисторов с $p-n$ -переходом равно 50 В (и около 30 В для МОП-транзисторов). При различных значениях напряжения смещения входное напряжение может возрастать приблизительно до $+22$ В (когда на входе может быть и положительное и отрицательное напряжение) или до $+44$ В (когда на входе может быть только положительное напряжение). Чтобы поддерживать униполярный транзистор запертым, необходимо напряжение горядка -6 В.

7.36 ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ МОДУЛЯТОРОВ НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

На рис. 7.25 приведена практическая схема модулятора на МОП-транзисторах. Заметим, что она подобна схеме модулятора на униполярном транзисторе с $p-n$ -переходом на рис. 7.23. Принцип работы обеих схем аналогичен. Но, поскольку у МОП-транзистора нет на входе $p-n$ -перехода, параметры схем имеют некоторое отличие.

Максимальная частота модуляции для МОП-транзисторного варианта (рис. 7.25) составляет около 300 кГц в зависимости от величины емкостей транзистора. Это ограничение обусловлено главным образом большой постоянной времени разряда емкости

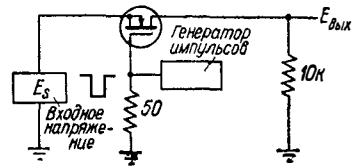


Рис. 7.25. Практическая схема последовательного модулятора на МОП-транзисторе с n -каналом:

$$f_{max} \approx 300 \text{ кГц}, E_s \text{ max} = -0,4 \dots +3 \text{ В}$$

C_{rss} через резистор с сопротивлением 10 кОм. Постоянную времени можно уменьшить, а максимальную частоту модуляции соответственно увеличить, если уменьшить сопротивление 10 кОм. Однако, это вызывает увеличение погрешности выходного напряжения.

Максимально допустимое входное напряжение определяется граничным значением напряжения между затвором и истоком МОП-транзистора. Кроме того, существует ограничение снизу на входное напряжение, обусловленное, как уже отмечалось ранее, прохождением выбросов напряжения в выходную цепь через емкости C_{rss} и C_{iss} . При входном сигнале менее 10 мВ помехи становятся сопоставимыми с полезным сигналом (особенно на высоких частотах).

Как и для модуляторов на униполярном транзисторе с $p-n$ -переходом, величину помех можно уменьшить несколькими способами: сглаживанием фронтов управляю-

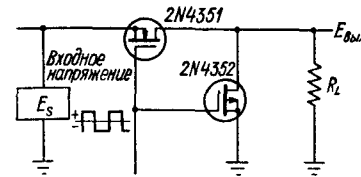


Рис. 7.26. Высокочастотный последовательно-параллельный модулятор на МОП-транзисторах дополняющей проводимости:

$$f_{max} \approx 5 \text{ МГц}, E_s \text{ max} = -4 \dots +0,5 \text{ В (Motorola)}$$

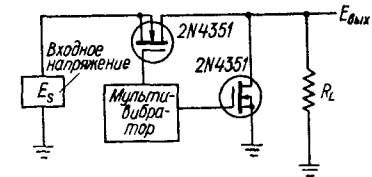


Рис. 7.27. Последовательно-параллельный модулятор для малых входных напряжений:

$$f_{max} \approx 5 \text{ МГц}, E_s \text{ min} = \pm 10 \text{ мкВ (Motorola)}$$

щих импульсов, включением конденсаторов параллельно выходу модулятора и (в случае, если постоянно амплитуды выходного сигнала приемлемо) использованием ограничителей амплитуды сигнала на выходе модулятора.

Практическая схема последовательно-параллельного высокочастотного модулятора на МОП-транзисторе. На рис. 7.26 приведена схема такого модулятора на МОП-транзисторах *дополняющей проводимости* с изолированным каналом. При указанных значениях компонентов схема нормально работает до частот порядка 5 МГц. Транзистор с каналом n -типа используется в качестве последовательного, а с каналом p -типа — в качестве параллельного элемента. Благодаря этому оба прибора управляются одной схемой.

Когда последовательный МОП-транзистор заперт, сопротивление r_{DS} параллельного МОП-транзистора равно приблизительно 200 Ом. Будучи подключенным параллельно нагрузке, оно снижает общее сопротивление выходной цепи до 200 Ом (сопротивления 200 Ом и 10 кОм оказываются включенными параллельно). Следовательно, постоянная времени выходной цепи снижается до уровня 2% начального значения.

Схема рис. 7.26 может быть преобразована для больших уровней входного напряжения так же, как в разд. 7.3.5 (для схемы на рис. 7.24).

Практическая схема последовательно-параллельного модулятора на МОП-транзисторах для малых входных напряжений приведена на рис. 7.27. В схеме используются два n -канальных МОП-транзистора, согласованных по величине емкости C_{rss} . Управляющие сигналы для обоих затворов формируются сильноточным автоколебательным мультивибратором (см. разд. 3.3.2).

Сильноточный мультивибратор обладает хорошей стабильностью частоты. Кроме того, противофазные выходные сигналы не сдвинуты по времени один относительно другого, т. е., если сигнал с первого выхода запирает транзистор модулятора, то сигнал со второго выхода синхронно отпирает другой транзистор.

Благодаря согласованию транзисторов по величине емкости C_{rss} выбросы напряжения на выходном сигнале исключены почти полностью. Полностью выбросы напряжения устранить трудно вследствие того, что время отпираия и запираия МОП-транзистора различно.

Схемы модуляторов на МОП-транзисторе с двойным затвором приведены на рис. 7.28 и 7.29.

В схеме параллельного модулятора (рис. 7.28) МОП-транзистор нормально открыт, поэтому напряжение e_0 мало. Отрицательный импульс на затворе МОП-транзистора запирает его и на выходных зажимах появляется половина входного напряжения e_g . Схема на рис. 7.28, а содержит дополнительный управляющий потенциал V_{G2} .

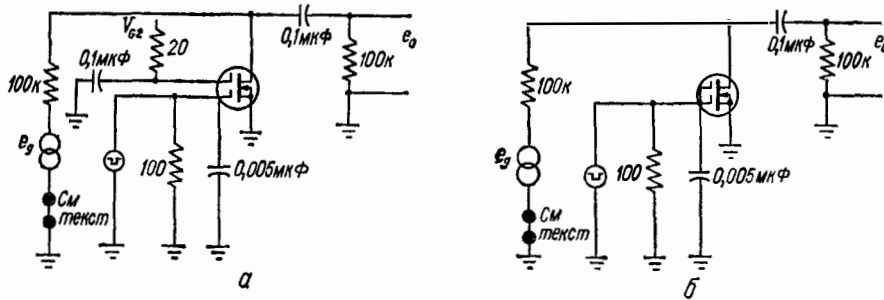


Рис. 7.28. Двухзатворный параллельный модулятор (RCA)

С помощью постоянного потенциала, прикладываемого ко второму затвору, можно устанавливать требуемую величину сопротивления канала r_{DS} . Кроме того, второй затвор может функционировать так же, как первый, и может быть использован для уменьшения напряжения e_0 до малой величины. Для этого необходимо положительный импульс подавать на затвор 2 одновременно с положительным импульсом на затвор 1.

Схема, показанная на рис. 7.29, работает по принципу, противоположному принципу работы схем на рис. 7.28, т. е. напряжение e_0 появляется на выходе в отсут-

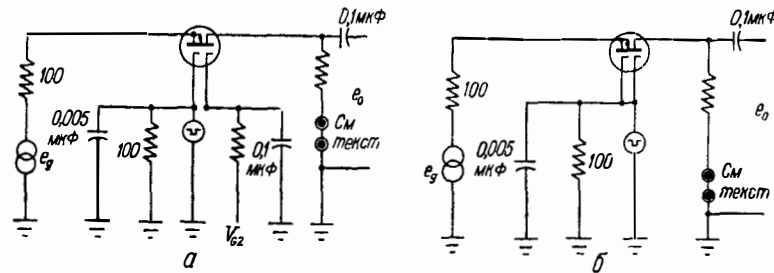


Рис. 7.29. Последовательный модулятор на двухзатворном транзисторе (RCA)

ствии сигнала на затворе, а отрицательный сигнал уменьшает уровень напряжения e_0 . Двухзатворная схема может быть преобразована в логическую схему типа ИЛИ. Это означает, что отрицательный сигнал V_{G2} достаточной амплитуды, приложенный к затвору 2, также будет уменьшать уровень выходного сигнала e_0 .

На схемах рис. 7.28 и 7.29 показаны переключки между двумя зажимами в цепи между стоком и землей. Предполагается, что максимальное напряжение источника сигнала для данных схем не превышает уровня 0,2 В. Если же сигнал превысит данное значение, то становится возможным отпирание паразитного «диода» между стоком и подложкой и увеличение нагрузки на источник сигнала. Этому можно избежать, подключив вместо переключки подходящий источник постоянного напряжения так, чтобы положительный потенциал был приложен к стоку транзистора. Величина этого напряжения должна быть равна или больше пикового значения сигнала от источника e_g .

7.3.7. СХЕМЫ АНАЛОГОВЫХ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЕЙ НА УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Основные соображения, приведенные для модуляторов на униполярных транзисторах, относятся и к аналоговым переключателям на этих же приборах. По определению, аналоговый переключатель — это устройство, реализующее передачу аналогового сигнала без искажений или полное его отключение.

Типичные униполярные транзисторы с $p-n$ -переходом и каналом n -типа обеспечивают передачу сигналов с частотой до 20 МГц без заметных искажений и ослабления

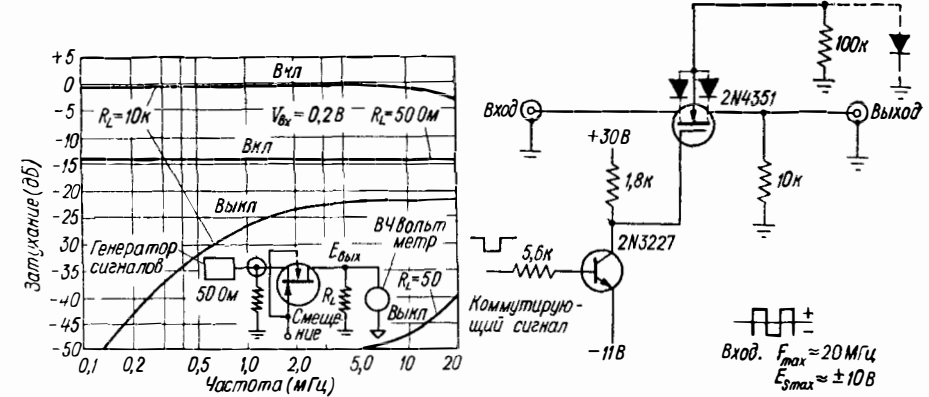


Рис 7.30 Частотная характеристика 3N126 (Motorola)

Рис 7.31 Аналоговый ключ на МОП-транзисторе для больших входных напряжений (Motorola)

Частотные характеристики униполярного транзистора 3N126, используемого в качестве аналогового переключателя, приведены на рис. 7.30 При съеме этих кривых униполярный транзистор использовался как ключ между генератором синусоидально го входного напряжения 0,2 В и выходным высокочастотным вольтметром. Выходное напряжение было измерено при изменении частоты для двух значений нагрузочного резистора R_L как для запертого, так и для открытого транзистора

Для сопротивления нагрузки $R_L = 10$ кОм и открытого транзистора на кривой выходного напряжения виден спад на 2,5 дБ на частоте 20 МГц. При этой же нагрузке и частоте запертый транзистор обеспечивает ослабление 22 дБ, а уровни напряжения при открытом и закрытом транзисторе отличаются приблизительно на 20 дБ.

В случае 50-омной нагрузки значительные потери, как следует из опыта, обусловлены сопротивлением r_{DS} (около 500 Ом) транзистора. Ослабление выходного напряжения при открытом транзисторе составляет 14 дБ до частоты 20 МГц, а при закрытом транзисторе — 40 дБ, т. е. различие ослаблений для двух состояний ключа составляет 26 дБ.

Схема модулятора, показанная на рис. 7.24, может быть использована и в качестве аналогового переключателя. Такой переключатель способен передавать входной сигнал величиной ± 10 В с частотой 20 МГц без значительных искажений и ослабления.

Другой аналоговый переключатель на основе МОП-транзистора показан на рис. 7.31. Эта схема также может быть использована в качестве модулятора. Проблема управления большими положительными и отрицательными входными напряжениями здесь решается способом, несколько отличающимся от схемы рис. 7.24 на основе полевого транзистора с $p-n$ -переходом. МОП-транзистор в схеме на рис. 7.31 не имеет

p-n-перехода, о котором ниужно беспокоиться, так как затвор изолирован от остальной части транзистора. Однако, имеются *p-n*-переходы подложка-исток и подложка-сток, причем нельзя допустить, чтобы эти переходы смещались в прямом направлении. Для этого можно отключить вывод подложки и оставить его свободным. Но поскольку подложка электрически связана с корпусом (металлическим кожухом), эффективность этого способа невелика.

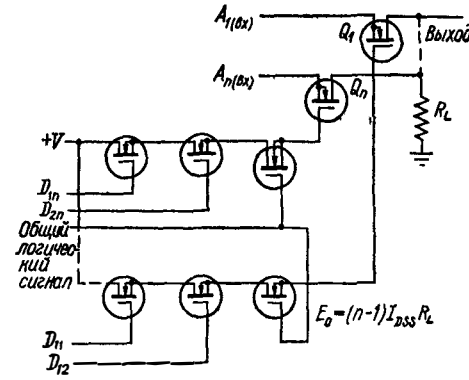


Рис. 7.32. Схема коммутатора на МОП-транзисторах с *n*-каналом (Motorola)

ный потенциал. Для этого необходимо, чтобы на трех входах (затворах) схемы И был положительный потенциал.

Допустим, что должно быть выбрано напряжение A_n . Пусть общий логический сигнал является импульсом синхронизации, сигнал D_{1n} представляет команду из системы управления о выборе шины A_n , а D_{2n} — сигнал готовности от выбираемого прибора. Если все эти признаки истинны в одно и то же время, переключатель Q_n отпирается и сигнал A_n поступает на нагрузку. Схема на рис. 7.32 может быть модифицирована применительно к большим уровням входного напряжения.

В схемах коммутаторов данного типа, когда в любой момент времени открыт только один канал, вносимая погрешность обусловлена токами утечки других транзисторных переключателей. Предполагая, что ток утечки одинаков для всех переключателей, приближенно погрешность выходного сигнала можно оценить величиной $(n-1) I_{DSS} R_L$.

7.4. ТРАНЗИСТОРНЫЕ ИНВЕРТОРЫ И ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Транзисторные инверторы и преобразователи широко используются в полупроводниковых источниках питания. Транзисторный инвертор представляет собой полупроводниковую цепь, используемую для преобразования постоянного напряжения (обычно от батарей) в переменное. Если переменное выходное напряжение вновь преобразуется в постоянное (обычно в более высокое), то такая цепь называется преобразователем.

Существует большое количество практических схем инверторов и преобразователей. Наиболее распространены схемы на двух транзисторах с одним или двумя трансформаторами. Кроме того, известны инверторы мостового типа, в которых используются несколько транзисторов (обычно четыре) и трансформаторов (или один трансформатор с несколькими обмотками). Далее, имеются схемы инверторов-преобразователей специального назначения, транзисторы которых связаны резистивными

компонентами с насыщающимися катушками индуктивности, с задающими мультивибраторами, а также одиночные транзисторы с одним трансформатором.

Все эти схемы рассматриваются в данном разделе. Главное внимание мы сосредоточим на основах проектирования наиболее распространенных схем. Практические рекомендации по выбору или расчету транзисторов даны в конце раздела.

7.4.1. ОСНОВЫ ТЕОРИИ ТРАНЗИСТОРНЫХ ИНВЕРТОРОВ

Принцип работы типичного транзисторного инвертора хорошо понятен из рис. 7.33. Показанная на нем схема представляет собой однотрансформаторный инвертор на двух транзисторах, включенных по схеме с общим эмиттером. Кривые *B-H* транзистора иллюстрируют зависимость магнитной индукции *B* от намагничивающей силы *H*. По горизонтальной оси откладывается намагничивающая сила *H* (или ток, протекающий через обмотку), а по вертикальной оси — магнитная индукция *B*. Заметим, что с ростом намагничивающей силы (тока)

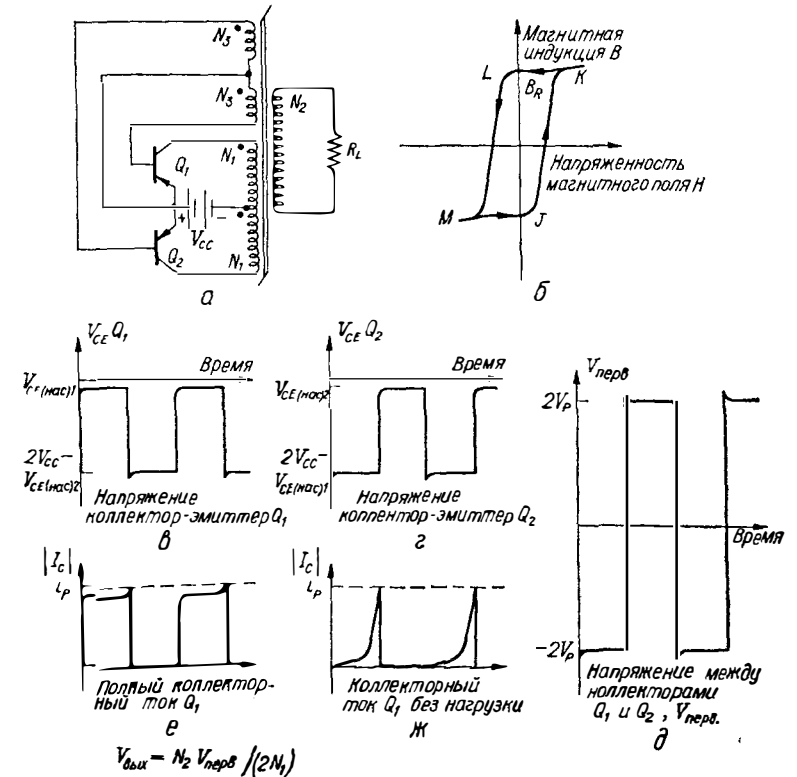


Рис. 7.33. Простейший инвертор на одном трансформаторе: а — принципиальная схема; б — характеристика намагничивания сердечника; в — напряжение коллектор-эмиттер Q_1 ; г — напряжение коллектор-эмиттер Q_2 ; д — напряжение между коллекторами Q_1 и Q_2 ; е — коллекторный ток Q_1 под нагрузкой (R_L мал); ж — коллекторный ток Q_1 без нагрузки (Motorola)

возрастает и магнитная индукция вплоть до точек насыщения (*L-K* и *M-J*). Дальнейший рост тока не приводит к росту магнитной индукции. Типичные формы сигналов для данной схемы также приведены на рис 7 33 Не следует путать напряжение на насыщенном транзисторе $V_{CE(нас)}$ с насыщенным трансформатора.

Пусть транзистор Q_1 заперт, Q_2 открыт и трансформатор насыщен до точки *J* кривой *B-H*

Когда транзистор Q_1 начинает проводить, напряжение, выделяющееся на первичной обмотке N_1 , индуцирует напряжение на обмотках обратной связи N_3 , ускоряя тем самым переход транзистора Q_1 в состояние насыщения, а транзистора Q_2 — в состояние отсечки По окончании этого перехода постоянное напряжение V_P оказывается приложенным к обмотке N_1 транзистора Q_1 Напряжение V_P меньше, чем напряжение питания V_{CC} на величину напряжения насыщения $V_{CE(нас)}$, т.е. $V_P = V_{CC} - V_{CE(нас)}$ После опрокидывания схемы магнитная индукция нарастает приблизительно с постоянной скоростью от точки *J* до точки *K* на кривой *B-H*

Пока сердечник трансформатора остается ненасыщенным, намагничивающий ток мал При достижении насыщения (точка *K*) для поддержания постоянного тока необходимо большой намагничивающий ток Приведенный к первичной обмотке ток нагрузки (в обмотке N_2) и быстро нарастающий ток намагничивания обуславливают рост коллекторного тока, выводя транзистор Q_1 из насыщения Напряжение V_P по этой причине начинает уменьшаться и в конце полупериода транзистор Q_1 оказывается в режиме отсечки

Во время спада индукции в сердечнике трансформатора от точки *K* до точки *B_R* в базовой обмотке транзистора Q_2 наводится отпирающее напряжение и начинается следующий полупериод который аналогичен рассмотренному с той лишь разницей, что напряжение V_P прикладывается к другой половине первичной обмотки, обуславливая обратную полярность полуволны выходного напряжения Транзистор Q_2 проводит ток до тех пор пока переводится в состояние «отрицательного» насыщения в точку *M* на кривой *B-H* Спадом индукции от точки *M* до точки *J* завершается полный цикл работы схемы

Из формы напряжения коллектор эмиттер видно что к каждому транзистору в запертом состоянии прикладывается приблизительно двойное напряжение питания плюс некоторое индуцированное напряжение, обусловленное индуктивностью рассеяния и т.п. Кроме того, для возбуждения процесса переключения коллекторный ток должен достигнуть одного и того же максимального значения независимо от того, является ли этот ток преимущественно приведенным током нагрузки (рис 7 33 *е*) или в основном током намагничивания (рис 7 33, *ж*) Это, очевидно, ограничивает коэффициент полезного действия при высокоомных нагрузках

Рабочая частота инвертора определяется напряжением и параметрами насыщения сердечника трансформатора в соответствии с соотношением

$$\text{Частота} = \frac{V_P \cdot 10^8}{4B_S A N_1} \text{ (Гц)},$$

где B_S — индукция насыщения (в гауссах),

A — площадь поперечного сечения сердечника (в см²),

N_1 — число витков половины первичной обмотки

7 42 ПРОСТЕЙШИЕ СХЕМЫ ИНВЕРТОРОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ И ОБЩЕЙ БАЗОЙ

На рис. 7 34 приведена схема простейшего инвертора на транзисторах, включенных по схеме с общей базой и с одним трансформатором. Параметры схемы по существу те же, что и схемы на транзисторах с общей

эмиттером (рис. 7.33). Однако, схема на транзисторах с общей базой предпочтительнее в случае низковольтного источника питания. Основной недостаток схемы на рис. 7 34 состоит в том, что обмотки обратной связи N_3 должны пропускать большой ток эмиттеров.

На рис 7 35 показаны два варианта инвертора на транзисторах, включенных с общим коллектором Данные схемы используют в случае мощных *p-n-p*-транзисто-

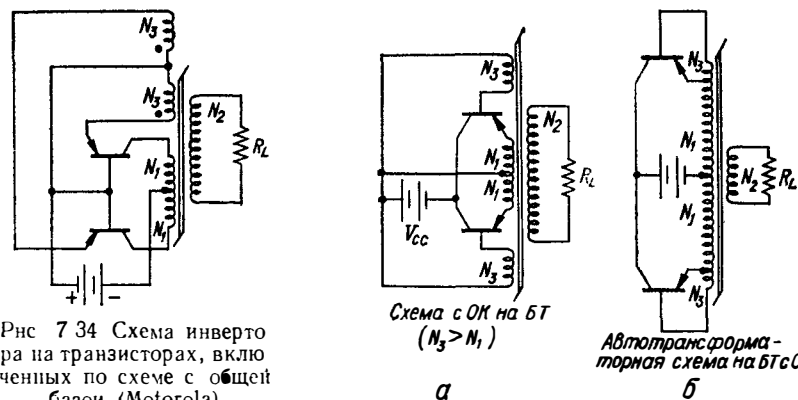


Рис 7 34 Схема инвертора на транзисторах, включенных по схеме с общей базой (Motorola)

Схема с ОК на БТ ($N_3 > N_1$)

Автотрансформаторная схема на БТС ОК

Рис 7 35 Схемы инверторов на транзисторах, включенных по схеме с общим коллектором (Motorola)

р в у которых коллектор соединен с корпусом, а корпусы крепятся непосредственно к теплоотводу В схеме на рис 7 35, *а* обмотки обратной связи N_3 должны иметь значительно больше витков чем эмиттерные обмотки N_1 В схеме на рис 7 35 *б* использована автотрансформаторная связь, т.е. трансформатор имеет одну первичную обмотку с отводами для обратной связи

Необходимо отметить, что схемы на транзисторах с общим коллектором и с общей базой не находят широкого применения

7 43 ПРОСТЕЙШИЕ ИНВЕРТОРЫ НА ДВУХ ТРАНСФОРМАТОРАХ

На рис 7 36 приведены два варианта типичного двухтрансформаторного инвертора Такие инверторы используются в случае большой выходной мощности и высокой рабочей частоты Двухтрансформаторные схемы обеспечивают возможность регулировки частоты и более высокий КПД трансформации выходного напряжения

Принципы работы двух- и однотрансформаторных инверторов аналогичны, за исключением того, что в каждой двухтрансформаторной схеме необходимо насыщать лишь небольшой трансформатор цепи обратной связи (T_2 на рис 7 36) Выходным током управляет трансформатор T_1 Поскольку намагничивающий ток небольшого трансформатора T_2 мал, токи насыщения в них по сравнению с однотрансформаторными схемами значительно снижены и транзисторы теперь не должны в любом случае проводить большие токи насыщения трансформатора.

Сравните характеристики коллекторного тока однотрансформаторной схемы (рис. 7.33, *а* и *д*) с такими же характеристиками двухтрансформаторной схемы (рис. 7 36, *в* и *е*). В схеме рис. 7 33 коллекторный ток остается большим как с нагрузкой, так и без нее, поскольку ток однотрансформаторной схемы являются большими

тока насыщения трансформатора. В двухтрансформаторной схеме в отсутствие нагрузки потребляемый ток уменьшается почти до нуля.

В схеме на рис. 7 36, а для сердечника выходного трансформатора T_2 используется обычный материал, а для небольшого трансформатора обратных связей T_1 —

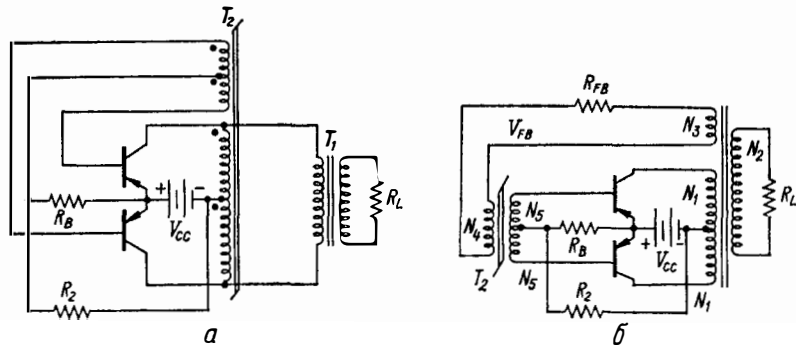
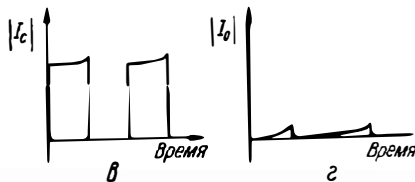


Рис. 7 36. Двухтрансформаторные схемы инверторов

а — схема с дополнительным выходным трансформатором б — схема с простой регулировкой напряжения обратной связи V_{FB} — коллекторный ток под нагрузкой, — коллекторный ток без нагрузки (Motorola)



специальный сердечник. Применение обычного выходного трансформатора T_1 с сердечником из обычного материала позволяет снизить его стоимость и повысить КПД

В схеме на рис. 7 36, б частота определяется (в основном) напряжением обратной связи V_{FB} . Напряжение обратной связи можно регулировать с целью поддержания постоянной частоты или ее изменения (с помощью переменного сопротивления R_{FB}).

7 44 ПРОСТЕЙШИЙ ОДНОТРАНЗИСТОРНЫЙ ИНВЕРТОР

На рис. 7.37 показана схема простейшего однотранзисторного инвертора. Такие схемы целесообразны для маломощных инверторов, в которых низкий КПД имеет второстепенное значение по сравнению с низкой начальной стоимостью. В схеме на рис 7 37 положительная обратная связь, насыщение трансформатора и механизм переключения аналогичны двухтранзисторному инвертору, кроме того, восстановление условий самовозбуждения обеспечивается конденсатором C , а не вторым транзистором двухтактной схемы.

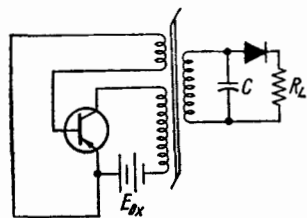


Рис. 7.37. Простейший однотрансформаторный инвертор

По существу, схема на рис. 7 37 представляет собой однотранзисторный мощный автогенератор. Для нормальной работы резистор R_L и конденсатор C не должны перегружать генератор в фазе насыщения транзистора, поэтому транзистор остается открытым до насыщения сердечника трансформатора. В схеме должны быть приняты меры для защиты транзистора от избыточного напряжения выбросов в момент запаривания.

7 45 ПРОСТЕЙШИЙ УПРАВЛЯЕМЫЙ ИНВЕРТОР

На рис. 7 38 показана диаграмма простейшего управляемого инвертора. В таких схемах переключение мощных выходных транзисторов обеспечивается схемой управляющего мультивибратора, а не обратной связью через выходной трансформатор

Управляемые мультивибратором транзисторные инверторы используются главным образом в прецизионных системах, требующих точного управления частотой, формой сигнала и т д, а также в системах, которые не должны зависеть от нагрузки. Независимые от нагрузки системы наиболее предпочтительны в случае реактивной нагрузки, а также при начальных или переходных перегрузках, вызывающих срыв автоколебаний инвертора или нарушающих его нормальную работу

Потребление мощности схемой дополнительного мультивибратора в значительной степени компенсируется ненасыщенным режимом выходного трансформатора и исключением потерь в цепях обратных связей. Инвертор с задающим мультивибратором не обязательно имеет меньший КПД, чем автоколебательный инвертор. Однако, использование управляемого мощного каскада в качестве линейного усилителя, а не насыщаемого ключа, приводит к росту рассеиваемой на транзисторах мощности и к низкому КПД системы

По этим причинам управляемые инверторы обычно используются только в случае необходимости точного управления частотой. Почти единственным другим применением управляемых инверторов является случай существенно реактивных нагрузок.

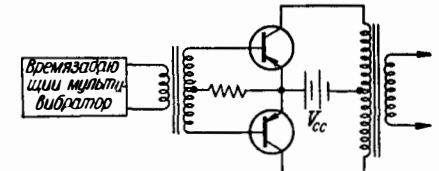


Рис 7 38 Типичный управляемый инвертор

7 46 ПРОСТЕЙШИЙ ИНВЕРТОР С РЕЗИСТИВНЫМИ СВЯЗЯМИ

На рис 7 39 показана схема простейшего транзисторного инвертора с резистивными связями. Схема формирует требуемый прямоугольный сигнал на выходе с помощью перекрестных обратных связей. Такая схема обладает двумя существенными недостатками. Во-первых, КПД схемы низок вследствие потерь в резисторах цепи обратной связи R_B . Во вторых, в таком инверторе трудно устанавливать и поддерживать постоянную требуемую рабочую частоту.

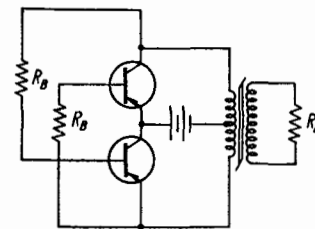


Рис. 7 39 Транзисторный инвертор с резистивной обратной связью

7 47 ПРОСТЕЙШИЙ ИНВЕРТОР С НАСЫЩАЮЩЕЙСЯ КАТУШКОЙ ИНДУКТИВНОСТИ В ЦЕПИ БАЗЫ

На рис. 7.40 показана схема инвертора с насыщающейся катушкой индуктивности в базе. Схема по существу является упрощением двухтранзисторного инвертора, за исключением того, что насыщающийся трансформатор заменен катушкой индуктивности, включенной между базами двух

транзисторов. Это позволяет использовать в качестве выходного трансформатора с обычным сердечником и характеристиками

Схема на рис. 7.40 работает следующим образом. Транзистор Q_1 поддерживается открытым управляющим базовым током, который приблизительно равен $(V_1 - V_{BE})/R_1$.

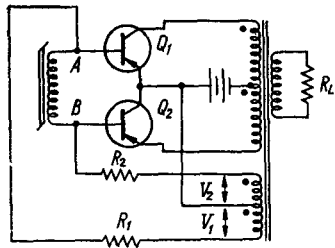


Рис. 7.40 Транзисторный инвертор с насыщающейся индуктивностью между базами

Транзистор Q_2 заперт напряжением V_2 , поступающим на базу через резистор R_2 .

Начальное падение напряжения на базовой индуктивности V_{AB} приблизительно равно $V_2 + V_{BE}$. В момент насыщения катушки индуктивности напряжение V_{AB} уменьшается, по существу закорачивая цепь обратной связи. При этом отпирающий ток транзистора Q_1 падает до нуля и он запирается.

Ток намагничивания трансформатора приводит к появлению на обмотках напряжений противоположной полярности и переводит схему в состояние, когда открытым оказывается транзистор Q_2 . Как только базовая катушка выходит из насыщения, включается положительная обратная связь и начинается следующий полупериод.

Расчет инвертора с насыщающейся базовой катушкой индуктивности относительно прост и в основном определяется следующими соотношениями $V_1 = V_2$, $R_1 = R_2$, $I_{B1} = I_{B2} = (V_1 - V_{BE})/R_1$, рабочая частота определяется соотношением

$$\text{Частота} = \frac{(V_1 + V_{BE}) \cdot 10^8}{4 \Lambda 4 B_S}, \text{ Гц,}$$

- где N — число витков обмотки насыщающейся катушки индуктивности,
- A — площадь поперечного сечения сердечника катушки (в см^2),
- B_S — индукция насыщения катушки (в гауссах)

7.48 ПРОСТЕЙШИЕ ИНВЕРТОРЫ МОСТОВОГО ТИПА

На рис. 7.41 приведены три варианта инверторов мостового типа.

Мостовые схемы обычно используют тогда, когда высокое (исходное) напряжение превышает допустимое напряжение для транзистора. Мостовые инверторы были популярны несколько лет назад, когда транзисторы вообще не допускали высокие напряжения. На транзисторах мостовых схем (рис. 7.41) напряжение никогда не превышает напряжения питания в отличие от простых двухтактных схем, в которых мгновенные значения напряжения могут быть вдвое больше напряжения питания. Уменьшение прикладываемого напряжения свойственно для всех схем на рис. 7.41. Однако, в полумостовой схеме на рис. 7.41, в через транзистор должен протекать двойной ток для обеспечения той же выходной мощности.

Мостовые инверторы имеют один серьезный недостаток, который необходимо рассмотреть. Речь идет о размахе напряжения и тока на переключающемся транзисторе. Если ранее непроводящая сторона схемы начинает отпираться, прежде чем другая сторона моста будет заперта, то при высоком коллекторном напряжении через транзистор протекает большой ток и рассеиваемая на транзисторе мощность может превысить допустимую величину. Кроме того, возможно появление значительных выбросов напряжения в момент переключения.

Эти трудности могут быть в некоторой степени преодолены путем уменьшения отпирающих транзисторы токов, защиты транзисторов от коммутационных перенапряжений или с помощью компенсирующих базовых цепей, которые задерживают отпи-

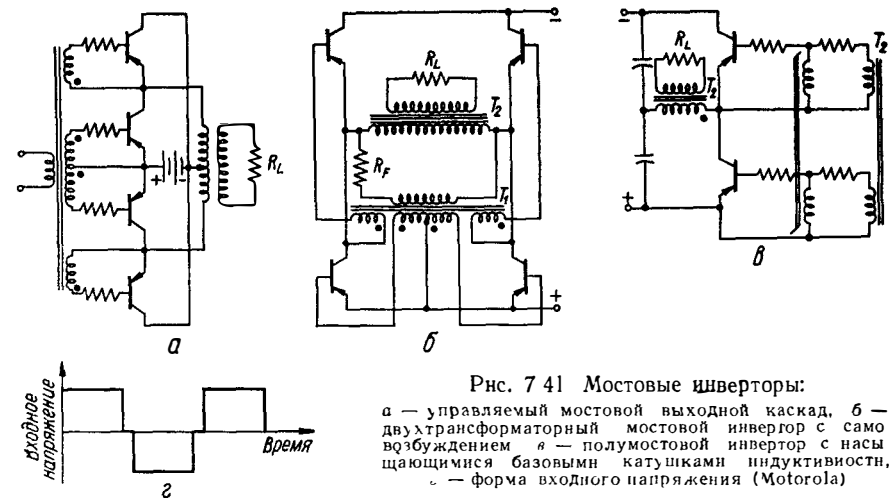


Рис. 7.41 Мостовые инверторы: а — управляемый мостовой выходной каскад, б — двухтрансформаторный мостовой инвертор с само возбуждением, в — полумостовой инвертор с насыщающимися базовыми катушками индуктивности, — форма входного напряжения (Motorola)

рание запертого транзистора. Еще одна возможность состоит в использовании управляющего мостом выходного напряжения, показанного на рис. 7.41, в. Однако, из-за упомянутых недостатков, а также благодаря появлению в настоящее время относительно высоковольтных транзисторов, мостовые инверторы используются все реже

7.49 ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

На рис. 7.42 приведена схема последовательного инвертора.

Схема представляет собой, по существу, ряд двухтранзисторных инверторов, подключенных последовательно к одному общему трансформатору. На значение схемы аналогично мостовым инверторам (снизить максимальное напряжение на транзисторах). Это достигается благодаря делению напряжения источника питания поровну между несколькими инверторами. В схеме на рис. 7.42 напряжение делится между двумя инверторами. Теоретически последовательно можно включить любое количество инверторов. При этом необходимо, чтобы каждый транзистор выдерживал напряжение, приблизительно равное $2V_{CC}$ (количество инверторов).

Схема на рис. 7.42 имеет некоторые очевидные ограничения. Для нее должен быть спроектирован специальный трансформатор. Кроме того, схемы и трансформатор должны быть такими, чтобы напряжение между последовательными ступенями делилось поровну. В противном случае выходной сигнал искажается, а КПД схемы падает.

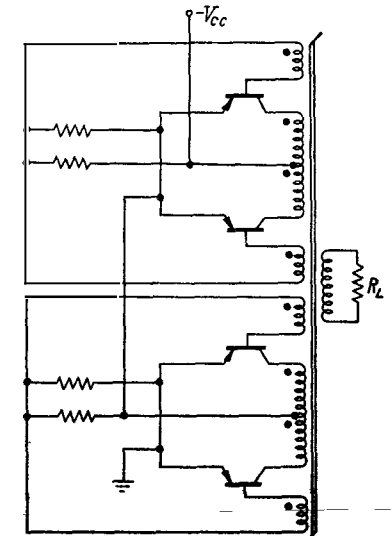


Рис. 7.42 Последовательное подключение инверторов (Motorola)

7 4 10 ПАРАМЕТРЫ ИНВЕРТОРОВ

Ниже приведен перечень параметров, пол-

ностью характеризующих инверторы.

Обычно чем больше параметров требуется обеспечить одновременно и чем меньше на них допуски, тем более сложным и дорогостоящим будет устройство

Если технические условия отсутствуют, то инверторы обычно рассчитывают для данных входного и выходного напряжений при условии максимального КПД, т. е. выходной сигнал должен быть максимальным для данной входной мощности. В технические условия входят:

- Входное напряжение вид и величина
- Выходная мощность
- Выходное напряжение
- Точность задания частоты выходного сигнала
- Изменение выходного напряжения и частоты вследствие изменений входного напряжения и нагрузки
- Коэффициент мощности на нагрузке
- Форма выходного напряжения
- Коэффициент нелинейных искажений синусоидального выходного сигнала в зависимости от нагрузки, коэффициента мощности и входного напряжения
- Зависимость общего КПД от нагрузки
- Условия работы (температура окружающей среды и т. п.)
- Габариты и масса
- Необходимые меры предосторожности (в отношении короткого замыкания на выходе, подключения питания обратной полярности и т. п.)

7 4 11 ЦЕПИ ВОЗБУЖДЕНИЯ ИНВЕРТОРОВ

Вообще говоря рассмотренные ранее схемы

не будут самовозбуждаться, если не принять меры для возбуждения генерации. Это особенно необходимо при полной нагрузке и низкой температуре, которые являются наиболее тяжелыми начальными условиями для резистивных нагрузок. При рассмот-

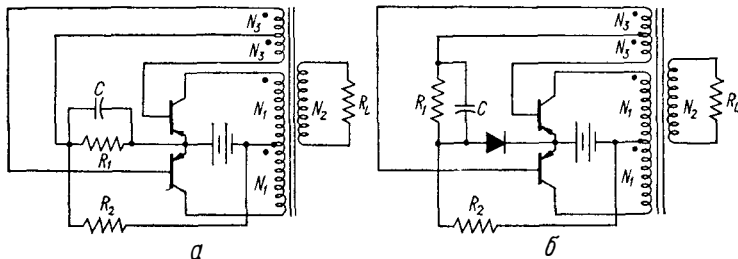


Рис 7 43 Схемы возбуждения транзисторных инверторов

- а — схема с резистивной цепью самовозбуждения с ускоряющим конденсатором
- б — схема с резистивно-диодной цепью самовозбуждения (Motorola)

рени работы инверторов предполагается, что один из транзисторов открыт. Функции цепей возбуждения и заключаются в обеспечении этого условия.

Простая часто используемая цепь возбуждения показана на рис 7 43, а. В этой схеме резисторы R_1 и R_2 образуют простой делитель напряжения, обеспечивающий отпирание транзисторов до возникновения генерации.

Хорошим приближением для начального смещения базы с помощью схемы на рис 7 43, а является уровень 0,3 В для германиевых транзисторов и 0,5 В для крем-

невых. Напряжение смещения базы может быть найдено с помощью соотношения

$$V_B \approx R_1 V_{CC} / (R_1 + R_2)$$

Поскольку резистор R_1 находится в цепи обратной связи последовательно с базой каждого транзистора, величина сопротивления R_1 не должна превышать значения

$$R_B = \frac{V_{FB} - V_{EB}}{I_B}$$

Если сопротивление R_1 выбрали равным R_B , то значения сопротивлений R_1 и R_2 определяются единственно для данного начального смещения. Величиной сопротивления R_2 можно подобрать режим самовозбуждения. Данный на рис 7 43, а способ возбуждения прямым смещением обладает тем преимуществом, что в схему добавляются только резистивные компоненты, а недостатком его является потеря мощности (которая для мощных схем может стать чрезмерной).

Более совершенный, но и более дорогостоящий способ возбуждения с помощью диода показан на рис 7 43 б. Данная диодная цепь рассеивает меньшую мощность, чем ее резистивный аналог и обладает меньшей температурной зависимостью. Принципы работы схем 7 43, а и б аналогичны за исключением того, что при включении питания к базам транзисторов в схеме на рис 7 43, б прикладывается все отрицательное напряжение питания (диод заперт) через резисторы R_1 и R_2 и схема возбуждается быстрее.

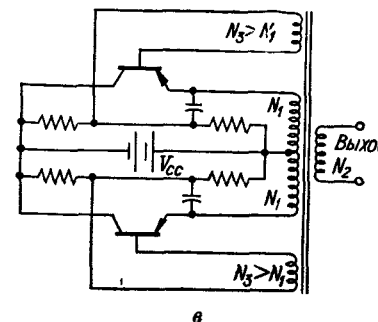
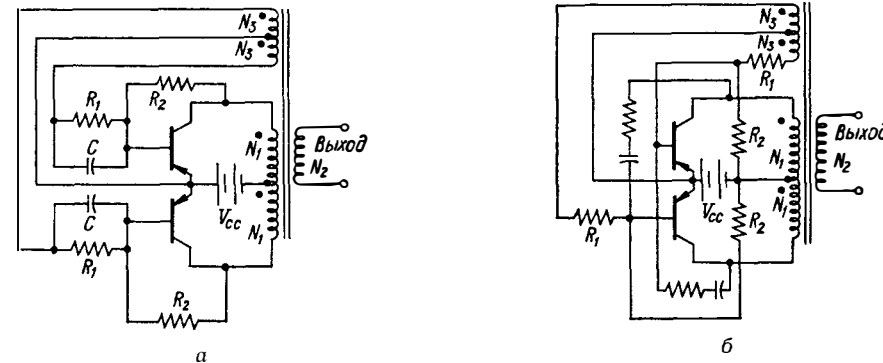


Рис 7 44 Ускоряющие цепи транзисторных инверторов

- а — схема инвертора на транзисторах, включенных по схеме ОЭ, с запускающими (R_2) и ускоряющими (R_1, C) цепочками
- б — схема с перекрестными коллекторно-базовыми ускоряющими цепочками R, C
- в — схема на транзисторах, включенных по схеме ОК, с ускоряющими цепочками $R-C$ (Motorola)

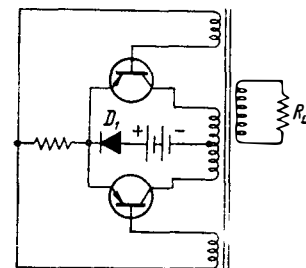
Также нагрузки инвертора, как емкостные фильтры, стартовые двигатели или лампы накаливания, в первый момент после включения имеют очень малое сопротивление. Начальные условия при таких нагрузках несколько упрощаются путем использования управляемых инверторов. Управляемый инвертор может быть предпочтительнее, чем схемные усложнения, обеспечивающие надежное самовозбуждение.

7.4.12. УСКОРЯЮЩИЕ ЦЕПИ ИНВЕРТОРОВ

Ускоряющие цепи инвертора форсируют переключение транзисторов и повышают КПД схемы. Ускорение переключения особенно важно на высоких частотах, как показано в последующих параграфах. Наиболее распространен способ форсирования схем с помощью ускоряющих конденсаторов. Схемы, приведенные на рис. 7.44, обычно генерируют колебания более прямоугольной формы.

7.4.13. ВОПРОСЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО ИНВЕРТОРА

Во многих практических случаях должно быть определено, необходима ли модификация схемы и защита инвертора от повреждений, обусловленных перегрузкой или коротким замыканием на выходе, скачками входного напряжения, переменной полярности входного напряжения и т. п.



Короткое замыкание на выходе приводит к срыву генерации инвертора, а кратковременная перегрузка может вызвать выход транзисторов из строя. Нежелательные выбросы напряжения коллектор-эмиттер, обусловленные скачками входного напряжения или большой индуктивностью рассеяния

Рис. 7.45. Защита эмиттерных переходов от пробоя обратным напряжением посредством включения диода D_1

трансформатора, могут быть ограничены с помощью стабилитрона, подключаемого между коллектором и эмиттером. Выбросы напряжения можно также уменьшить с помощью последовательной цепочки из резистора и конденсатора, которая подключается параллельно всей первичной обмотке (или между коллектором и базой каждого транзистора, но в этом случае замедляется переключение транзисторов).

Если транзисторы не допускают обратные напряжения, возникающие при изменении полярности входного напряжения, защита обеспечивается диодом, включаемым последовательно с источником входного напряжения, как показано на рис. 7.45.

7.4.14. ВЫБОР КОМПОНЕНТОВ ИНВЕРТОРА

Наиболее критичными компонентами в проектировании любого инвертора или преобразователя являются транзисторы и трансформаторы. Трансформаторы могут быть использованы готовые или специально спроектированные. Ниже приведенные замечания суммируют наиболее важные аспекты, которые должны быть учтены при выборе транзисторов и трансформаторов.

Выбор транзисторов. Выбранный тип транзисторов должен допускать коллектор-

ный ток i_p , определяемый из выражения

$$i_p = \frac{P_{вх}}{V_{CC}} = \frac{P_{вых}}{V_{CC} \times (\text{КПД инвертора})}$$

Предельно допустимое напряжение коллектор-эмиттер транзистора должно быть больше, чем напряжение на нем в состоянии отсечки, которое равно приблизительно удвоенному напряжению питания V_{CC} .

Предельное для транзистора напряжение должно, кроме того, допускать скачки напряжения, обусловленные индуктивностью рассеяния, скачки входного напряжения и т. п. Предельное увеличение напряжения на транзисторе, равное утроенному напряжению питания, можно считать приемлемым допуском. Транзистор должен иметь безопасную рабочую область, чтобы нагрузочная линия проходила внутри области допустимых мощностей рассеяния для данного типа прибора.

Потери мощности на транзисторах инвертора ограничивают общий КПД инвертора. Основные потери мощности на транзисторах приходится на время переключения. На рис. 7.46 приведены типичные формы сигналов для транзисторного инвертора: форма тока коллектора I_C , напряжения на коллекторе V_{CE} и мощности, рассеиваемой транзистором $P_C = I_C V_{CE}$.

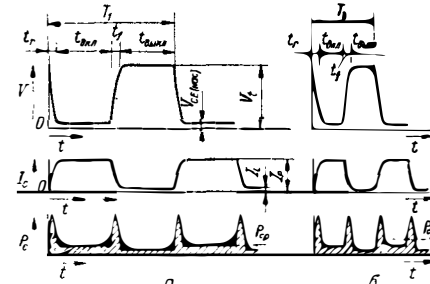


Рис. 7.46. Типичные временные диаграммы V_{CE} , I_C и $P_C = I_C V_{CE}$ для транзисторов преобразователя постоянного напряжения в переменное: а — низкая частота; б — высокая частота (Motorola)

Переключательные нагрузочные линии для транзисторов инвертора и коммутационные потери мощности приведены на рис. 7.47.

КПД транзисторного инвертора тем больше, чем больше коэффициент усиления транзистора, чем меньше его напряжение насыщения $V_{CE(нас)}$, время переключения и ток утечки в режиме отсечки. Транзисторы инвертора должны также допускать пре-

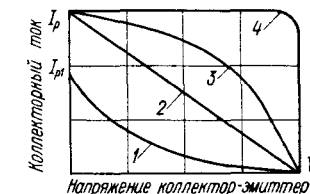


Рис. 7.47. Потери мощности при переключении транзисторов:

- 1 — $P_1 = 2/9 V_{ce} i_p t_s$, максимум мощности — при $t_s/3$, где t_s — время переключения (нарастания или спада напряжения);
- 2 — $P_2 = 1/6 V_{ce} i_p t_s$, максимум мощности — при $t_s/2$;
- 3 — $P_3 = 2/9 V_{ce} i_p t_s$, максимума мощность — при $t_s/3$;
- 4 — $P_4 = V_{ce} i_p t_s$ (Motorola)

буемую мощность рассеяния и иметь напряжение пробоя V_{EBO} достаточно большое, чтобы выдерживать обратное смещение напряжением обратной связи (или должно быть понижено обратное напряжение база-эмиттер). К сожалению, каждое из этих условий реализуется в некоторой степени за счет других, поэтому должен быть достигнут компромисс.

Выбор или расчет трансформатора. Трансформаторы инвертора могут быть либо выбраны готовые из выпускаемых промышленностью, либо специально спроектированы. Ниже будут описаны (в практических терминах) некоторые используемые в инверторах коммерческие трансформаторы с параметрами обмоток и т. п. Здесь мы рассмотрим теоретические аспекты проектирования трансформаторов для инверторов.

В однострансформаторном инверторе частота, напряжение в цепи обратной связи и на выходе определяются трансформатором. Обеспечение этих значений при усло-

вни приемлемого КПД трансформатора составляет суть задачи проектирования трансформатора для инвертора.

Основное уравнение для частоты инвертора из разд. 7.4.1 можно выразить через количество витков N_1 следующим образом

$$N_1 = \frac{V_P \times 10^8}{4FB_S A}$$

В этом выражении площадь поперечного сечения сердечника A включает допуски на несколько параметров пластинчатых или ленточных сердечников. Выбор сердечника является в некоторой степени произвольным, но с учетом необходимости размещения в окне сердечника обмоток с требуемым для хорошей связи количеством витков. Кроме того, выбранный сердечник должен обеспечивать минимум потерь. Ориентировочно потери в сердечнике должны быть сравнимы с потерями на активном сопротивлении обмоток. Например, если активные потери в обмотках составляют 2%, то потери в сердечнике не должны превышать 2%. С практической точки зрения, на выбор сердечника влияют стоимость, размеры и общий вес трансформатора.

Ленточные тороиды из железо-никелевого (50% Fe + 50% Ni) сплава обычно считаются оптимальными для сердечника трансформатора инвертора. Этот материал имеет высокую B_S , прямоугольную петлю гистерезиса, низкие потери в сердечнике и слабую зависимость от температуры в области рабочих температур транзисторов. (Термин «прямоугольная петля гистерезиса» может быть понят из рис. 7.33. Если график зависимости индукции от намагничивающей силы является совершенно прямоугольным, то это означает, что индукция будет изменяться прямо пропорционально намагничивающей силе. В материалах, применяемых на практике сердечников совершенно прямоугольная петля гистерезиса невозможна, поскольку индукция не совсем пропорциональна намагничивающей силе.) Ленточные тороиды рекомендуются использовать потому, что они (при условии правильной намотки) обеспечивают наилучшую связь между обмотками. Это очень существенно для трансформаторов инвертора. Сердечники типа C , E , V и I из материала с хорошей прямоугольностью петли гистерезиса также находят широкое применение.

Для выбранного сердечника количество витков обмоток N_1 , N_2 и N_3 может быть найдено из выражений

$$N_1 = \frac{V_P \times 10^8}{4B_S A F}, \quad N_2 = \frac{k_1 V_0 N_1}{V_P}, \quad N_3 = \frac{k_2 V_{FB} N_1}{V_P}$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты, учитывающие потери в трансформаторе. В порядке первого приближения выбирают $k_1 = k_2 = 1,05$ — 1,1.

При определении выходного напряжения V_0 по величине требуемой выходной мощности следует учитывать, что для сигналов прямоугольной формы $V_0 = V_{реак}$.

Напряжение обратной связи V_{FB} должно быть больше, чем напряжение эмиттер-база V_{EB} в открытом состоянии, но меньше, чем напряжение V_{EB0} , когда транзистор заперт обратным напряжением V_{BE} . Если напряжения V_{FB} и V_{EB} приблизительно равны, то параметры схемы сильно зависят от параметров транзисторов и температуры.

Большое напряжение V_{FB} и последовательный с базой резистор R_B снижают чувствительность схемы к величине отпирающего транзистор напряжения V_{EB} и часто ускоряют запираание транзистора, особенно при использовании ускоряющего конденсатора, параллельного резистору R_B (см. разд. 7.4.12). Однако, потери на R_B прямо пропорциональны величине V_{FB} . В первом приближении величина сопротивления R_B может быть найдена из выражения

$$R_B = \frac{V_{FB} - V_{EB}}{I_B}$$

Ориентировочно для мощных инверторов величина V_{FB} порядка 3 В будет достаточной для стабильного управления базой без чрезмерных потерь мощности.

Существенным моментом проектирования сердечника трансформатора является учет коэффициента заполнения окна сердечника. Коэффициент заполнения определяется как отношение площади сечения витков к площади окна сердечника. Для тороидальных сердечников коэффициент заполнения окна обычно составляет около 0,4, тогда как для сердечников с прямоугольным окном он увеличивается до 0,7 — 0,8.

Диаметр провода обычно вычисляют из расчета 0,35...0,5 мм² на 1 А. Необходимо иметь в виду, что при вычислении токов в обмотках должны учитываться только проводящие в данный момент витки. Например, в схеме рис. 7.33 ток в обмотках N_1 и N_3 в любой момент времени проводит только половина витков (через открытый транзистор), а в выходной обмотке N_2 всегда проводят все витки. Поэтому при расчете площади сечения обмотки нужно помнить, что имеется по две обмотки N_1 и N_3 .

КПД трансформатора находят из выражения

$$\text{КПД} = \frac{\text{выходная мощность}}{\text{выходная мощность} + (\text{потери в сердечнике}) + (\text{потери в меди})} \times 100$$

Регулировка напряжения трансформатора определяется из выражения

$$I_2 \left[R_S + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_P \right] / E_2 = \left[R_S + \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 R_P \right] / E_L$$

где R_P и R_S — сопротивления соответственно первичной и вторичной обмоток трансформатора.

Может потребоваться несколько попыток расчета, чтобы получить сочетание сердечника и обмоток обеспечивающее требуемую частоту и соотношение напряжений с приемлемым КПД. Имеются трансформаторы для одно- и двухтрансформаторных инверторов для различных сочетаний стандартных напряжений питания, выходных напряжений и мощностей. Они рассматриваются в разд. 7.4.15.

7.4.15 ПРАКТИЧЕСКИЙ РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На рис. 7.48, 7.49 и 7.50 приведены рабочие схемы трех преобразователей. Эти преобразователи работают при напряжениях питания 12 и 28 В и обеспечивают постоянные выходные напряжения 100 — 500 В. Диапазон выходных токов составляет 1 — 25 А. Выходные напряжения могут быть увеличены или уменьшены путем изменения числа витков во вторичной обмотке. При необходимости эти схемы могут быть использованы в качестве инверторов, если исключить из них выпрямительные диоды и конденсаторы фильтра в выходных цепях.

Отметим, что компонентам хотя и приписаны значения, указан тип приборов и количество витков, но эти значения зависят от требуемого выхода. Правильный выбор значений компонентов на основе соображений расчета и примеров, приведенных в данном разделе, должен обеспечить требуемую выходную мощность. Другие выходные мощности могут быть получены с помощью промежуточных значений. Однако, табличные значения выходных мощностей должны дать разработчику достаточный выбор для большинства приложений. Приведенные в таблицах значения являются ближайшими стандартными величинами, которые могут быть равны или превышать минимальные значения, необходимые для проектируемого преобразователя.

Ниже даны краткие описания различных преобразователей с целью показать взаимосвязь функций схемы с задачей ее проектирования.

Однотрансформаторный преобразователь. Если необходимо получить выходные мощности между 15 и 55 Вт, применяют схему рис. 7.48, в которой используется лишь один трансформатор. Любой разбаланс напряжений в схеме (после подключения питания) вызывает протекание в одном из транзисторов, например Q_1 , небольшого тока. В результате регенеративного процесса транзистор Q_1 оказывается насыщенным,

а Q_2 запертым. Коллекторный ток транзистора Q_1 растет и в момент насыщения сердечника резко возрастает до величины, ограничиваемой сопротивлением коллекторной цепи и параметрами транзистора.

Когда сердечник насыщен, индуцируемое на обмотках напряжение равно нулю. Так как отпирающий сигнал отсутствует, транзистор Q_1 запирается и его коллекторный ток падает до нуля. Уменьшение коллекторного тока обуславливает изменение полярности напряжения на обмотках, вследствие чего транзистор Q_1 оказывается запертым, а Q_2 насыщенным. В момент перехода сердечника в насыщение транзистор Q_2 запирается, ток через него падает до нуля, а Q_1 отпирается.

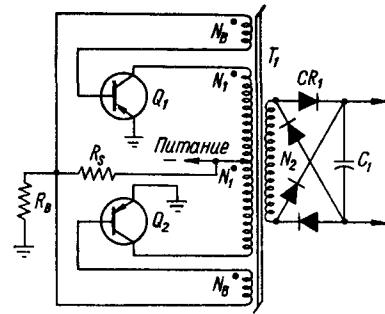


Рис. 7.48. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное (от 15 до 55 Вт):

напряжение питания — 12 В выходные на-
пряжения — мощность 300 В — 1, Вт,
300 В — 30 Вт, 100 В — 55 Вт (Texas Instrum.)

Выходная мощность (макс.) Вт	Тип транзисторов Q_1 и Q_2	R_B Ом	R_S Ом	Тип диодов CR_1	C_1 мкФ	Число витков N_1 AWG	Число витков N_2 AWG	Число витков N_B AWG	Тип трансформатора T_1
15	2N1038	15	1200	1N2071	2	70 # 18	1800 # 30	20 # 30	Arnold 577202
30	2N1042	15	1500	1N2071	4	78 # 16	2000 # 29	30 # 29	Magnetics 500172A
55	2N456	5	180	1N2071	6	29 # 17	275 # 24	6 # 24	Magnetics 500352A

AWG — сортамент провода для обмоток в США
— номер размера провода согласно сортаменту США.

Резисторы R_B и R_S включены в схему для создания прямого смещения на базах транзисторов Q_1 и Q_2 . Это смещение создает начальный ток возбуждения и уменьшает влияние разброса отпирающего напряжения база-эмиттер. Частота генерации определяется при расчете трансформатора T_1 .

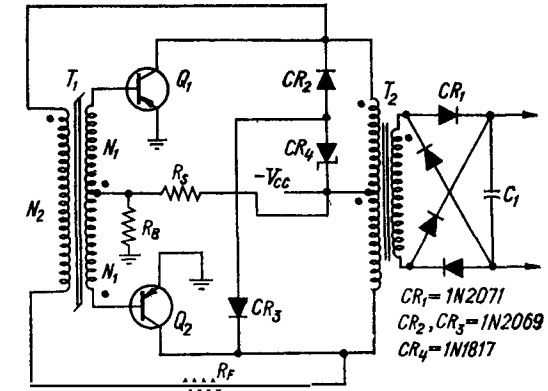
Выходное напряжение со вторичной обмотки выпрямляется диодами CR_1 , включенными по мостовой схеме, и фильтруется конденсатором C_1 .

Двухтрансформаторные преобразователи. Если выходная мощность должна превышать 55 Вт, используют двухтрансформаторные схемы (рис. 7.49 и 7.50). В них только трансформатор T_1 имеет насыщающийся сердечник, поэтому скачок тока в момент насыщения мал по сравнению с током нагрузки. Это позволяет использовать небольшие трансформаторы T_1 для управления значительно большим, относительно дешевым мощным трансформатором T_2 , который увеличивает выходное напряжение до необходимого уровня.

Когда один из транзисторов (например, Q_1) проводит, его коллекторное напряже-

Рис. 7.49. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное:

$V_{CB} = 12$ В, выходная мощность —
напряжение 100 Вт — 300 В,
150 Вт — 500 В, 200 Вт —
300 В 250 Вт — 500 В (Texas
Instrum.)



$CR_1 = 1N2071$
 $CR_2, CR_3 = 1N2069$
 $CR_4 = 1N1817$

Выходная мощность (макс.) Вт	Тип транзисторов Q_1 и Q_2	R_B Ом	R_S Ом	R_F Ом	C_1 мкФ	Число витков N_1 AWG	Число витков N_2 AWG	Трансформатор T_1	Трансформатор T_2
100	2N511	2	100	5	10	48 # 24	185 # 28	Magnetics 500942A	440402—1
150	2N512	2	75	10	20	48 # 22	185 # 26	Magnetics 501812A	440404—1
200	2N513	1	75	5	20	35 # 20	140 # 26	Magnetics 500262A	440406—1
250	2N514	1	75	5	30	35 # 20	140 # 24	Magnetics 500262A	440408—1

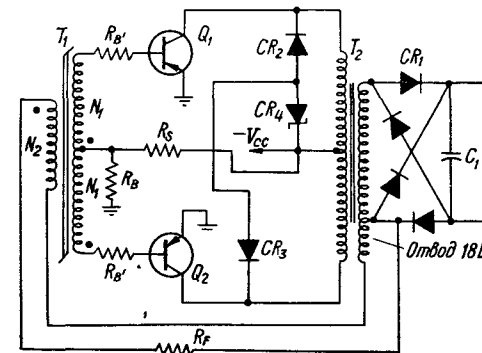


Рис. 7.50. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное (500 Вт):

$V_{CC} = 28$ В, выходное напряжение —
300 В, $CR_1 = 1N1126$, $CR_2, CR_3 =$
 $1N2069$, $CR_4 = 1N1825$, $Q_1, Q_2 =$
 $2N514A$, $R_B = 0,5$ Ом, $R_S =$
 $= 0,5$ Ом, $R_F = 75$ Ом, $R_F = 10$ Ом,
 $C_1 = 40$ мкФ, $N_1 = 35$ витков, $N_2 =$
 $= 140$ витков, $T_1 = Arnold 523302$;
 $T_2 = 440413 - 1 - см$ текст (Texas
Instr.)

ние близко к нулю (транзистор насыщен). Напряжение, образовавшееся на первичной обмотке трансформатора T_2 , через резистор обратной связи R_F прикладывается к первичной обмотке трансформатора T_1 . Транзистор Q_2 запирается, а Q_1 поддерживается открытым. Как только трансформатор T_1 достигнет насыщения, возросший ток вызывает увеличение падения напряжения на резисторе R_F , тем самым способствуя регенеративному процессу. В результате транзистор Q_1 запирается, а Q_2 насыщается и остается в этом состоянии вплоть до обратного насыщения упр.вляющего трансформатора. Схема возвращается в исходное состояние, и полный цикл генерирования завершается.

Коллекторный ток открытого транзистора достигает величины тока нагрузки плюс ток намагничивания трансформатора T_2 и необходимый для управления ток обратной связи. Намагничивающий ток трансформатора T_2 никогда не превышает установившегося тока нагрузки, поскольку в трансформаторе T_2 не допускается насыщение.

Резисторы R_B и R_S обеспечивают отпирающее смещение на базах транзисторов Q_1 и Q_2 . Это смещение создает начальный ток возбуждения и уменьшает влияние разброса отпирающего напряжения база-эмиттер. Частота генерации определяется при расчете трансформатора T_1 и величины сопротивления обратной связи R_F .

7.4.16 СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

Основное требование к любому преобразователю заключается в том, что он должен обеспечить необходимое выходное напряжение при данном токе или нагрузочном сопротивлении. Следующее требование относится к КПД преобразователя (отношение выходной мощности ко входной). В некоторых случаях также может быть задана частота генерации.

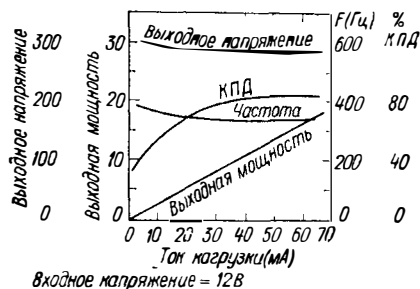


Рис. 7.51. Характеристики преобразователя мощностью 15 Вт (Texas Instr.)

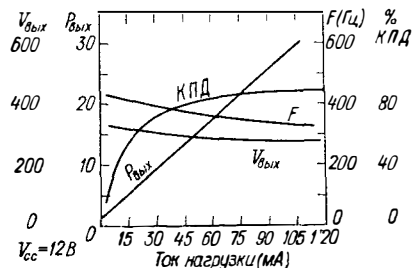


Рис. 7.52. Характеристики преобразователя мощностью 30 Вт (Texas Instr.)

На рис. 7.51...7.58 показаны графики зависимостей выходного напряжения, выходной мощности, частоты и КПД преобразователя от тока нагрузки. Как видно из графиков, выходное напряжение изменяется меньше, чем на 7% при изменении тока нагрузки от половины до полного номинального значения. Выходная мощность является почти линейной функцией тока нагрузки. Частота генерации для схемы на рис. 7.48 с ростом тока нагрузки несколько уменьшается, а для схем на рис. 7.49 и 7.50 остается практически неизменной. КПД всех преобразователей больше, чем 80% при номинальной нагрузке.

Использование этих графиков в сочетании со схемой и таблицами значений может быть лучше понято с помощью следующего ниже примера расчета.

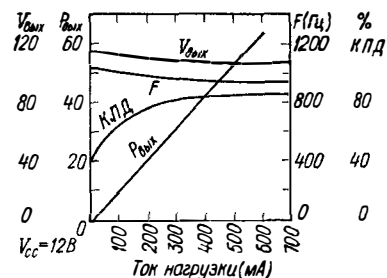


Рис 7.53. Характеристики преобразователя мощностью 55 Вт (Texas Instr)

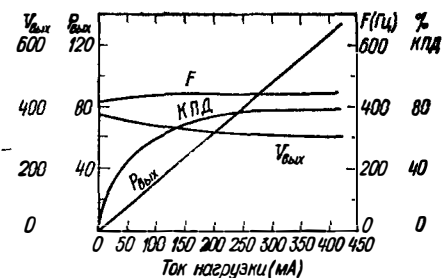


Рис 7.54. Характеристики преобразователя мощностью 100 Вт (Texas Instr.)

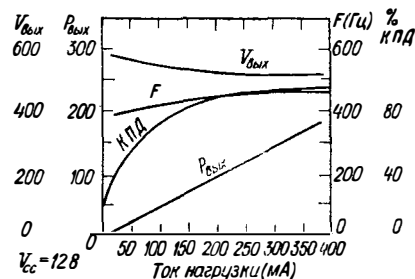


Рис 7.55. Характеристики преобразователя мощностью 150 Вт (Texas Instr)

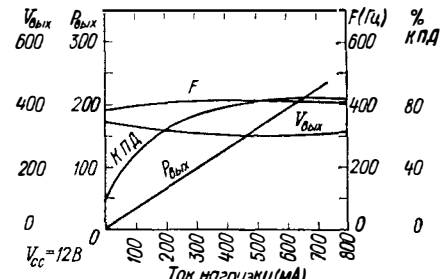


Рис. 7.56. Характеристики преобразователя мощностью 200 Вт (Texas Instr.)

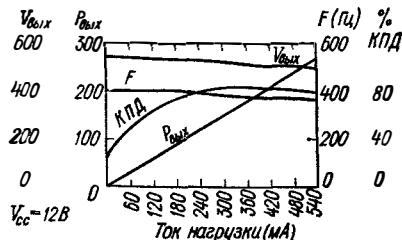


Рис 7.57. Характеристики преобразователя мощностью 250 Вт (Texas Instr.)

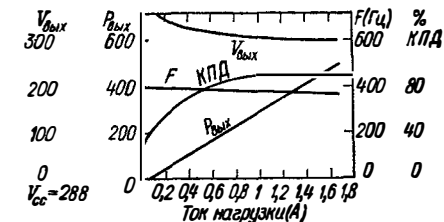


Рис. 7.58. Характеристики преобразователя мощностью 500 Вт (Texas Instr.)

7.4.17. ПРИМЕР РАСЧЕТА

Предположим, что схема рис. 7.49 должна обеспечить выходную мощность 200 Вт, при выходном напряжении 300 В и входном 12 В. Частота преобразования 400 Гц.

КПД преобразователя положим равным 80% (из графика на рис. 7.56). Требуемая входная мощность определяется из выражения

$$\text{Входная мощность} = \frac{\text{выходная мощность}}{\text{КПД}} = \frac{200}{0,8} = 250 \text{ Вт}$$

Коллекторный ток каждого транзистора находят так.

$$\text{Коллекторный ток} = \frac{\text{входная мощность}}{\text{напряжение питания}} = \frac{250}{12} = 20,8 \text{ А}$$

Параметры транзистора. Транзистор должен быть выбран допустимому напряжению на коллекторе и максимальному току коллектора (20,8 А или больше для надежности). К каждому транзистору в свой полупериод приложено приблизительно двойное напряжение питания или $12 \times 2 = 24 \text{ В}$. Для данных условий может быть рекомендован транзистор типа 2N513, как показано на рис. 7.49

Ток базы каждого транзистора равен

$$\text{Ток базы} = \frac{\text{Коллекторный ток}}{\text{минимум } \beta} = \frac{20,8}{20} = 1,04 \text{ А}$$

Отметим, что минимальное значение β (при номинальном токе коллектора) получено из технического паспорта транзистора типа 2N513

Управляющее базой напряжение. Управляющее базой напряжение база эмиттер выбираем вдвое большим, чем максимальное напряжение база эмиттер, приведенное в техническом паспорте. Это должно снизить влияние разброса напряжения база-эмиттер между экземплярами транзисторов. Максимальное напряжение база-эмиттер для 2N513 равно 2 В. Следовательно, управляющее напряжение база-эмиттер должно быть равно 4 В

Мощность управляющего базой сигнала определяется из выражения

$$\text{Мощность управления базой} = 4 \times 1,04 = 4,16 \text{ Вт}$$

КПД управляющего трансформатора T_1 и входная мощность. Положим КПД управляющего трансформатора T_1 равным 90%. Тогда мощность, потребляемая первичной обмоткой трансформатора T_1 , определяется из выражения

$$\text{Входная мощность} = \frac{\text{мощность управления базой}}{\text{КПД}} = \frac{4,16}{0,9} = 4,6 \text{ Вт}$$

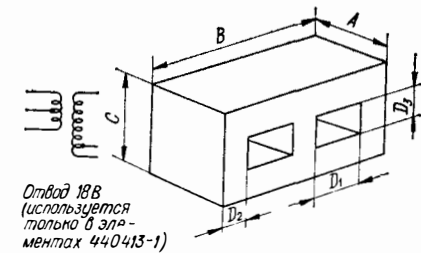
Коэффициент трансформации управляющего трансформатора выбираем 4:1. Поскольку требуемое напряжение управления базой равно 4 В (на вторичной обмотке T_1), напряжение на первичной обмотке трансформатора T_1 равно 16 В.

Ток первичной обмотки трансформатора T_1 . Для входной мощности (на первичной обмотке) 4,6 Вт и первичного напряжения 16 В ток первичной обмотки трансформатора T_1 равен $4,6/16 = 0,287 \text{ А}$ или 287 мА

По полученным таким образом параметрам необходимо заказать или собрать управляющий трансформатор T_1 . Этим параметрам соответствуют трансформаторы, приведенные в таблице к рис. 7.49

Параметры мощного трансформатора T_2 для заказа (или изготовления) приведены в таблице к рис. 7.59. Необходимо лишь отметить следующее. Полное входное сопротивление трансформатора T_2 (на рабочей частоте) должно быть приблизительно в 40 раз больше сопротивления активной нагрузки. Потери в сердечнике при номинальной нагрузке составляют приблизительно 5%, а потери в первичной и вторичной обмотках — приблизительно 1% общей выходной мощности.

Рис. 7.59. Схема и сердечник трансформатора T_2



Гип трансформатора мощность	Тип набора сердечника	Перв обмотка, витков	Втор обмотка, витков	Число витков на слой	
				Первич *	Вторич
440402-1 100 Вт	E1-12 0,014	42	595	$\frac{14}{3}$	$\frac{59}{10}$
440404-1 150 Вт	E1-12 0,014	42	955	$\frac{14}{3}$	$\frac{80}{12}$
440406-1 200 Вт	E1-125 0,014	28	383	$\frac{7}{4}$	$\frac{55}{7}$
440708-1 250 Вт	E1-125 0,014	28	623	$\frac{7}{4}$	$\frac{63}{10}$
440413-1 500 Вт	E1-175 0,014	32	191	$\frac{11}{3}$	$\frac{38}{5}$

* Первичные параллельные обмотки наматываются сифиларным проводом

Базовые резисторы Значение сопротивления R_B выбирается так, чтобы на нем падала приблизительно половина управляющего напряжения, равного 4 В. Величина сопротивления резистора R_S должна быть по возможности большей, но такой, чтобы обеспечить некоторый ток возбуждения при минимальных потерях мощности.

Резистор обратной связи. Сопротивление резистора R_F выбирают так, чтобы падение напряжения на нем при номинальной нагрузке обеспечивало необходимое напряжение 16 В на первичной обмотке трансформатора T_1 .

8. ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМ ГЕНЕРАТОРОВ

По существу все классические схемы генераторов на электронных лампах могут быть повторены на транзисторах. Однако, существует ряд схем, в которых транзисторы предпочтительнее, и к тому же для каждого рассматриваемого типа генераторных схем наиболее пригодными могут быть определенные типы транзисторов. В данной главе мы рассмотрим вопросы проектирования тех схем транзисторных генераторов, ценность которых проверена на практике.

Основной задачей проектирования любого транзисторного генератора является обеспечение генерации на заданной частоте и получение неискаженного сигнала

требуемого напряжения или мощности. Большинство схем транзисторных генераторов работает при выходных мощностях менее 1 Вт. При таких мощностях многие типы транзисторов могут работать без теплоотводов.

8.1. LC-ГЕНЕРАТОРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ С КВАРЦЕВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ ЧАСТОТЫ

К LC генераторам относят схемы, в которых рабочая частота определяется конденсатором и катушкой индуктивности, включенными в последовательный или параллельный контур. Катушка индуктивности или конденсатор могут быть переменными. LC-генераторы используются преимущественно на высоких частотах. На основе транзисторов могут быть выполнены классические схемы генераторов Хэртли и Колпитца, но более распространена схема Колпитца. В транзисторных LC генераторах может быть использована кварцевая стабилизация частоты. В них кварц используется для задания частоты генерации, а перестраиваемые компоненты L и C для точной подстройки частоты. Помимо схем Хэртли и Колпитца существует ряд других схем кварцевых генераторов на транзисторах. К ним относятся генератор Пирса, гармонические генераторы, а также генераторы, в которых используется два транзистора для обеспечения требуемой обратной связи.

8.1.1 ПРОСТЕЙШИЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ LC ГЕНЕРАТОРЫ

На рис 8.1 приведены две реализации генератора Хэртли на МОП транзисторах. Эти схемы могут быть выполнены на биполярных и полевых транзисторах с управляющим p-n переходом. Однопереходные транзисторы для LC генераторов обычно не подходят.

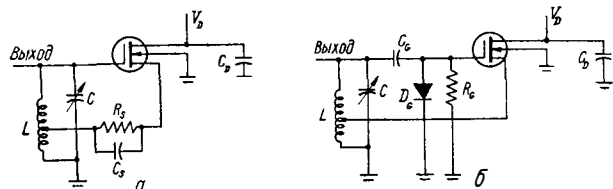


Рис 8.1 Схемы автогенераторов Хэртли на МОП-транзисторах

В схеме на рис 8.1, а для обеспечения самовозбуждения в истоковой цепи используется резистор, зашунтированный конденсатором. В схеме на рис 8.1, б в цепи затвора включен резистор утечки и диод смещения. Глубина обратной связи в каждой из схем зависит от места отвода на катушке. При слишком слабой обратной связи напряжение сигнала обратной связи на затворе оказывается недостаточным для поддержания генерации. Слишком сильная обратная связь обуславливает такое уменьшение сопротивления сток-исток, что схема становится нестабильной. Выходной сигнал с генератора Хэртли снимается с катушки индуктивности посредством индуктивной или емкостной связи.

Одним из важных вопросов для всех генераторов является класс работы. В режиме класса А (все время течет какой-то ток) форма выходного сигнала не искажена, но КПД мал, т.е. выходная мощность мала по сравнению с входной мощностью.

Для целей расчета входную мощность для транзисторного генератора можно определить как произведение коллекторного (или стокового) тока и напряжения.

Генераторы класса А обычно не пригодны для ВЧ и используются в том случае, когда форма сигнала имеет первостепенное значение.

Генераторы класса С (ток отсекается сигналом обратной связи) значительно более экономичны. В них потребляемая и рассеиваемая на транзисторе мощность меньше. На радиочастотах форма сигнала несущей частоты обычно не существенна, поэтому класс С широко используется в ВЧ схемах.

Одним из недостатков класса С является невозможность самовозбуждения генератора при запертом транзисторе. Этот недостаток может быть устранен прямым

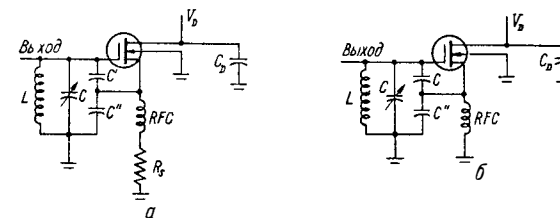


Рис 8.2 Схемы автогенераторов Колпитца на МОП-транзисторах

смещением транзистора на время возбуждения генератора (протекает пусковой ток коллектора или стока). В схему может быть введен эмиттерный или истоковый резистор. Протекая через этот резистор ток создает на нем напряжение обратного смещения.

Особая задача при проектировании цепей смещения состоит в том, что слишком большое обратное смещение может запереть транзистор во время полупериода, когда он должен быть открыт. Чтобы этого не произошло, можно использовать «переменное смещение» и тем самым обеспечить правильное смещение.

Для биполярных и униполярных транзисторов с p-n переходом переменное смещение получают путем выпрямления генерируемого сигнала и фильтрации его конденсатором большой емкости. При этом выпрямителем является переход база эмиттер или затвор исток, а фильтром — конденсатор цепи обратной связи (на нем поддерживается смещение в течение проводящего полупериода). МОП транзистор не содержит такого «диода», поэтому его включают дополнительно, как показано на рис 8.1.

Поскольку смещение изменяется в зависимости от амплитуды генерируемого сигнала, заряд конденсатора также должен изменяться. Если емкость конденсатора слишком мала, то условия самовозбуждения ухудшаются и возможны искажения сигнала. Если емкость слишком велика, заряд изменяется медленно и схема работает прерывисто, как блокинг генератор.

Итак, если выбранный транзистор обеспечивает требуемую выходную мощность на рабочей частоте, и значения компонентов резонансной цепи выбраны правильно, то главный вопрос проектирования остается обеспечение правильной точки смещения. Часто она может быть найдена экспериментально методом проб и ошибок.

В примерах расчета, приведенных в следующем разделе, класс работы определяется не точкой смещения, а глубиной обратной связи, т.е. транзистор вначале смещается в оптимальную рабочую точку, а затем обратной связью настраивается на требуемый класс работы.

На рис 8.2 приведены разновидности схемы генератора Колпитца на МОП транзисторе. Аналогично в данных схемах могут быть использованы биполярные транзисторы. В аппаратуре метрового и дециметрового диапазонов схемы Колпитца используются чаще, чем схемы Хэртли, вследствие механических трудностей выполнения отводов от высокочастотных катушек. Регулировка обратной связи в генераторе Колпитца осуществляется соотношением емкостей C' и C''.

В LC-генераторах радиочастотного диапазона для нормальной работы необходима резонансная цепь. Поэтому все сказанное в гл. 6 в отношении расчета таких цепей

применямо к резонансным цепям LC-генераторов. Знание материала гл. 6 может потребоваться и при использовании LC-генераторов в сочетании с умножителем частоты или усилителями мощности,

8.12 ПРОСТЕЙШИЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ КВАРЦЕВЫЙ ГЕНЕРАТОР

В таких схемах кварцевых генераторов, как генератор Пирса (рис. 8.3.), транзисторы весьма эффективны. Генератор Пирса очень распространен вследствие его простоты и минимального количества компонентов. Он не содержит LC-контуров для управления частотой, которая определяется только кварцем.

На частотах ниже 2 МГц параллельно кварцу может потребоваться включить емкостный делитель напряжения. Точка соединения конденсаторов такого делителя напряжения должна быть заземлена, вследствие чего падающие на конденсаторах напряжения оказываются сдвинутыми на 180°.

Частот аппаратуре связи требуется обеспечить работу кварца на частотах его гармоник. Две схемы рассчитанные на гармонические частоты приведены на рис. 8.4.

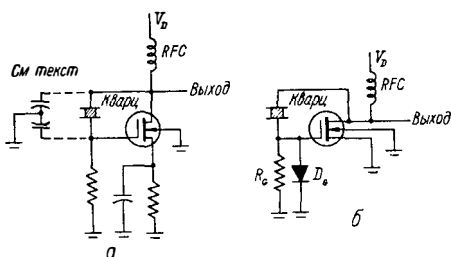


Рис. 8.3. Схемы автогенераторов Пирса на МОП-транзисторах

рис. 8.4. Дополнительная цепь обратной связи для обеспечения работы кварца на высших гармониках получается с помощью емкостного делителя используемого для шунтирования LC контура. Большинство кварцев на третьей гармонике работает вполне удовлетворительно и без этой дополнительной обратной связи, но для пятой и седьмой гармоник такая обратная связь является необходимой. LC контур в схемах на рис. 8.4 зашунтирован не полностью и выделяющееся на нем напряжение способствует гене-

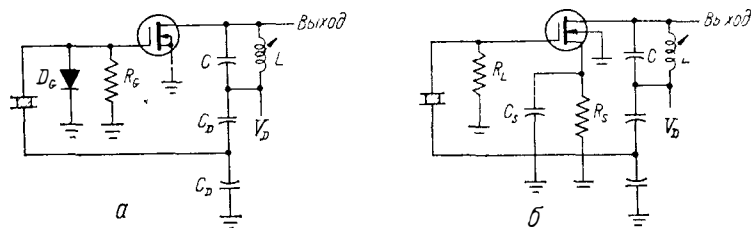


Рис. 8.4. Кварцевые генераторы на МОП-транзисторах, работающие на высших гармониках

рации. В обеих схемах кварцы подключены в точку соединения конденсаторов C_D и C_D'' , соотношение емкостей которых должно быть приблизительно равно 1 : 3.

Схема на рис. 8.5 хорошо работает на низких частотах. Кварц включен в цепь обратной связи между истоками двух транзисторов и работает в режиме последовательного резонанса. Конденсатор C_2 служит для точной подстройки частоты генерации. С уменьшением емкости C_2 частота несколько увеличивается.

Частота транзисторных кварцевых генераторов, работающих на основной гармонике, практически не превышает 25 МГц. В диапазоне частот 20...60 МГц используется третья гармоника кварца, для частот 60...120 МГц — пятая гармоника, а для

частот более 120 МГц — седьмая. Обычно частота 150 МГц является верхней границей для транзисторных кварцевых генераторов. Для более высоких частот используются умножители частоты.

В большинстве транзисторных схем кварцы используются на частоте последовательного резонанса. На высоких частотах, где может быть использована пятая или седьмая гармоника (порядка 115...125 МГц), выходные мощности для любых кварцев приблизительно одинаковы. Но на частоте седьмой гармонике возникают дополнительные трудности: настройка схемы более критична и проявляется тенденция к переходу частоты генерации на пятую гармонику.

Обычно резонансный контур генератора настраивают на частоту гармоник кварца. Лучше, когда реактивные элементы резонансного контура и кварца образуют между входом и выходом транзистора связь, обеспечивающую необходимый сдвиг фазы. Функция кварца состоит в обеспечении значительного изменения фазового сдвига, обусловленного его реактивностью, при весьма малых изменениях частоты. Для сохранения петлевого фазового сдвига, равного 360°, изменения реактивностей схемы могут быть скомпенсированы при ничтожно малых изменениях частоты благодаря чрезвычайно высокой добротности кварца и обычно хорошему температурной стабильности. Если необходима высокая стабильность, кварц нужно помещать в термостат. Кварц снижает КПД генератора из-за потерь в кристалле. Эти потери представлены последовательным активным сопротивлением. Обычно оно имеет значение 20...100 Ом. КПД генератора можно увеличить путем уменьшения токов сигнала во всех активных компонентах. Для этого обычно последовательно с электродами транзистора включают высокочастотные дроссели (RFC), величины индуктивностей которых определяются частотой, как показано в примерах расчетов в последующих параграфах данного раздела.

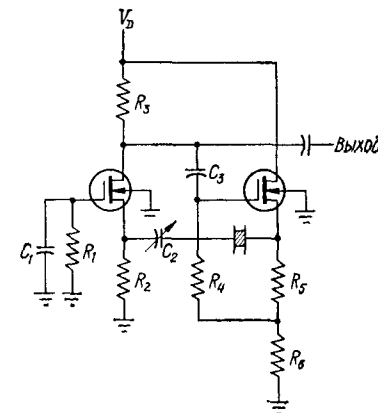


Рис. 8.5. Низкочастотный кварцевый автогенератор на МОП-транзисторах

8.13 РАСЧЕТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА

При расчете стабильного транзисторного генератора необходимо рассмотреть много факторов. Вообще говоря, все требования для генератора на электронной лампе относятся и к транзисторным генераторам. Например, частотоопределяющие компоненты должны быть термостабильными, а механические перемещения отдельных компонентов должны быть исключены.

В схемах на рис. 8.1...8.4 показаны два способа задания смещения. Один из них предполагает использование зашунтированного конденсатором резистора в цепи истока, а другой — резистора с диодом в цепи затвора. И хотя в данных схемах использованы МОП-транзисторы, расчетные соотношения для биполярных и полевых транзисторов с p-n-переходом оказываются аналогичными. В последующих замечаниях и графиках будет показано влияние двух способов смещения на параметры схем.

На рис. 8.6 приведен график зависимости стабильности частоты от напряжения стокового питания для случая смещения с помощью истокового резистора. На рис. 8.7 приведена та же зависимость для схемы с резистором и диодом в цепи затвора. Из графиков ясно видно влияние различной глубины обратной связи на стабильность генератора. Отметим, что минимальный практический уровень сигнала обратной

связи составит 10%. При любом способе смещения наилучший уровень сигнала обратной связи равен примерно 15%, а уровень более, чем 30% требуется весьма редко. Здесь проценты показывают величину сигнала обратной связи по отношению к выходному напряжению

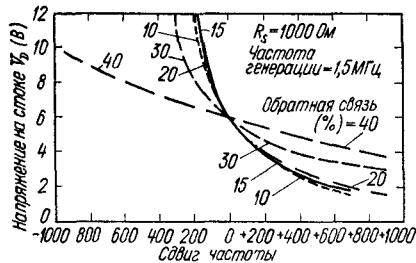


Рис 86 Зависимость стабильности частоты от напряжения на стоке для схем с истоковым смещением (RCA)

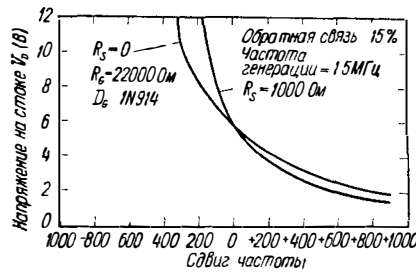


Рис 88 Сопоставление зависимостей стабильности частоты от напряжения питания для схем со смещением резистором в цепи истока, а также резистором и диодом в цепи затвора (RCA)

На рис 8 8 другой график зависимости стабильности частоты иллюстрирует свойства схем с двумя различными способами смещения при уровне сигнала обратной связи 15%. При нормальных условиях работы смещение истоковым сопротивлением имеет некоторое преимущество перед смещением резистором и диодом в цепи затвора. Если, однако, важное значение имеет стабилизация выходного напряжения, способ смещения резистором и диодом в цепи затвора является наилучшим. Это видно из графиков зависимости выходного напряжения от напряжения питания, приведенных на рис 8 9 для обоих способов смещения.

На рис 8 10 и 8 11 показано, как нагрузка генератора воздействует на частоту. Следует отметить, что генератор с компонентами смещения в цепи истока сохраняет работоспособность при меньших уровнях нагрузки, чем схема с компонентами смещения в цепи затвора.

На рис 8 12 приведены графики зависимости частоты генерации от сопротивления нагрузки для обоих способов смещения при уровне обратной связи 15%. Из графиков видно, что при такой обратной связи изменение частоты генерации весьма мало.

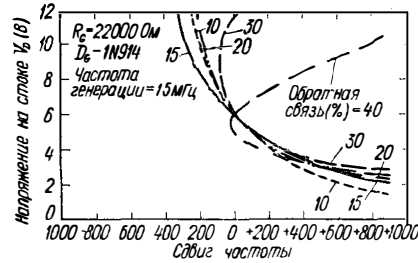


Рис 87 Зависимость стабильности частоты от напряжения на стоке для схем со смещением затвора посредством резистора и диода (RCA)

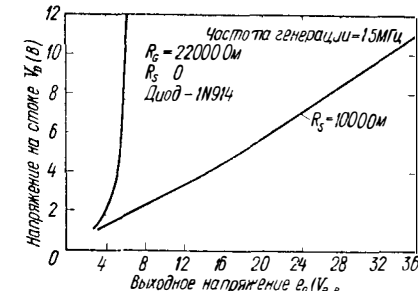


Рис 89 Зависимость выходного напряжения от напряжения стокового питания для схем со смещением резистором в цепи истока и резистором с диодом в цепи затвора (RCA)

Все характеристики, приведенные на рис 8 6 8 12, были сняты на частоте 1,5 МГц с использованием переменного конденсатора C емкостью 2 пФ на 1 м длины волны. При необходимости увеличения рабочей частоты генератора до частот метрового и дециметрового диапазонов следует увеличить также уровень сигнала обратной связи.

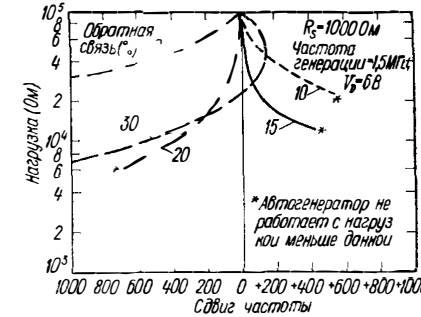


Рис 810 Зависимость сдвига частоты от нагрузки для схемы с автосмещением истоковым резистором (RCA)

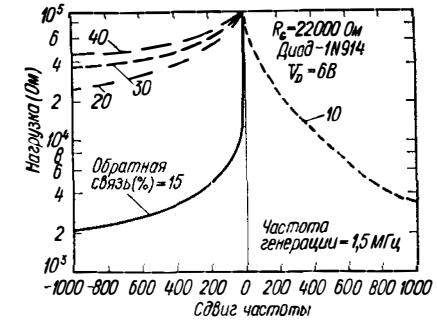
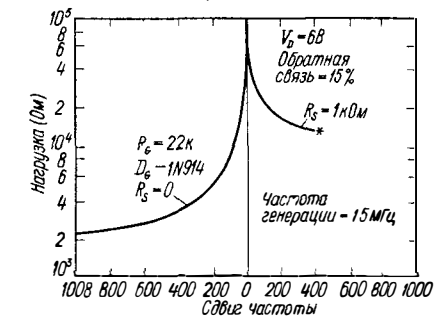


Рис 811 Зависимость сдвига частоты от нагрузки для схемы со смещением резистором и диодом в цепи затвора (RCA)

Рис 812 Сравнение кривых зависимости сдвига частоты от величины нагрузки для обоих методов смещения (При сопротивлении нагрузки меньшем отмеченного схема не генерирует) (RCA)



для компенсации влияния дополнительной нагрузки. Уровень сигнала обратной связи необходимо увеличить и в том случае, если сопротивление цепи настройки становится емкостным вследствие самопроизвольного увеличения емкости подстроечного конденсатора.

814 ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА КВАРЦЕВОГО ГЕНЕРАТОРА

Рабочая схема генератора с кварцевой стабилизацией частоты приведена на рис 8 13. Схема представляет собой один из многих вариантов генератора Колпитца, но частота выходного сигнала фиксируется и стабилизируется с помощью кварца. Схема может быть использована для широкого диапазона изменения индуктивности L_1 (которая настраивается перемещением сердечника).

Для обеспечения максимального КПД резонансный контур (C_1, C_2, L_1 и выходная емкость транзистора) должен быть настроен на ту же частоту, что и кварц. Если снижение КПД допустимо, то резонансный контур может быть настроен на частоту, кратную частоте кварца. Не следует, однако, настраивать резонансную цепь на частоту выше четвертой гармоники основной частоты кварца.

Цель смещения. Компоненты цепи смещения R_1 , R_2 и R_3 выбираются из условия обеспечения заданного тока покоя. Цепь смещения рассчитывается и настраивается так же, как для обычной рабочей точки усилителя, даже если усилитель никогда не будет в этой рабочей точке. Сигнал обратной связи всегда присутствует на входе, поэтому транзистор постоянно находится в режиме колебаний

В случае использования униполярных транзисторов и высоких требований к температурной стабильности должен быть выбран ток стока I_D , соответствующий

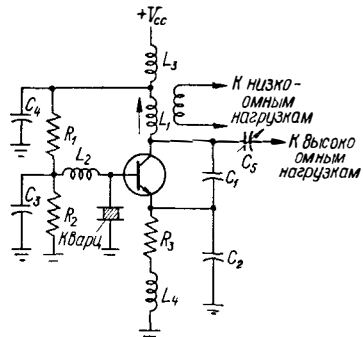


Рис 8 13 Практическая схема кварцевого автогенератора

нулевому температурному коэффициенту. При любых транзисторах ток через них должен обеспечивать требуемую выходную мощность. При правильном соотношении смещения и обратной связи выходная мощность генератора составляет приблизительно 0,3 мощности, потребляемой от источника питания

Обычно падение напряжения на L_1 и L_3 весьма мало, поэтому коллекторное (или стоковое) напряжение равно напряжению питания. Следовательно для нахождения величины необходимого тока при заданном напряжении питания и выходной мощности необходимо значение выходной мощности разделить на 0,3 и на величину напряжения питания

Сигнал обратной связи Выходной сигнал появляется на коллекторе или стоке транзистора. При правильном соотношении цепей смещения и обратной связи напряжение выходного сигнала и обратной связи напряжения выходного сигнала

составляет около 90% напряжения питания. Глубина обратной связи определяется соотношением емкостей C_1 и C_2 . Например, если они равны, то сигнал обратной связи равен половине выходного сигнала. Если емкость конденсатора C_2 в три раза больше емкости конденсатора C_1 , то сигнал обратной связи составляет приблизительно 0,25 напряжения выходного сигнала. Может возникнуть необходимость изменить величину C_1 по отношению к C_2 для того, чтобы установить более подходящее соотношение параметров цепи смещения и обратной связи. Например, если емкость C_2 уменьшать, то глубина обратной связи будет возрастать и генератор будет работать в режиме, близком к классу С. С увеличением значения C_2 при постоянной емкости C_1 глубина обратной связи уменьшается и режим работы генератора приближается к классу А. Необходимо помнить, что любое изменение C_2 (или C_1) приводит к изменению частоты генерации. Следовательно, при изменении отношения C_2/C_1 по-видимому необходимо изменять значение индуктивности L_1 .

В качестве первого приближения можно считать, что сигнал обратной связи должен быть равен или больше напряжения отсечки транзистора. При нормальных условиях такой сигнал будет достаточен для преодоления фиксированного (устанавливаемого резисторами R_1 и R_2) и переменного (резистор R_3) смещения. Как показано на рис 8 6 . 8 12, величина сигнала обратной связи обычно лежит в пределах 10 . 40%, а при условии наилучшей стабильности — в пределах 15 . 25% напряжения выходного сигнала

Частота генерации схемы определяется резонансной частотой контура, в который входят L_1 , C_1 и C_2 , а также частотой кварца. Заметим, что конденсаторы C_1 и C_2 включены последовательно, поэтому общая емкость должна быть найдена с помощью соответствующего соотношения. Необходимо также учитывать, что выходная емкость транзистора складывается с емкостью C_1 . На низких частотах выходной емкостью можно пренебречь, поскольку ее величина пренебрежимо мала по сравнению с типичными значениями емкости C_1 . На высоких частотах значения емкости C_1 меньше, поэтому выходная емкость транзистора имеет большое значение.

Например, если выходная емкость равна 5 пФ, а для интересующей частоты необходима емкость C_1 , равная 1000 пФ или более, влияние выходной емкости незна-

чительно. Если же значение емкости C_1 уменьшается до 5 пФ, то вместе с параллельной ей выходной емкостью транзистора они образуют общую емкость, равную 10 пФ, т. е. выходная емкость должна быть учтена в расчете частоты резонанса.

Выходная емкость транзистора не всегда приводится в паспортах на приборы. Емкость, представляющая выходную емкость транзистора (между истоком и стоком для униполярных и между коллектором и эмиттером для биполярных транзисторов), состоит из собственно выходной емкости и емкости обратной связи. Последней, однако, в силу ее малости по сравнению с выходной емкостью транзистора обычно пренебрегают

Если выходная емкость транзистора не приведена в паспорте, то ее можно приблизительно вычислить по известной выходной проводимости y_{OS} . Мнимая часть выходной проводимости b_{OS} или b_{22} представляет реактивную проводимость, которой соответствует реактивное сопротивление. Таким образом, для нахождения реактивного сопротивления между выходными контактами транзистора на указанной в паспорте частоте, нужно единицу разделить на b_{OS} . Затем находят значение емкости, имеющей такое сопротивление на оговоренной частоте, используя выражение

$$C = \frac{1}{6,28 \times F \times X_C}$$

где C — емкость, F — частота, а X_C — емкостное сопротивление, найденное как величина, обратная b_{OS}

Разумеется, при этом предполагается, что проводимость имеет чисто емкостный характер и что емкость остается постоянной для всех частот (по крайней мере значения для приведенной в паспорте и рассчитываемой частот)

Конденсатор C_1 может быть переменным, но обычно проще сделать переменную катушку индуктивности, поскольку диапазон перестройки генераторов с кварцевой стабилизацией частоты весьма мал

Значение емкости C_2 обычно в три раза больше, чем емкости C_1 (или суммы емкостей C_1 и выходной емкости транзистора, где это имеет смысл). Таким образом, напряжение обратной связи (поступающее на исток или эмиттер транзистора) составляет приблизительно 0,25 общего напряжения выходного сигнала (или около 0,2 напряжения питания при правильном соотношении обратной связи и смещения)

Резонансная цепь. Для обеспечения требуемой частоты может быть использовано сочетание любого количества катушек индуктивности и конденсаторов, т. е. катушка может быть выполнена очень большой или очень малой для соответствующих значений емкостей конденсаторов. Часто на резонансные цепи накладываются практические ограничения (такие, как параметры имеющихся готовых катушек переменной индуктивности)

Если нет специфических ограничений ориентировочное значение емкости выбирают из расчета 2 пФ на 1 м длины волны. Например, если частота равна 30 МГц, то длина волны равна 10 м, и емкость должна быть равна 20 пФ. Длину волны в метрах находят из выражения

$$\text{Длина волны} = \frac{300}{\text{частота (МГц)}}$$

На частотах ниже 1 . 5 МГц выбор емкости из расчета 2 пФ на 1 м длины волны может привести к необходимости использования очень больших катушек индуктивности. В этом случае емкость можно выбирать из расчета 20 пФ на 1 м длины волны

Величина индуктивности L выбирается из условия обеспечения требуемой частоты с помощью выражения

$$L (\text{мкГн}) = \frac{2,53 \times 10^4}{[F (\text{МГц})]^2 \times C (\text{пФ})}$$

Другой метод нахождения реальных значений компонентов резонансной цепи состоит в применении катушек индуктивности, имеющих на рабочей частоте реактив-

ное сопротивление 80...100 Ом. Это приближение особенно полезно для низких частот (ниже 1 МГц).

Выходная цепь. Выходной сигнал для следующего каскада может быть снят с катушки индуктивности L_1 с помощью выходной обмотки (для низкоомных нагрузок) или конденсатора связи (для высокоомных нагрузок). Обычно более удобна выходная цепь с конденсатором связи C_5 , который можно взять переменным. Это дает возможность подключать генератор к переменной нагрузке (изменяющей сопротивление с изменением частоты).

Кварц должен, разумеется, иметь резонанс на требуемой рабочей частоте или частоте, меньшей в целое число раз, если в схеме используется умножитель частоты. Заметим, что КПД генератора в случае использования умножителя частоты уменьшается. Кварц должен выдерживать суммарное напряжение постоянного уровня и сигнала на входе транзистора (базе или затворе). Как правило, кварц должен выдерживать все напряжение источника питания, даже если он никогда не будет работать при этих уровнях.

Шунтирующий и разделительный конденсаторы. Величина емкости шунтирующих конденсаторов C_3 и C_4 должна быть такой, чтобы емкостное сопротивление их на рабочей частоте кварца не превышало 5 Ом. Допустимо и большее сопротивление (200 Ом), но вследствие малой мощности сигнала с кварца предпочтительнее низкое реактивное сопротивление.

Величина емкости C_5 должна быть равна сумме выходной емкости транзистора и емкости C_1 . Если конденсатор C_5 является переменным, то среднее значение его емкости должно быть равно указанной сумме емкостей.

Высокочастотные дроссели. Величина индуктивности дросселей L_2 , L_3 и L_4 должна быть такой, чтобы их реактивное сопротивление на рабочей частоте находилось в пределах 1-3 кОм. Допустимый ток дросселей должен быть больше (по крайней мере на 10%), чем максимально возможный постоянный ток. Следует заметить, что большое реактивное сопротивление требуется на рабочей частоте. Но на высоких частотах это может привести к большому падению напряжения на дросселях, имеющих большую индуктивность, или к дросселям слишком больших размеров.

Пример расчета кварцевого генератора. Пусть схема на рис. 8.13 должна генерировать сигнал с частотой 50 МГц. Настройка должна осуществляться катушкой индуктивности L_1 . Напряжение питания 30 В. Кварц должен выдерживать напряжение 30 В и работать с заданной точностью на частоте 50 МГц. Транзистор имеет выходную емкость 3 пФ и допускает напряжение 30 В. Требуемая выходная мощность 40 мВт.

Напряжение на стоке или коллекторе равно 30 В (если пренебречь малыми падениями напряжения на индуктивностях L_1 и L_3). Значения сопротивлений R_1 , R_2 и R_3 должны быть выбраны так, чтобы через транзистор протекал ток, обеспечивающий выходную мощность 40 мВт при стоковом (коллекторном) напряжении 30 В. Приняв выходную мощность, равной 45 мВт, и разделив ее на 0,3, получим входную мощность (она же общая рассеиваемая мощность), равную 150 мВт. Нужно удостовериться, что транзистор допускает рассеивание мощности 150 мВт при максимальной рабочей температуре.

Пусть, например, допустимая рассеиваемая на транзисторе мощность при температуре 25°С равна 330 мВт, максимально допустимая температура составляет 175°С, а уменьшение допустимой мощности при температурах выше 25°С равно 2 мВт/°С. Если транзистор работает при 100°С, то допустимая мощность уменьшается на $2 \times 75 = 150$ мВт и составляет $330 - 150 = 180$ мВт. В этом случае рассеивание на транзисторе входной мощности 150 мВт безопасно.

Для данной входной мощности и при напряжении на стоке (коллекторе), равном 30 В, ток должен быть равен $150 \text{ (мВт)} / 30 \text{ (В)} = 5 \text{ мА}$.

При питающем напряжении 30 В напряжение выходного сигнала должно быть равно $30 \times 0,8 = 24 \text{ В}$. Разумеется, оно зависит от соотношения компонентов цепей смещения и обратной связи.

Ориентировочно выберем значение емкости C_2 втрое больше, чем C_1 плюс выходная емкость. При таком их соотношении сигнал обратной связи составляет 25%

от выходного напряжения, или $24 \times 0,25 = 6 \text{ В}$. Учитывая, что к цепи смещения приложено постоянное напряжение и сигнал обратной связи, можно ожидать, что напряжение обратной связи 6 В будет слишком большим, но в первом приближении оно приемлемо.

Для реальных значений индуктивности L и емкости C резонансного контура выберем емкость C_1 из расчета 2 пФ на 1 м длины волны. Длина волны равна $300/50 \text{ (МГц)} = 6 \text{ м}$, а емкость $C_1 = 2 \times 6 = 12 \text{ пФ}$.

Совместно с выходной емкостью транзистора 3 пФ образуется емкость $12 + 3 = 15 \text{ пФ}$. Тогда емкость C_2 равна $15 \times 3 = 45 \text{ пФ}$.

Величина общей емкости, параллельной L_1 , равна $\frac{1}{1/15 + 1/45} = 12 \text{ пФ}$.

Для этой емкости и частоты резонанса 50 МГц значение индуктивности

$$L_1 = \frac{2,53 \times 10^4}{(50)^2 \times 12} = 0,84 \text{ мкГн}$$

Для удобства катушка индуктивности должна перестраиваться от 0,5 до 1 мкГн. Необходимо помнить, что неправильно выбранное соотношение компонентов цепей смещения и обратной связи обуславливает искажения формы сигнала, уменьшение выходной мощности или и то и другое одновременно. Критерием правильности выбора рабочей точки является хорошая форма сигнала на рабочей частоте и стабильность частоты при требуемой выходной мощности.

Величины емкости конденсаторов C_3 и C_4 должны быть равны $1/(6,28 \times 50 \cdot 10^6 \times 5)$, или 630 пФ. Несколько большая емкость (скажем, 1000 пФ) гарантирует реактивное сопротивление, меньше, чем 5 Ом, на рабочей частоте.

Значения индуктивностей L_2 , L_3 и L_4 должны быть равны $2000/(6,28 \times 50 \cdot 10^6)$ или 6,3 мкГн. Любые значения индуктивностей между 3 и 9 мкГн вполне подойдут для схемы. Лучшей проверкой правильности выбора индуктивностей дросселей в генераторе является измерение в шине питания высокочастотной составляющей напряжения при работающем генераторе. Высокочастотной составляющей не должно быть либо она должна составлять доли вольта (обычно несколько микровольт для типичного транзисторного генератора). Если сигнала ВЧ в шине питания нет, то реактивное сопротивление достаточно велико. Затем нужно измерить падение напряжения на дросселе на постоянном токе. Оно также должно составлять доли вольта (микровольты).

8.15 ПРАКТИЧЕСКАЯ СХЕМА ГЕНЕРАТОРА С ПЕРЕСТРОЙКОЙ ЧАСТОТЫ

На рис. 8.14 приведена рабочая схема генератора, допускающего перестройку частоты. Это также один из многих вариантов генератора Колпитца. В данном случае выбрана схема, обладающая наилучшей стабильностью до частот порядка 0,5 МГц. Генерация поддерживается благодаря обратной связи между точкой соединения конденсаторов C_1 и C_2 и истоком (эмиттером) транзистора (как и в случае кварцевого генератора).

Особенности расчета. Все соображения по расчету кварцевых генераторов (разд. 8.13) с некоторыми оговорками остаются в силе для генератора с перестройкой частоты.

Обычно для настройки на данную частоту используется конденсатор переменной емкости C_1 , но в случае необходимости переменной может быть и индуктивность L_1 .

Значения емкостей шунтирующих конденсаторов C_3 , C_4 и C_5 (если используется), а также емкости конденсатора связи должны быть такими, чтобы их реактивное сопротивление не превышало 200 Ом на минимальной рабочей частоте (при максимальной емкости C_1). Заметим, что емкость C_4 и выходную емкость транзистора можно добавить

к емкости C_1 . Это может несколько уменьшить резонансную частоту, вычисленную для значений L_1 , C_1 и C_2 . Но поскольку емкость C_1 является переменной, существенного значения для настройки на требуемую частоту это не имеет.

Пример расчета генератора с перестройкой частоты. Допустим, схема на рис. 8.14 должна перестраиваться в диапазоне частот от 10 до 60 кГц. Напряжение питания 30 В, т. е. транзистор работает при напряжении около 30 В (падением напряжения на L_2 можно пренебречь). Значения сопротивлений R_1 , R_2 и R_3 выбирают из условия обеспечения требуемого тока в рабочей точке. Предположим, что выходная емкость транзистора пренебрежимо мала (по сравнению с C_1) на рабочей частоте. Это характерно для низких частот (10... 60 кГц).

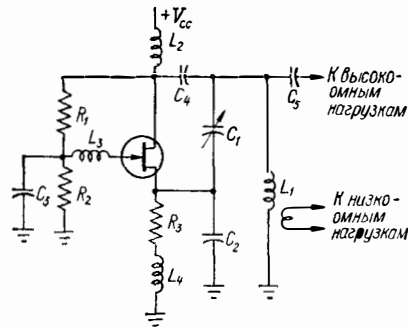


Рис. 8.14. Практическая схема автогенератора с изменяемой частотой

При напряжении питания 30 В выходной сигнал составит приблизительно 24 В ($30 \times 0,8 = 24$ В). Это зависит, конечно, от соотношения компонентов цепей смещения и обратной связи.

Допустим, максимальный сигнал обратной связи V_F равен 6 В или более. Если емкость C_2 взять втрое большей, чем C_1 , сигнал обратной связи и будет равным 6 В ($24 \times 0,25 = 6$ В). С учетом величины постоянного и переменного напряжений смещения, обусловленных цепью смещения, напряжение обратной связи может быть и больше. Но напряжение 6 В в первом приближения вполне приемлемо.

Чтобы получить реализуемые значения индуктивностей L и емкостей C , положим, что реактивное сопротивление индуктивности L_1 на рабочей частоте должно быть в пределах от 80 до 100 Ом. Пусть в порядке первого приближения оно равно 100 Ом. Тогда для нижней граничной частоты 10 кГц индуктивность L_1 должна быть равна $100 / (6,28 \times 10 \times 10^3)$, или приблизительно 2 мГн. При такой индуктивности на нижней граничной частоте 10 кГц общая емкость конденсаторов C_1 и C_2 (при максимальном значении C_1) должна быть равной $(2,54 \times 10^4) / (10^2 \times 2000)$, или около 0,12 мкФ.

Если выходное напряжение равно 24 В, а напряжение обратной связи 6 В, то величина емкости C_1 будет равна $0,12 (6 + 24) / 24$, или 0,15 мкФ, а величина емкости равна $0,15 \times 3 = 0,45$ мкФ, которую округлим до 0,5 мкФ.

Минимальные значения емкостей C_3 , C_4 и C_5 (если используется) должны быть равны $1 / (6,28 \times 10 \times 10^3 \times 200)$, или около 0,08 мкФ. Несколько большая величина емкостей (скажем, 0,1 мкФ) гарантирует, что их реактивное сопротивление на самой низкой рабочей частоте будет меньше 200 Ом.

Величины индуктивностей L_2 , L_3 , L_4 должны быть равными $2000 / (6,28 \times 10 \times 10^3)$, или около 30 мГн. При небольших протекающих токах, падение напряжения на дросселях 30 мГн должно быть минимальным.

8.2. RC-ГЕНЕРАТОРЫ

RC-генераторами называют схемы, в которых частотоподающими компонентами являются резисторы и конденсаторы. На рис. 8.15 приведена схема RC-генератора на биполярном транзисторе. В схеме может быть

использован и униполярный транзистор, но, как показано в последующих параграфах этого раздела, использование МОП-транзисторов дает особые преимущества в определенных схемах RC-генераторов. Простейший релаксационный генератор на однопереходном транзисторе, описанный в разд. 8.4, в некотором роде также является RC-генератором. Но он генерирует не синусоидальный сигнал, как описанные здесь генераторы на биполярном или униполярном транзисторе.

RC-генераторы находят широкое применение на звуковых частотах вместо LC-генераторов, описанных в разд. 8.1 RC-генераторы исключают использование индуктивностей, которые в диапазоне звуковых частот

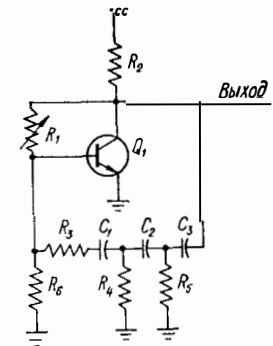


Рис. 8.15. Практическая схема RC-генератора

$U_{\text{ВЫХ}} = 0,3V_{CC}$ частота генерации $F = (18RC)^{-1}$, где $R = R_1 = R_4 = R_5$ и $C = C_1 = C_2 = C_3$, $R_1 = 500$ кОм, $R \leq 10$ кОм, $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_2$

непрактичны. RC-генераторы обеспечивают хорошую форму выходного сигнала, поскольку обычно они работают в режиме класса А.

Обратная связь в генераторах принципиально необходима. В схеме на рис. 8.15 сигнал с коллектора подается обратно на базу через трехзвенную RC-цепь. Постоянная времени RC-цепи определяет частоту выходного сигнала генератора. Каждое из трех RC-звеньев сдвигает фазу приблизительно на 60° , обуславливая результирующий сдвиг фазы, равный 180°

8.2.1 РАСЧЕТ RC ГЕНЕРАТОРОВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Помимо общих положений расчета генераторов, приведенных в разд. 8.1, необходимо рассмотреть некоторые специфические вопросы.

Выходная мощность. RC-генераторы обладают меньшим КПД, чем LC-генераторы, поскольку генераторы RC-типа работают в режиме класса А. Кроме того, в RC-цепях теряется значительная мощность. Поэтому КПД RC-генераторов обычно не превышает 30%. Вообще говоря, основным рассчитываемым параметром RC-генераторов является выходное напряжение, а не мощность. Напряжение выходного сигнала обычно составляет около 30% напряжения питания. Следовательно, предельно допустимое напряжение коллектор-эмиттер транзистора ограничивает сверху выходное напряжение.

Требования к смещению. Как и любой генератор, RC-генераторы фактически не имеют рабочей точки, поскольку благодаря сигналу обратной связи они постоянно находятся в динамическом режиме. Это не вносит трудностей в расчет RC-генераторов, так как в режиме класса А через транзистор постоянно протекает некоторый ток. Ориентировочно цепи смещения должны обеспечить коллекторное напряжение, равное половине напряжения питания при среднем значении коллекторного тока (в середине диапазона изменения тока между максимумом и минимумом).

Эмиттерный резистор необязателен, поскольку некоторое обратное смещение обеспечивается сигналом обратной связи в каждом полупериоде. Необходимое напряжение на базе устанавливается резистором R_1 , сопротивление которого обычно велико (0,25...0,5 Мом), так как ток базы равен 0,1 мА или менее.

Частота выходного сигнала генератора определяется постоянными времени RC-цепей. Для упрощения проектирования все три RC-цепочки состоят из одинаковых компонентов. Таким образом, частота выходного сигнала равна приблизительно

1/3 величины $1/(6,28 RC)$, или $1/(18 RC)$. Более точно частоту вычислить практически невозможно, поскольку на RC -цепь оказывают влияние сопротивление и емкости транзистора. Но соотношение для частоты $1/(18 RC)$ в первом приближении вполне удовлетворительно.

В случае необходимости изменения частоты сигнала могут быть использованы переменные резисторы R или конденсаторы C , но чаще на практике переменными берут готовые трехсекционные блоки конденсаторов. Значения резисторов RC -цепи обычно не должны превышать 10 кОм. При таких значениях резисторов самая низкая звуковая частота (около 1 Гц) может быть получена при значениях емкостей менее 6 мкФ.

Выбор транзистора. Транзистор должен обеспечить режим генерации на требуемой частоте. Выбор такого транзистора не представляет труда, так как большинство RC -генераторов используются на частотах ниже 100 кГц (даже ниже 20 кГц). Но на рабочей частоте транзистор должен иметь коэффициент усиления порядка 60 для обеспечения компенсации потерь, вносимых RC цепью.

Существует взаимосвязь между требуемым коэффициентом усиления транзистора по току и сопротивлением коллекторного резистора R_2 . Если сопротивления R_3, R_4, R_5 одинаковы и равны R_2 , то требуемый коэффициент усиления транзистора равен 60. Если же сопротивление R_2 выбрать вдвое большим, то минимальный допустимый коэффициент усиления снижается до 45. Но при этом уменьшается коллекторное напряжение, соответствующее рабочей точке, а значит уменьшается и амплитуда выходного сигнала.

Если транзистор обеспечивает слишком большое усиление, в схему может быть добавлен резистор R_6 , как показано на рис 8 15. В качестве первого приближения сопротивление R_6 следует выбрать равным сопротивлению R_2 .

8 22 ПРИМЕР РАСЧЕТА RC ГЕНЕРАТОРА НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Пусть схема (рис 8 15) должна генерировать сигнал с частотой 60 Гц и напряжением 6 В. Выбранный транзистор обеспечивает режим генерации во всем диапазоне звуковых частот.

Для выходного сигнала 6 В требуется напряжение питания 6 0,3, или 20 В. Значения сопротивлений R_3, R_4 и R_5 должны быть не более 10 кОм и желательно вдвое меньше. Выбираем стандартные значения 4,7 кОм с допуском $\pm 10\%$.

Для данных резисторов RC -цепи величина емкости конденсаторов C_1, C_2 и C_3 определится как $1/(18 \times 4700 \times 60)$, или около 0,2 мкФ. Значение коллекторного сопротивления R_2 должно находиться между 4,7 и 14 кОм. Выбираем среднее значение между двумя граничными и примем сопротивление R_2 , равным 10 кОм.

При напряжении питания 20 В в рабочей точке на коллекторе должно быть напряжение 10 В, а ток коллектора должен быть равен $10/10^4$, или 1 мА.

Величина сопротивления R_1 должна быть подстроена так, чтобы обеспечить постоянное напряжение и ток рабочей точки. Затем необходимо измерить напряжение выходного сигнала.

Если коэффициент усиления транзистора известен, то величину сопротивления R_1 можно приближенно вычислить. Например, если коэффициент усиления равен 50, то ток базы равен $1 \text{ мА}/50 = 20 \text{ мкА}$, а сопротивление $R_1 = 20 \text{ В}$ (напряжение питания)/20 мкА (ток базы), или $R_1 = 100 \text{ кОм}$.

На практике резистор R_1 целесообразно брать переменным (например, 500 кОм). Это дает возможность подстройки выходного напряжения по величине или форме сигнала.

При настройке схемы может потребоваться корректировка значений сопротивлений R_1 и R_2 . Если искажена форма сигнала или режим генерации нестабилен, следует изменить смещение регулировкой резистора R_1 . Если же форма сигнала и режим генерации удовлетворительны, но амплитуда выходного сигнала мала или велика, следует изменить величину сопротивления R_2 .

Для регулировки частоты следует изменить величины емкостей конденсаторов или сопротивлений резисторов цепи обратной связи. Обычно это реализуется без труда в генераторах с регулировкой частоты, в которых используются конденсаторы переменной емкости. Исключение составляют схемы, в которых верхняя или нижняя граничная частоты не могут быть достигнуты за счет регулировки конденсатора. Сложнее корректировать частоту в схемах генераторов, рассчитанных на фиксированную частоту. В этом случае для подстройки частоты можно изменить компоненты одного RC звена (например, одно из сопротивлений R_3, R_4 или R_5). Однако, это может вызвать искажение сигнала либо вследствие изменения общего сдвига фазы режим колебаний может стать нестабильным.

8 23 РАСЧЕТ RC ГЕНЕРАТОРА С ДВОИНЫМ Т-ОБРАЗНЫМ МОСТОМ

Схема RC генератора на биполярных транзисторах с двойным Т-образным мостом приведена на рис 8 16. Схемы такого типа находят применение в диапазоне звуковых частот в случае, когда требуется высокая стабильность колебаний на фиксированной частоте. Помимо общих замечаний по расчету приведенных в разд 8 1, необходимо рассмотреть некоторые особенности.

Выходная мощность. КПД RC генераторов с двойным Т-образным мостом обычно не превышает 30%, а на протяжении выходного сигнала не превышает 30% напряжения питания. Сте-

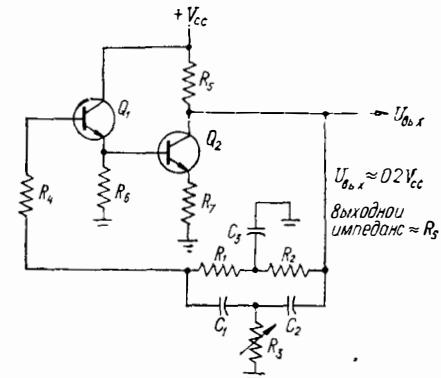


Рис 8 16 Практическая схема RC -генератора с двойным Т-образным мостом

$$U_{\text{вых}} \approx 0,2 U_{\text{cc}} \quad \text{частота генерации } F = \frac{1}{(RC)^{-1}} \quad R = R_1 = R_2 = 2R_3 = 0,5R_4$$

$$C = C_1 = C_2 = 0,5C_3 \quad R_6 \approx 60R \quad R_0 \approx 10R \quad R_7 = 50 \quad 100 \text{ Ом} \quad R = 1000R$$

$$C_1 = C_2 = (5RF)^{-1} \quad R_{\text{вых}} \approx R$$

ательно, максимум выходного напряжения устанавливается предельно допустимым напряжением коллектор эмиттер для данного транзистора или имеющимся источником питания.

Требования к смещению. Оба транзистора должны быть смещены так, чтобы был обеспечен режим класса А. Это обеспечит хорошую форму сигнала. Базовое смещение транзистора Q_1 (эмиттерный повторитель, по напряжению не усиливает) осуществляется от источника питания через коллекторный резистор R_5 , резисторы цепи обратной связи R_1, R_2 и через резистор R_4 . Как правило, сопротивление резистора R_4 выбирают равным сумме сопротивлений R_1 и R_2 . Коллектор транзистора Q_1 подключен непосредственно к шине питания, а эмиттер — к базе транзистора Q_2 .

Базовый резистор R_6 должен быть приблизительно в 10 раз больше, чем R_7 . Транзистор Q_2 должен быть смещен в режим класса А, а его усиление должно быть достаточным для компенсации потерь в пассивных компонентах цепи обратной связи. Поэтому значение сопротивления R_5 должно быть приблизительно в 60 раз больше сопротивления R_7 , чтобы реализовать максимальное усиление. Для того, чтобы сопротивление R_5 было не слишком большим, значение сопротивления R_7 выбирают не более 100 Ом (обычно около 50 Ом).

Для обеспечения требуемой рабочей частоты могут быть использованы любые комбинации R и C . Но, поскольку резисторы R_1 и R_2 образуют часть цепи смещения,

расчет компонентов RC-цепи начинают с них. Ориентировочно значения сопротивлений R_1 и R_2 должны быть в 1000 раз больше, чем R_7 .

Частота выходного сигнала генератора определяется постоянной времени двойного T-образного моста. Эта цепь, по существу, является фильтром, который, будучи сбалансированным, имеет локальный минимум (нуль) на АЧХ на квазирезонансной частоте, равной $F = 1/(6,28RC)$. При незначительном уменьшении сопротивления R_3 от точки баланса выходной сигнал двойного T-образного моста мал и быстро изменяется по амплитуде и фазе по мере удаления от точки баланса. Если цепь обратной связи разбалансирована (нормальные условия генерации) резистором R_3 , то частота генерации приблизительно определяется соотношением $F \approx 1/(5RC)$.

Выбор транзисторов. Транзисторы должны обеспечить генерацию на требуемой частоте. Это не вызывает затруднений, поскольку большинство RC-генераторов работают на частотах ниже 100 кГц (обычно ниже 20 кГц). Если это удобно, оба транзистора Q_1 и Q_2 могут быть однотипными, но транзистор Q_2 должен иметь коэффициент усиления по току около 100 на рабочей частоте для того, чтобы компенсировать потери мощности в цепи обратной связи.

824 ПРИМЕР РАСЧЕТА RC ГЕНЕРАТОРА С ДВОЙНЫМ T ОБРАЗНЫМ МОСТОМ

Пусть схема, приведенная на рис 8 16, должна генерировать выходной сигнал на частоте 60 Гц. Транзисторы обеспечивают генерацию во всем звуковом диапазоне частот при полном напряжении питания.

Ключевой величиной расчета является сопротивление R_7 . Для того чтобы остальные резисторы имели приемлемые значения сопротивления, сопротивление R_7 должно быть меньше 100 Ом. Это обеспечит достаточную обратную связь для стабилизации как транзистора Q_1 , так и Q_2 . При больших значениях сопротивления R_7 отрицательная обратная связь становится настолько глубокой, что генерация срывается.

Если $R_7 = 51$ Ом (ближайшее стандартное значение от половины сопротивления 100 Ом), значения остальных сопротивлений равны $R_1 = R_2 = 51$ кОм, $R_3 = 25$ кОм (максимум), $R_4 = 100$ кОм, $R_5 = 3,3$ кОм и $R_6 = 510$ Ом.

Если R_1 и R_2 равны 51 кОм, то

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{5 \times 51 \cdot 10^3 \times 60} = 0,065 \text{ мкФ.}$$

Значение емкости $C_3 = C_1 \times 2 = 0,065 \times 2 = 0,13$ мкФ.

Критическим элементом этой схемы является переменный резистор R_3 . В процессе сборки макета генератора резистор R_3 должен быть всегда переменным, даже если значения остальных сопротивлений постоянны. Сопротивление R_3 нужно увеличивать до срыва генерации, затем его несколько уменьшить (расстроив при этом RC-фильтр), благодаря чему возрастает сигнал обратной связи и устанавливаются незатухающие колебания с частотой 60 Гц.

Для получения стабильной генерации необходимо сильно расстроить фильтр (изменяя сопротивление R_3 от значения, соответствующего срыву генерации), и общее усиление схемы оказывается слишком малым. Его можно увеличить до требуемого уровня путем увеличения сопротивления R_5 или уменьшения сопротивления R_4 или заменой транзистора на транзистор с большим коэффициентом усиления.

При правильно выбранном значении сопротивления R_3 генерация будет стабильной независимо от изменений (в разумных пределах) напряжения питания. Для приведенных значений компонентов допускается изменение питающего напряжения от 12 до 28 В без нарушения стабильности генерации. Выходное напряжение при этом, разумеется, будет изменяться соответственно изменениям напряжения питания.

Обычно выходное напряжение составляет приблизительно 0,2 напряжения питания. Но это отношение не остается постоянным, и при прочих равных условиях с ростом напряжения питания относительное напряжение выходного сигнала достигает 0,25.. 0,3.

825 РАСЧЕТ RC-ГЕНЕРАТОРА НА МОП ТРАНЗИСТОРАХ

На рис 8 17 приведена схема RC-генератора на МОП-транзисторах с фазосдвигающей цепью. МОП-транзисторы весьма удобны для RC схем, поскольку для межкаскадных связей не требуются конденсаторы (затвор МОП транзистора действует как конденсатор).

В RC-генераторах на МОП-транзисторах также используется принцип обратной связи. В схеме на рис 8 17 выход (сток) транзистора Q_1 через трехзвенную RC цепь подключен обратно к его затвору. Каждое звено сдвигает фазу сигнала на 60° , обуславливая результирующий фазовый сдвиг, между стоком и затвором, равный 180° . Так как сам транзистор нормально сдвигает фазу на 180° , то результирующий сдвиг фазы транзистором и RC цепью равен 360° , что соответствует необходимому для самовозбуждения условию баланса фаз. МОП транзистор Q_2 используется в качестве выходного усилителя.

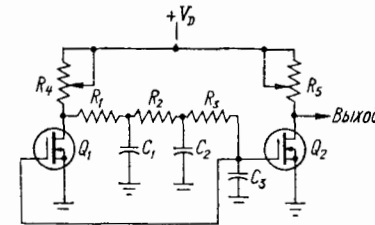


Рис 8 17 RC генератор с фазосдвигающей цепочкой

Требования к смещению. Поскольку оба МОП транзистора работают при нулевых токах затвора, потенциал стока в рабочей точке определяется падением напряжения на резисторах R_4 и R_5 при протекании токов I_{DSS} от источника напряжения $+V_D$. Резистор R_4 подстраивается так, чтобы обеспечить хорошую форму генерируемого сигнала. Резистор R_5 позволяет устанавливать необходимый размах выходного напряжения. Обычно рабочей точкой транзисторов Q_1 и Q_2 выбирается на уровне половины напряжения питания. Например, если ток стоков $I_{DSS} = 1$ мА и напряжение питания равно 30 В, то должно быть $R_4 = R_5 = 15$ кОм, чтобы на них падало напряжение около 15 В.

Частота выходного сигнала генератора определяется постоянной времени RC-цепи. Для упрощения проектирования все звенья RC цепи можно взять одинаковыми. Но при этом оказываются большими потери мощности. Каждое из трех RC звеньев представляет собой фильтр нижних частот. При трех идентичных RC-звеньях фазосдвигающая цепь обуславливает затухание сигнала 15 дБ. Такие потери в сочетании с нормальными потерями сигнала при недостаточном усилении по напряжению транзистора Q_1 могут привести к срыву генерации. Петлевое усиление любого генератора должно быть по крайней мере равно 1 (для надежной генерации несколько больше). Если коэффициент усиления транзистора Q_1 равен 10, а ослабление больше, чем 8.. 8,5, схема генерировать не будет.

Потери в пассивной RC-цепи можно уменьшить, если полное сопротивление каждого последующего звена будет больше, чем предыдущего, т.е. по мере прохождения сигнала от стока транзистора Q_1 к затвору транзистора Q_2 полное сопротивление каждого звена возрастает, например, в три раза. Так, значение сопротивления R_2 будет втрое больше, чем R_1 , в свою очередь, значение сопротивления R_3 будет втрое больше, чем R_2 . Таким образом, каждое последующее звено очень слабо будет нагружать предыдущее и потери будут минимальными.

Необходимо также, чтобы первое звено RC-цепи имело более высокое полное сопротивление, чем выходное сопротивление каскада на транзисторе Q_1 , определяемое

величиной сопротивления R_4 . В первом приближении величина сопротивления R_1 должна быть по крайней мере втрое больше, чем сопротивление R_4 .

Значения емкостей конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 выбираются из условия обеспечения требуемой рабочей частоты. Частота выходного сигнала равна приблизительно $1/(3RC)$. Более точно частоту вычислить практически невозможно, поскольку в расчете должны быть учтены емкости и сопротивления МОП-транзистора. Однако, соотношение $1/(3RC)$ дает вполне удовлетворительное приближение.

8.2.6. ПРИМЕР РАСЧЕТА RC-ГЕНЕРАТОРА НА МОП-ТРАНЗИСТОРАХ

Пусть схема, показанная на рис. 8.17, предназначена для генерирования сигнала с частотой 3,7 кГц. Напряжение питания 30 В. Необходимо получить сигнал максимально возможной амплитуды без искажений формы. МОП-транзисторы имеют начальный ток стока I_D (при нулевом напряжении на затворе), равный 1 мА.

Для обеспечения максимального размаха напряжений на стоках транзисторов Q_1 и Q_2 начальный потенциал на стоках должен быть равен половине напряжения питания, т. е. 15 В.

Для того, чтобы при токе 1 мА на резисторах R_4 и R_5 падало напряжение 15 В, они должны быть равны $15/0,001 = 15 \text{ кОм}$.

Если $R_4 = 15 \text{ кОм}$, то сопротивление R_1 должно быть по крайней мере 45 кОм, а соответствующая рабочей частоте 3,7 кГц емкость конденсатора $C_1 = 1/(3 \times 45 \times 10^3 \times 3,7 \cdot 10^3) = 0,002 \text{ мкФ}$.

Если $R_1 = 45 \text{ кОм}$, то сопротивление R_2 должно быть равным 135 кОм (для получения возрастающего ступенчато полного сопротивления), а соответствующая рабочей частоте $F = 3,7 \text{ кГц}$ емкость $C_2 = 1/(3 \times 135 \cdot 10^3 \times 3,7 \cdot 10^3) = 7000 \text{ пФ}$.

Если $R_2 = 135 \text{ кОм}$, то сопротивление R_3 должно быть равным 405 кОм, а емкость конденсатора $C_3 = 2200 \text{ пФ}$.

На практике, после выбора компонентов и сборки схемы необходимо посмотреть с помощью осциллооскопа сигнал на затворе транзистора Q_2 и подстройкой резистора R_4 добиться максимального размаха неискаженного сигнала; затем с помощью переменного резистора R_5 следует добиться максимального неискаженного выходного сигнала на стоке транзистора Q_2 .

8.3. БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРЫ

В схемах блонкинг-генераторов могут быть использованы как униполярные, так и биполярные транзисторы, но последние используются чаще. Простейший генератор на основе однопереходного транзистора, описанный в разд. 8.4, работает по принципу *релаксационного генератора*, который подобен описанному в данном разделе принципу работы блонкинг-генератора.

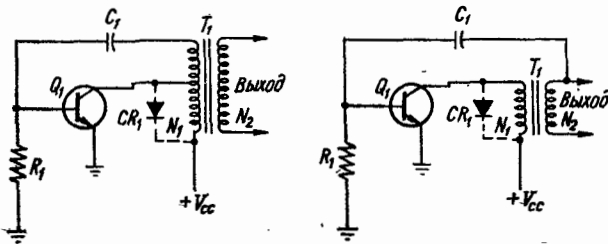


Рис. 8.18. Практические схемы автоколебательных блонкинг-генераторов:

$$U_{\text{вых}} \approx nV_{\text{cc}}, \text{ обычно } n = N_2 : N_1 = 1 : 5; \text{ частота генерации } F \approx (R_1 C_1)^{-1}; C_1 = 0,1 \dots 10 \text{ мкФ}; R_1 \approx 0,5 \text{ МОм}; P_{\text{вых max}} = U_{\text{вых}}^2 / R_{\text{нагр}}; P_{\text{вых ср}} = P_{\text{вых max}} / 4$$

На рис. 8.18 приведена схема блонкинг-генератора на биполярном транзисторе. В случае необходимости аналогичная схема может быть реализована на униполярных транзисторах (лучше с управляющим *p-n*-переходом).

На рисунке показаны две схемы, в одной из которых трансформатор имеет дополнительный отвод. Блонкинг-генератор является одним из самых простых полупроводниковых генераторов, работающих на релаксационном принципе. В начальный момент транзистор открыт и через первичную обмотку трансформатора протекает ток. Это приводит к формированию сигнала обратной свя-

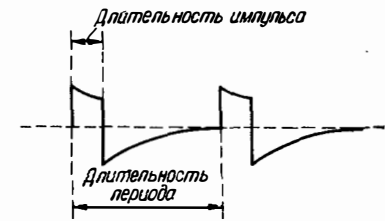


Рис. 8.19. Типичная форма импульса блонкинг-генератора:

(длительность периода колебаний пропорциональна постоянной времени RC ; скважность импульсов определяется отношением длительности периода к длительности импульса)

зи, который через конденсатор C_1 поступает на базу транзистора, еще больше отпирая его. Конденсатор C_1 быстро заряжается через открытый переход база-эмиттер.

Выходной импульс на вторичной обмотке трансформатора формируется быстро нарастающим коллекторным током, причем крутизна фронта импульса ограничена только индуктивностью рассеяния трансформатора. Плоской вершине импульса соответствует насыщение транзистора. При достижении насыщения сигнал обратной связи уменьшается и больше не может поддерживать транзистор открытым, и он запирается. Конденсатор C_1 медленно разряжается через резистор R_1 , поддерживая транзистор закрытым. При появлении прямого смещения цикл работы повторяется.

Постоянная времени разрядки $R_1 C_1$ определяет длительность паузы между импульсами, а значит, и частоту генерации.

Выходной сигнал блонкинг-генератора имеет вид, показанный на рис. 8.19. Блонкинг-генераторы не используют на радиочастотах или в устройствах, в которых нужен синусоидальный сигнал. Зато они являются отличным источником импульсов с короткими фронтами для переключательных цепей. Вре-

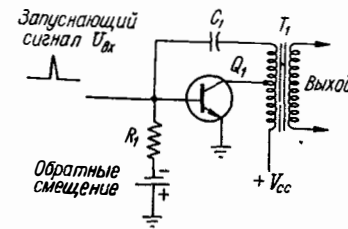


Рис. 8.20. Расчет ждущего блонкинг-генератора:

$$U_{\text{вых}} \approx nV_{\text{cc}}; P_{\text{вых max}} = U_{\text{вых}}^2 / R_{\text{нагр}}; P_{\text{вых ср}} \approx P_{\text{вых max}} / 4; C_1 = 0,1 \dots 10 \text{ мкФ}; R_1 \approx 0,5 \text{ МОм} \approx R_{\text{вх}}; \text{ обратное смещение базы } \approx 0,5 U_{\text{вх}}; C_1 \approx (RF)^{-1}$$

мя нарастания выходного импульса, равное 0,1 мкс, в блонкинг-генераторах получается без труда.

Блонкинг-генераторы могут быть использованы в ждущем режиме, когда необходимо сформировать одиночный выходной импульс в ответ на скачок потенциала. Для этого необходимо на транзистор подать обратное смещение, как показано на рис. 8.20. В такой схеме транзистор в исходном состоянии заперт, а запускающий сигнал переводит его в активный режим на время, достаточное, чтобы начался регенеративный цикл формирования импульса.

Одним из основных достоинств блонкинг-генератора является весьма малый потребляемый ток в паузе между импульсами. Поэтому в нагрузке могут быть получены большие импульсные токи в течение короткого интервала времени без существенного увеличения рассеиваемой на транзисторе мощности.

831. ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ
БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Помимо общих, рассмотренных в разд 81, требований необходимо рассмотреть ряд специфических вопросов, возникающих при проектировании блокинг-генераторов

Напряжение выходного сигнала. Если первичная и вторичная обмотки трансформатора T_1 имеют одинаковое количество витков, напряжение выходного сигнала (амплитуда импульса) будет приблизительно равно напряжению питания. Обычно вторичная обмотка содержит меньше витков, чем первичная, обуславливая уменьшение амплитуды сигнала

В случае использования схемы с трансформатором без дополнительных отводов (рис 818), когда конденсатор C_1 подключается ко вторичной обмотке, в течение короткого интервала формирования импульса все выходное напряжение будет приложено к базе. В некоторых случаях это может привести к пробоем транзистора. Как правило, в таких схемах используют понижающие трансформаторы, благодаря которым напряжение выходного сигнала составляет $1/5$ напряжения питания

Выбор трансформатора. Первичная обмотка трансформатора для блокинг генератора должна выдерживать расчетные ток и напряжение, а вторичная обмотка должна обеспечить требуемое полное выходное сопротивление. На первичной обмотке формируются короткие выбросы напряжения, амплитуда которых приблизительно вдвое больше напряжения питания. Часто разрабатывают специальные трансформаторы для использования в блокинг генераторах (блокинг трансформаторы). Такие трансформаторы обычно снабжаются расчетными параметрами для схемы блокинг генератора

Выбор транзистора Транзистор должен обеспечивать генерацию на требуемой частоте и выдерживать длительное время напряжения источника питания. Кратковременные скачки напряжения в первичной обмотке также прикладываются к транзистору и по окончании импульса к транзистору может оказаться приложенным удвоенное напряжение питания. Этот режим можно исключить с помощью диода CR_1 , включенного параллельно первичной обмотке как показано пунктиром на рис 818. Диод CR_1 должен допускать обратное напряжение, равное двойному напряжению питания. Поскольку любой диод имеет ток утечки в запертом состоянии и падение напряжения в открытом состоянии, включение диода CR_1 в схему обуславливает некоторое уменьшение амплитуды выходного сигнала

Ток через транзистор, блокинг генераторы и общую потребляемую мощность вычислить трудно. В порядке грубого приближения для нахождения максимальной импульсной мощности можно разделить квадрат напряжения ожидаемого выходного импульса (на вторичной обмотке трансформатора) на сопротивление предполагаемой нагрузки. Средняя рассеиваемая на транзисторе мощность будет зависеть от соотношения длительности импульса и паузы между импульсами

Пусть, например, сопротивление нагрузки равно 50 Ом, выходное напряжение — 10 В, длительность импульса — 1 мс при частоте генерации 100 Гц. Мощность, потребляемая в импульсе, равна $10^2/50$, или 2 Вт. При длительности импульса 1 мс и паузы 9 мс транзистор открыт 0,1 часть времени. Таким образом, средняя рассеиваемая на транзисторе мощность равна $2 \times 0,1$, или 0,2 Вт.

Рабочая частота определяется постоянной времени R_1C_1 и приблизительно равна обратной величине постоянной времени. Точнее частоту вычислить трудно, поскольку на процессы заряда и разряда конденсатора могут влиять параметры как транзистора, так и трансформатора. В какой-то мере на частоту оказывает влияние и напряжение питания, причем блокинг-генераторы обладают плохой стабильностью в отношении колебаний напряжения источника питания

Для получения заданного значения постоянной времени (а значит и частоты) могут быть использованы различные сочетания сопротивления R_1 и емкости C_1 . Но при этом следует соблюдать следующие правила

Значение емкости конденсатора C_1 в автоколебательном блокинг-генераторе для диапазона звуковых частот должно лежать в пределах от 0,1 до 10 мкФ при сопротивлении меньше, чем 0,5 МОм.

Если использовать большие значения емкости конденсатора C_1 (при соответственно меньшем значении сопротивления R_1 для обеспечения заданной постоянной времени R_1C_1), то длительность импульса по отношению к периоду колебаний возрастает, т. е. увеличивается относительное время, когда транзистор открыт. Это приводит к увеличению средней рассеиваемой мощности так же, как и средней выходной мощности

На практике схему следует собрать в виде макета с использованном требуемого трансформатора, транзистора и источника питания. Конденсатор C_1 следует взять постоянной емкости (например, 10 мкФ), а вместо резистора R_1 — потенциометр 0,5 МОм. Установите ориентировочно требуемое значение сопротивления R_1 для обеспечения рабочей частоты. Затем включите питание и определите по осциллограмме амплитуду импульса, его длительность и частоту колебаний

Если частота не соответствует расчету, регулируйте сопротивление R_1 до получения требуемой рабочей частоты

Если слишком велика длительность импульса (а амплитуда и частота расчетные), следует уменьшить емкость C_1 и во столько же раз увеличить сопротивление R_1 .

При наличии острых выбросов или всплесков на фронтах импульса подключите диод CR_1 параллельно первичной обмотке трансформатора

Требования к смещению. Транзистор автоколебательного варианта блокинг-генератора (рис 818) первоначально смещен в прямом направлении посредством резистора R_1 . Величина смещения не критична. Как только схема начинает генерировать переход эмиттер-база начинает управляться полным отпирающим или запирающим напряжением обусловленным зарядом и разрядом конденсатора C_1

В схеме заторможенного блокинг генератора (рис 820) необходимо постоянное запирающее эмиттерный переход обратное смещение. Это смещение должно быть меньше чем амплитуда запускающего импульса. В первом приближении выберите напряжение обратного смещения, равное половине амплитуды запускающего импульса

832 ПРимер РАСЧЕТА АВТОКОЛЕБАТЕЛЬНОГО
БЛОКИНГ ГЕНЕРАТОРА

Предположим, что схема, приведенная на рис 818, должна формировать выходные импульсы с амплитудой 4 В на 50 омной нагрузке. Первичная обмотка трансформатора не имеет дополнительных отводов, рабочая частота — 1 кГц

Чаще всего коэффициент трансформации выбирают равным $5 \cdot 1$, хотя возможны и другие соотношения витков. Для выбранного соотношения витков в обмотках выходное сопротивление со стороны вторичной обмотки должно быть равно 50 Ом для обеспечения согласования с нагрузкой, а число витков в первичной обмотке должно быть в пять раз больше, чем во вторичной. Тогда первичное сопротивление, равное сопротивлению нагрузки, умноженному на квадрат отношения витков первичной и вторичной обмоток составляет $50 \times (5/1)^2 = 1250$ Ом

Чтобы обеспечить амплитуду импульса на нагрузке 4 В, на первичной обмотке при соотношении витков 5 : 1 импульс должен иметь амплитуду 20 В. Следовательно, требуемое напряжение питания равно 20 В

При напряжении 4 В и сопротивлении нагрузки 50 Ом ток во вторичной обмотке будет равен 80 мА, а максимальная мощность — 320 мВт. Ток в первичной обмотке (коллекторный ток) должен быть в пять раз меньше, чем во вторичной, т. е. 16 мА

Если трансформатор и транзистор выбраны по максимальному напряжению, току и рассеиваемой мощности, то этого будет вполне достаточно для обеспечения необходимой надежности. Практически транзистор не должен рассеивать мощность 320 мВт. Даже при вдвое меньшей допустимой мощности для транзистора схема остается надежной до тех пор, пока длительность импульса не достигла половины периода колебаний. Обычно длительность импульса блокинг-генератора составляет 0,1...0,2 длительности периода, поэтому допустимая рассеиваемая на транзисторе мощность реально должна быть больше, чем $32 \cdot 0,64$ мВт.

Значение емкости конденсатора C_1 должно находиться в пределах 0,1...10 мкФ. Поскольку рабочая частота равна 1 кГц, в первом приближении можно использовать минимальное значение емкости 0,1 мкФ. Тогда сопротивление резистора R_1 должно быть равно $1/(1000 \times 0,1 \cdot 10^{-6})$, или 10 кОм.

Как уже отмечалось, резистор R_1 в макет схемы может быть установлен с переменным сопротивлением. После настройки схемы на требуемую частоту переменный резистор можно заменить постоянным с сопротивлением, определенным при настройке. После установки частоты необходимо проверить форму импульса, его амплитуду и длительность периода колебаний. В случае необходимости можно скорректировать значения C_1 и R_1 .

833 ПРИМЕР РАСЧЕТА
ЖДУЩЕГО БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОРА

Пусть схема, приведенная на рис 8 20, должна генерировать выходной импульс с амплитудой 10 В и нагрузке 50 Ом. Первичная обмотка трансформатора не имеет отводов. Схема должна управляться импульсами с амплитудой 3 В и частотой следования 3 кГц. Выходное сопротивление источника запускающего сигнала равно 15 кОм. Напряжение источника питания равно 20 В.

Чтобы получить выходной импульс с амплитудой 10 В при напряжении питания 20 В, трансформатор должен иметь соотношение витков 2 : 1, т. е. выходное сопротивление со стороны вторичной обмотки трансформатора должно быть равно 50 Ом из условия согласования с нагрузкой, и при этом первичная обмотка должна содержать вдвое больше витков, чем вторичная. Полное сопротивление первичной обмотки трансформатора с учетом нагрузки равно приблизительно 200 Ом.

Ток во вторичной обмотке через нагрузку 50 Ом при амплитуде импульса 10 В равен 200 мА, а максимальная рассеиваемая мощность равна 2 Вт.

Ток в первичной обмотке (и коллекторный ток) для соотношения витков 2 : 1 равен 100 мА.

В случае автоколебательного режима генератора, если трансформатор и транзистор выбраны по величинам вычисленных максимальных значений напряжения, тока и рассеиваемой мощности, этого будет достаточно для обеспечения необходимой надежности. Практически транзистор не должен рассеивать полную мощность 2 Вт. Если он будет допускать рассеивание мощности на коллекторе около 1 Вт, то это обеспечит требуемую безопасность от теплового пробоя.

Значение сопротивления R_1 следует выбрать равным 15 кОм из условия согласования с источником запускающего сигнала. Если $R_1 = 15$ кОм, то при частоте запуска 3 кГц величина емкости конденсатора C_1 должна быть равной $1/(3000 \times 15 \cdot 10^3)$, или 0,022 мкФ. Заметим, что это меньше, чем величина 0,1 мкФ, являющаяся минимальным граничным значением для автоколебательного блокинг-генератора, работающего на звуковых частотах. Однако, в ждущих блокинг-генераторах постоянная времени входной цепи должна быть согласована с частотой следования запускающих импульсов.

Запирающее транзистор смещение для сигнала запуска с амплитудой 3 В следует задать равным $3 \times 0,5 = 1,5$ В.

В экспериментальном макете обратное смещение должно быть регулируемым, чтобы была возможность подстройки рабочей точки. При слишком большом запирающем смещении схема не будет запускаться, а при слишком малом она будет запускаться от помех.

После установки правильного смещения следует проверить форму выходного сигнала. В случае необходимости следует подстроить значения емкости C_1 и сопротивления R_1 .

84. ПРОСТЕЙШИЙ РЕЛАКСАЦИОННЫЙ ГЕНЕРАТОР
НА ОДНОПЕРЕХОДНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Релаксационный генератор является основой для большинства генераторных схем и времязадающих устройств на однопереходных транзисторах. На рис. 8.21 приведена основная схема и типичные формы некоторых сигналов. В данном разделе мы рассмотрим соображения по выбору основ-

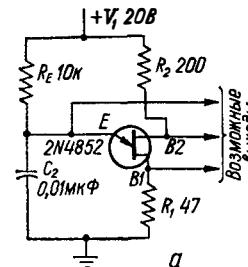
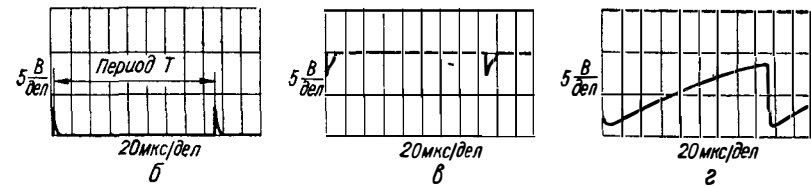


Рис 8 21 Релаксационный генератор на основе ОТ:
а — принципиальная схема, $R_E < (V_1 - V_p)/I_p = R_E \max$, $R_E > (V_1 - V_p)/I_p = R_E \min$, $C_E \approx T [R_E \ln(1 - \eta)]^{-1}$, $\eta = R_{B1}/(R_{B1} + R_{B2}) = R_{B1}/R_{BB}$ б — осциллограмма напряжения на базе 1, в — осциллограмма напряжения на эмиттере (Motorola)



ных компонентов при проектировании схемы на однопереходном транзисторе. Для более детального ознакомления с генераторами на однопереходных транзисторах и времязадающими схемами обращаем внимание читателя на книгу автора Handbook for Transistors (Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs N. J., 1976).

841 ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Период колебаний (следовательно и рабочая частота) схемы на однопереходном транзисторе в основном определяется значениями сопротивления R_E и емкости C_E , как видно из соотношений на рис 8.21. Проектирование целесообразно начинать с выбора ориентировочного значения R_E , а не C_E , так как сопротивление R_E влияет еще и на определенные условия работоспособности генератора. Если сопротивление R_E слишком велико, то однопереходный транзистор никогда не откроется, а если слишком мало, то его нельзя будет запереть.

Это хорошо иллюстрируется с помощью эмиттерной характеристики, приведенной на рис 8 22.

Выбор эмиттерного резистора R_E . Эмиттерный конденсатор будет заряжаться до тех пор, пока потенциал эмиттера не достигнет уровня V_p . Этой точке на кривой соответствует циковый эмиттерный ток I_p , и для лавиннообразного отпирания однопереходного транзистора необходимо, чтобы значение сопротивления R_E было достаточно малым, а эмиттерный ток был несколько больше, чем I_p . Поэтому значение сопроти-

ления R_E должно удовлетворять условию

$$R_E < \frac{V_1 - V_P}{I_P} = R_{E(\max)}, \quad (8.1)$$

где V_1 — напряжение источника питания.

Как видно из рис. 8 22, линия нагрузки 1, пересекающая вольт-амперную характеристику в области отсечки, обеспечивает запертое состояние однопереходного транзистора. Поэтому сопротивление R_E должно быть достаточно малым, чтобы эмиттерный ток соответствовал области отрицательного сопротивления.

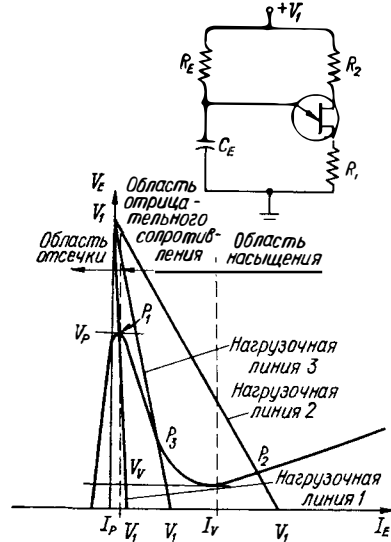


Рис 8 22 Линии эмиттерной на грузки ОТ (Motorola)

Отклонения эмиттерного напряжения в окрестности точки впадины практически незначительны. Поэтому для обеспечения перехода в режим отсечки значение сопротивления R_E выбирают в 2...3 раза большим, чем $R_{E(\min)}$, но меньшим, чем сопротивление $R_{E(\max)}$.

Выбор эмиттерного конденсатора C_E . Значение емкости конденсатора C_E определяется по длительности периода (частоте) колебаний. Выражение для C_E , приведенное на рис. 8 21, является очень приближенным, поскольку не учитывает времени отпирания и запираания транзистора и такие параметры схемы, как напряжение источника питания V_1 , падение напряжения эмиттер-база $I V_D$, напряжение впадины V_V и межбазовое напряжение (V_{B1B2} или просто V_{BB}). Тем не менее выражение на рис. 8.21 дает достаточно точное значение емкости C_E .

Выбор резистора R_1 в цепи базы 1. Основное назначение резистора R_1 (в схемах на рис. 8 21 и 8.22) состоит в обеспечении выходной нагрузки для генератора. В некоторых случаях резистор R_1 включают для обеспечения цепи для межбазового тока. Такая необходимость возникает в некоторых схемах, где нужно предотвратить протекание тока генератора через прибор, на который поступает сигнал (например, через кремниевый управляемый вентиль или другой тиристор).

Если $R_E < R_{E(\max)}$, то однопереходный транзистор откроется и конденсатор C_E разрядится через эмиттер, но если сопротивление R_E слишком мало, эмиттерный ток превышает значение тока впадины I_V и однопереходный транзистор не запирается. В этом случае рабочая точка оказывается в области насыщения, которой соответствует линия нагрузки 2 на рис. 8 22.

Минимальное значение сопротивления R_E , которое еще обеспечивает режим генерации, определяется соотношением

$$R_E > \frac{V_1 - V_V}{I_V} = R_{E(\min)}, \quad (8.2)$$

где V_V и I_V — напряжение и ток впадины на эмиттерной характеристике.

Значение сопротивления R_E , удовлетворяющее условиям 8.1 и 8.2, обеспечивает пересечение линии нагрузки 3 и эмиттерной характеристики в области отрицательного сопротивления (рис. 8 22).

Обычно сопротивление R_1 меньше 100 Ом, но в некоторых случаях может достигать 2...3 кОм.

Если резистор R_1 выбирается из условия холостого хода на выходе, обычно требуется указывать максимальное падение напряжения на нем. Например, пусть генератор на однопереходной транзисторе предназначен для управления кремниевым управляемым вентилем выходным импульсом с резистора R_1 , и постоянное напряжение, подаваемое на вентиль, не должно превышать 50 мВ. Тогда для межбазового тока 2,5 мА сопротивление R_1 должно быть равным 20 Ом.

Если величина сопротивления R_1 выбирается из условия обеспечения требуемого напряжения выходного сигнала, которое обычно задано, то как правило указывают минимальное выходное напряжение. Например, если генератор должен управлять кремниевым управляемым вентилем или другим прибором, который для управления требует сигнал напряжением не менее 3 В, то пиковое падение напряжения на резисторе R_1 должно быть равно 3 В.

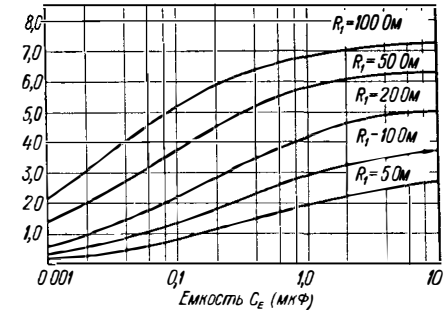


Рис 8 23 Амплитуда выходного напряжения на R_1 (минимальное значение) $V_{CC} = 20$ В $T = 25^\circ$ С корректирующий коэффициент для $V_{CC} = 20$ В $k = (V_{CC} - 6)/14$ (General Electric)

На рис. 8 23 приведена зависимость пикового напряжения на резисторе R_1 от величины емкости конденсатора C_E при различных значениях сопротивления R_1 . Это минимальные пиковые значения. Практически пиковые значения напряжения на R_1 обычно на 25...40% больше амплитуды сигнала при других значениях напряжения питания V_1 могут быть получены умножением значений из графиков на рис. 8 23 на приведенный там же коэффициент.

Например, для напряжения питания 25 В амплитуда выходного сигнала на резисторе $R_1 = 10$ Ом при $C_E = 1$ мкФ составляет около 4,2 В. Для нахождения этой величины вначале из рис. 8 23 для $R_1 = 10$ Ом и $C_E = 1$ мкФ получаем амплитуду сигнала, равную 3 В. Затем умножаем эту величину на корректирующий коэффициент $(25 - 6)/14 = 1,4$ и получаем приближенное значение минимальной амплитуды выходного сигнала $3 \times 1,4 = 4,2$ В.

Выбор резистора R_2 в цепи базы 2. Основное назначение резистора R_2 (на рис. 8 21 и 8 22) состоит в обеспечении температурной компенсации. Практически все характеристики однопереходного транзистора в большей или меньшей степени зависят от температуры. С ростом температуры межбазовое сопротивление и обратный ток эмиттера возрастают, а напряжение и токи пика и впадины на вольт-амперной характеристике, а также внутренний коэффициент использования межбазового сопротивления и падение напряжения на эмиттерном переходе уменьшаются.

Чаще всего основным фактором, подверженным температурному влиянию, является частота генерации. Но температура влияет и на выходное напряжение, и во многих случаях это имеет существенное значение.

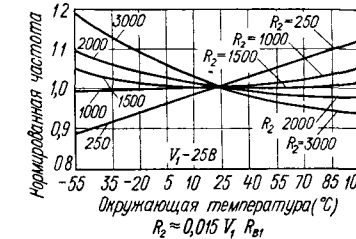


Рис 8 24 Зависимость частоты генерации от температуры для генератора на основе ОТ при различных значениях R_2 (Motorola)

При правильно выбранном значении сопротивления R_2 напряжение пика V_p изменяется не более, чем на 1% при изменении температуры на 50° С. Значение сопротивления может быть выбрано с помощью уравнений или кривых, приведенных на рис. 8.24.

Кривые на рис. 8.24 показывают зависимость частоты генерации от температуры для типичного однопереходного транзистора. Показаны зависимости частоты от температуры для нескольких значений сопротивления R_2 в диапазоне 250–3000 Ом, причем при $R_2 = 1,5$ кОм достигается наилучшая компенсация в диапазоне температур $-5 \dots +85^\circ$ С. При температурах ниже -5° С следует использовать резистор R_2 с меньшим сопротивлением.

Соотношение на рис. 8.24 можно использовать при более точном выборе сопротивления R_2 . Соотношение учитывает напряжение питания V_1 , межбазовое сопротивление R_{BB} и коэффициент использования его η . Следует помнить, что кривые и уравнения на рис. 8.24 приведены для приближенных значений и что с увеличением сопротивления R_2 будет уменьшаться межбазовое напряжение. Как уже отмечалось, это обуславливает рост частоты генерации и уменьшение выходного напряжения (при прочих равных условиях).

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
От редактора перевода	5
Введение	7
1 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ФИЛЬТРОВ И АТТЕНЮАТОРОВ	
1.1. RC-фильтры	9
1.2. LC-фильтры	12
1.3. Активные фильтры	17
1.4. Аттенюаторы	19
2 РАСЧЕТ РАДИОЧАСТОТНЫХ ЦЕПЕЙ	
2.1. Избирательные цепи высокочастотных усилителей	22
2.2. Основы приближенного расчета усилителя радиочастот	24
2.3. Типы цепей настройки усилителей радиочастот	36
2.4. Проектирование цепей с конденсаторами, управляемыми напряжением	41
3 ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЦЕПЕЙ ГЕНЕРАТОРОВ КОЛЕБАНИЙ	
3.1. Генераторы пилообразных колебаний	44
3.2. Мультивибраторы	48
3.3. Триггеры Шмитта	53
4 ЦЕПИ С ФОТОТРАНЗИСТОРАМИ	
4.1. Теория фототранзисторов	59
4.2. Стагические характеристики фототранзисторов	59
4.3. Источники излучения и освещения	61
4.4. Применение фототранзисторов на постоянном токе и низких частотах	68
4.5. Применение фототранзисторов на высоких частотах	70
5 ПРИМЕРЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ	
5.1. Влияние компонентов УНЧ на его частотные свойства	74
5.2. Расчет цепей межкаскадных связей усилителей	78
5.3. Классификация усилителей	80
5.4. Регенеративный усилитель на основе однопереходных транзисторов	84
5.5. Усилительный каскад на биполярном транзисторе	85
5.6. Усилительный каскад на униполярном транзисторе	88
5.7. Многокаскадные транзисторные усилители	91
5.8. Транзисторные усилители с непосредственной связью	93
5.9. Многокаскадные усилители с трансформаторными связями на биполярных транзисторах	102
5.10. Расчет УНЧ на основе транзисторов в пластмассовом корпусе	109
6 ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА УСИЛИТЕЛЕЙ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ	
6.1. Требования к расчету усилителей напряжения высокой частоты	120
6.2. Смесители и преобразователи частоты	123
6.3. Схемы АРУ в усилителях	128
6.4. Усилитель мощности высокой частоты и требования к расчету умножителей	129
6.5. Графоаналитический расчет усилителей высокой частоты	136
6.6. Расчет усилителя напряжения высокой частоты	139
7 ТРАНЗИСТОРНЫЕ ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ	
7.1. Простейшие схемы модуляторов	145
7.2. Модуляторы на биполярных транзисторах	146
7.3. Униполярные транзисторы в схемах модуляторов и переключателей	150
7.4. Транзисторные инверторы и преобразователи	162
8 ПРОЕКТИРОВАНИЕ СХЕМ ГЕНЕРАТОРОВ	
8.1. LC-генераторы и генераторы с кварцевой стабилизацией частоты	182
8.2. RC-генераторы	192
8.3. Блоккинг-генераторы	198
8.4. Простейший релаксационный генератор на однопереходном транзисторе	203