

ИСКУССТВО СХЕМО- ТЕХНИКИ

Путеводитель
радиолюбителя
в мир
создания
электронных
схем

ПРОСТО О СЛОЖНОМ

С.А. Гаврилов

Scan & Divu Bookings

- Необычные свойства обычных схем
- Транзисторы биполярные и полевые
- Каскады для низких и высоких частот
- Схемы линейные и нелинейные
- Аналоговые и ключевые схемы
- Сложные схемы — это просто
- Отказы — реальные и мнимые
- Секреты разработчиков схем
- Забавные ошибки радиолюбителей и профи
- Радиолюбительские мифы и их разоблачение
- Создание реальных радиолюбительских конструкций на различной элементной базе

НИТ
ИЗДАТЕЛЬСТВО

Гаврилов С. А.

Искусство схемотехники. Просто о сложном. — СПб.: Наука и Техника, 2011. — 352 с.

ISBN 978-5-94387-850-3

Книга является путеводителем для радиолюбителя и начинающего разработчика в мир создания электронных схем на полупроводниковых элементах. Глубина рассмотрения сочетается с предельной доступностью, использованием наиболее простых и «прозрачных» методов синтеза схем и их анализа. Выдержан принцип пошагового рассмотрения — от простого к сложному.

Радиолюбителям эта уникальная книга поможет перейти от слепого копирования схем к созданию собственных конструкций. Создаются и сравниваются аналогичные конструкции на различной элементной базе.

Содержится интересный разбор частых заблуждений и ошибок, много полезного материала из практики разработчиков электронных схем.

Книга предназначена для радиолюбителей и начинающих разработчиков. В ряде случаев книга будет полезна профессиональным разработчикам и студентам радиотехнических специальностей: изложение ведется на достаточно серьезном уровне.

«Шаг 11» написан Александром Черномырдиным.



ISBN 978-5-94387-850-3

Автор и издательство не несут ответственности за возможный ущерб, причиненный в ходе использования материалов данной книги.

Контактные телефоны издательства
(812) 412-70-25, 412-70-26
(044) 516-38-66

Официальный сайт: www.nit.com.ru

© Гаврилов С. А.

© Наука и Техника (оригинал-макет), 2011

ООО «Наука и Техника».

Лицензия № 000350 от 23 декабря 1999 года.

198097, г. Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, д. 29.

Подписано в печать 9.03.2011. Формат 70×100 1/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Объем 22 п. л.

Тираж 2500 экз. Заказ № 144.

Отпечатано с готовых диапозитивов
в ГП ПО «Псковская областная типография»
180004, г. Псков, ул. Ротная, 34

СОДЕРЖАНИЕ

Введение для радиолюбителей.....	6
Предисловие для профессионалов.....	8
Шаг 1. Транзисторы биполярные и полевые.....	12
1.1. Транзисторы и их модели.....	12
1.2. Стабилизация режима.....	19
1.3. Режимы полевых транзисторов.....	23
1.4. Вопросы из практики.....	25
1.5. Анализ. Что влияет на стабильность.....	28
Шаг 2. Линейные каскады для слабых сигналов.....	35
2.1. Обратная связь в линейных каскадах.....	35
2.2. Анализ эмиттерного повторителя.....	43
2.3. «Обычные» линейные каскады.....	45
2.4. Дифференциальные схемы.....	48
2.5. Вопросы из практики.....	52
2.6. Дополнение для любознательных.....	54
Шаг 3. Линейные каскады на высоких частотах.....	57
3.1. Необычные свойства обычных схем.....	57
3.2. Схемотехника широкополосных каскадов.....	63
3.3. Схемотехника резонансных каскадов.....	67
3.4. Вопросы из практики.....	72
3.5. Дополнение для любознательных.....	74
Шаг 4. Линейные каскады при больших сигналах.....	77
4.1. Уровни напряжений.....	77
4.2. Схемы с внешней нагрузкой.....	83
4.3. Дополнение для любознательных.....	87
4.4. Электронная регулировка уровня.....	90
4.5. Вопросы из практики.....	99
Шаг 5. Полупроводниковые ключи.....	103
5.1. Ключ напряжения.....	103
5.2. Ключ тока.....	111
5.3. Дополнение для любознательных.....	113

5.4. Вопросы из практики	118
5.5. Анализ. Точность и быстрое действие	119
Шаг 6. Нелинейные каскады	131
6.1. Амплитудное детектирование	131
6.2. Анализ: мнимо простой диодный детектор	136
6.3. Перемножение колебаний	142
6.4. Анализ. Амплитудное ограничение	151
6.5. LC-генераторы	154
6.6. Кварцевая стабилизация частоты	159
6.7. Вопросы из практики	163
6.8. Дополнение для любознательных	165
Шаг 7. Многотранзисторные схемные структуры	170
7.1. Самостабилизирующиеся схемы	170
7.2. Стабилизация сигнальных параметров	175
7.3. Измерительные схемы	181
7.4. Диапазон уровней	184
7.5. Вопросы из практики	189
7.6. Дополнение для любознательных	192
Шаг 8. Анализ многотранзисторных схем с ООС	195
8.1. Точность измерительных схем	195
8.2. Устойчивость схем с ООС	201
8.3. Частотные свойства схем	208
8.4. Динамические свойства схем	213
8.5. Аналоговая стабилизация напряжения	219
8.6. Вопросы из практики	229
Шаг 9. Многокаскадные аналоговые схемы	232
9.1. Совместимость по информации	232
9.2. Неконтролируемые связи в схемах	241
9.3. Вопросы из практики	252
9.4. Дополнение для любознательных	254
Шаг 10. Надежность полупроводниковых схем	257
10.1. Надежность электрического режима	257
10.2. Тепловая устойчивость аналоговых схем	264
10.3. Разбор ошибок	267
Литература	274

Шаг 11. Практика: создаем конструкции на различной элементной базе...	275
11.1. Готовимся к созданию собственных радиолюбительских конструкций	275
11.2. Первая конструкция: «бегущие огни»...	310
11.3. Вторая конструкция: усилитель низкой частоты	318
Приложение	334
Структура обозначений элементов в схемах	334
Однобуквенные коды видов элементов	334
Двухбуквенные коды	335
Буквенные коды функций элементов	337
Перечень условных обозначений элементов в схемах	337

ВВЕДЕНИЕ ДЛЯ РАДИОЛЮБИТЕЛЕЙ

Эта книга посвящена схемотехнике. В ней рассказывается о том, что такое полупроводниковые электронные схемы, как они действуют, и как их придумывают.

Книга адресована разным категориям читателей: от радиолюбителей до студентов и профессионалов. Любителям она должна помочь перейти от копирования готовых (и часто непонятно, как работающих) схем к разработке собственных конструкций, да еще и не требующих кропотливого «налаживания». Разработчикам-профи — помочь в решении неизменно волнующих проблем: повторяемость при серийном производстве, взаимозаменяемость элементов, технологичность, надежность.

Автор будет удовлетворен, если его труд пригодится и студентам радиотехнических специальностей, которые испытывают нужду в пособиях по схемотехнике полупроводников.

По указанной причине книга многослойна, и прежде излагаются базовые сведения. Вопросы количественного анализа схем, а также дополнительные, необязательные материалы вынесены в отдельные параграфы. Чтобы те, для кого они поначалу трудны или неинтересны, могли их пропустить.

Каждый «Шаг» сопровождается разбором практических вопросов. Сюжеты вопросов ни в коей мере не надуманные: отбирались типичные ошибки (а иногда, наоборот, остроумные решения), взятые из популярных книг, журналов, брошюр, технической документации, наконец, из опыта. Впрочем, и вся книга базируется на разборе характерных ошибок и заблуждений.

Не стоит рассчитывать найти здесь подобие рецептурного справочника с набором «типовых схем». Между прочим, не одно стандартное блюдо бывало безнадежно испорчено из-за опечатки в кулинарной книге...

Разработчики-профессионалы никогда не пользуются готовыми методиками расчетов, если не убеждены в адекватности исходной модели. А такое убеждение всегда основывается на глубоком понимании процессов, происходящих в схеме. В этом духе и написана книга.

Неплохо, если читатель имеет определенный опыт практической работы: эта книга поможет по-новому взглянуть на известное.

Кстати, чтобы не было скучно, в повествование вкраплены *диалоги с воображаемым радиолюбителем*.

Предполагаю, что вам знакомы основы электро- и радиотехники, теории полупроводников?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Да, я изучал эти вещи. Конечно, позабылось кое-что...*

Потому-то я привожу некоторые минимально необходимые сведения из числа тех, что трудно усваиваются, но легко забываются.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но уж, зато закон Ома я знаю твердо!*

И это самое главное.

Вы заметите, что различного рода выкладки кое-где сокращены в тексте до минимума, порой не даются итоговые формулы или результаты. Это значит, что приведенного материала достаточно для их получения.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Что же выходит: читать придется с карандашом в руках?*

Вообще-то крайне желательно.

Автор не счел нужным предварять текст изложением системы обозначений. Всякий легко поймет, что, например, $U_{БЭ}$ — это напряжение между базой и эмиттером, а под $I_{К2}$ подразумевается ток коллектора транзистора, второго по схеме. Подобные обозначения общеприняты и в целом соответствуют стандартам.

Тот, кто имеет опыт работы с электронными схемами, привыкает отсчитывать напряжения в различных точках от нулевой шины. Это и понятно: вольтметр и осциллограф на его рабочем столе одним полюсом постоянно заземлены. Здесь при анализе схем мы тоже, как правило, будем пользоваться потенциалами относительно «земли», то есть одной из общих шин, условно принятой за нулевую для всех напряжений, и (для упрощения) обозначаемой соответствующим значком. Никакого другого смысла «земляная шина» в себе не заключает, и вообще-то назначается достаточно произвольно. Все, что еще можно добавить по этому поводу (а добавить можно немало), содержит «Шаг 9».

ПРЕДИСЛОВИЕ ДЛЯ ПРОФЕССИОНАЛОВ

Вы взялись за разработку полупроводниковых схемных структур. Любое проектирование — это выбор оптимального варианта достижения цели (из многих возможных). Между прочим, осознание этого явилось огромным шагом от начальных лет развития радио, когда построение работоспособного устройства казалось уже успехом.

Впрочем, понятие об оптимальном варианте кажется очевидным, пока не взялся за дело. Всегда важные для заказчика показатели качества (к примеру, чувствительность, точность, быстродействие, стоимость, надежность, масса, технологичность) — чаще всего противостоят друг другу.

Оптимизация означает не только нахождение технических решений, кардинально улучшающих все или большинство показателей, но еще и неизбежный **компромисс**. Основанием для такого компромисса является если не четкое выдвижение, то, по крайней мере, интуитивное осознание некоторого обобщенного критерия оптимальности, включающего частные показатели качества с определенными «весами» (или **коэффициентами значимости**), с учетом ряда ограничений (скажем, заданное напряжение питания; электронные компоненты, разрешенные к применению в отрасли и т. д.).

Разработка схемы предполагает, следовательно, умение выдвигать различные варианты, а также умение произвести отбор, в этом состоит техника дела. Разработчик должен знать основные конфигурации электронных каскадов, принципы **синтеза** таких конфигураций — во-первых. Во-вторых, он должен владеть методами **анализа**, дающими возможность рассчитать электрические параметры схемных структур за разумное время. Во всем этом, возможно, и поможет читателю книга.

Речь в ней пойдет о методах, которые позволяют, избегая применения многоэтажных формул и головоломных графических построений, произвести легкий анализ полупроводниковых схем с обоснованной точностью. Такой анализ должен быть в максимальной степени «прозрачным»: требуется не только убедиться, что конкретная конфигурация выполняет заданные функции, но также и увидеть, какие имеются запасы, какие параметры схемы наиболее критичны.

Кстати, о точности. Нелепо всерьез учитывать при расчете факторы, дающие, скажем, 1-процентную поправку к вычислениям, в то время как даже пассивные элементы схемы будут иметь разброс действительных значений величин до 20% относительно номиналов. Еще хуже, если разработчик выписывает полученный результат с четырьмя-пятью значащими цифрами: этим он вводит в заблуждение других.

Расчет вообще не исчерпывается получением некоторых численных результатов: необходима еще и их **интерпретация**. Достаточно напомнить, что расчеты могут предназначаться для следующего.

Во-первых, для оценки порядка величин. Это — грубые расчеты, итогам которых нельзя доверять ни в одной значащей цифре, и, тем не менее, без них не обойтись: они нужны при ориентировочной прикидке пригодности предлагаемых решений.

Во-вторых, для получения более или менее достоверных значений искомых электрических величин. Такой расчет обязательно должен сопровождаться оценкой точности получаемого результата (на худой конец — прикидочной, «на глаз»). И уж, во всяком случае, необходимо помнить, что его точность не может быть выше точности исходных данных!

В-третьих, для нахождения гарантированных верхних или нижних границ величин. Расчеты такого рода очень распространены. Ведь относительно многих исходных данных (скажем, параметров полупроводниковых элементов) мы имеем информацию лишь об их предельных значениях. Да и технические требования на проектируемую аппаратуру тоже бывают заданы по типу «не более...» или «не менее...».

Любые формулы, описывающие устройства, процессы и т. д. — относятся к принятой **математической модели**, в большей или меньшей степени отражающей реальные взаимосвязи. В частности, на таких моделях базируются и системы проектирования в виде популярных компьютерных программ.

Разработчик не должен опасаться использования грубых, но простых моделей там, где это кажется допустимым. С другой стороны, следует помнить о приближенном характере даже весьма точной модели, всегда оценивая границы применимости предлагаемых формул и методов.

На пути использования моделей, шокирующих примитивностью, специалиста воодушевляет одно соображение: он вовсе не тре-

бует от расчетной модели результатов, близких к действительности. Достаточно лишь уверенности, что даваемые ей результаты наверняка не лучше действительности! Если вам показалось, что в последней фразе опечатка, — не страшно; по ходу изложения вы поймете, о чем речь. Важно, — и нам придется далее много раз в этом убеждаться, — что характер используемой модели обычно диктуется не мыслью теоретика, не произволом разработчика, а наличием достоверных исходных данных.

Утверждение, что разработка электронных схем не может основываться на реальных характеристиках и величинах параметров применяемых полупроводниковых приборов, покажется очередным парадоксом. Однако это так. Знакомые по вузовским учебникам u - или h -параметры эквивалентного четырехполюсника, параметры физических эквивалентных схем, кривые вольтамперных характеристик — играют свою роль как удобные средства теоретического анализа. Но они вовсе не имеют того значения необходимых данных для разработки, какое можно из этих учебников вывести.

А поскольку все же нередко жалобы на то, что в справочниках не найти нужных сведений, то не будет здесь излишним еще и разъяснение смысла числовых величин, которые фигурируют в технической документации на комплектующие изделия.

Первичный документ, откуда данные на радиокомпонент определенного типа переходят в паспорт, справочники, каталоги, — это **технические условия**. В согласии с ними производится приемка полупроводниковых приборов на заводе-изготовителе. И значения числовых характеристик транзистора или диода (тех, которые там записаны) вовсе не являются справочными; это — **приемочные нормы**. Они играют важную роль при отбраковке дефектных приборов в испытаниях, а также при отладке технологического процесса.

Таким путем в «справочных» данных оказываются не действительные значения, а лишь гарантированные границы, да и то только некоторых «параметров» дискретного транзистора. Смысл иных нередко даже непонятен начинающему, который и остается в недоумении: что могут дать для целей расчета столь скудные, как кажется, сведения?

Но проводить при выпуске с завода контроль полного набора возможных параметров, гарантировать статические характеристики изготовитель не в состоянии... Да это и не требуется. Почему?

Во-первых, параметры и характеристики полупроводниковых приборов подвержены сильному температурному дрейфу и вдобавок

имеют большой разброс от экземпляра к экземпляру; о каких-либо «точных» их значениях для данного типа не может идти речи.

Во-вторых, если в работе схемы играют существенную роль нестабильные и малодостоверные параметры и характеристики, такую схему просто не следует использовать.

Современные технические требования к устройствам, понятия о культуре разработки диктуют выбор эффективных и стабильных схемных конфигураций, свойства которых, конечно, не должны зависеть от разброса и дрейфа параметров полупроводников (в границах технических норм). Как правило, исключается и какой-либо отбор активных элементов. В еще большей степени это справедливо при разработке интегральных схем, когда ориентироваться приходится только на физику процессов и границы технологических допусков.

Значит, необходим особый подход к разработке, не дублирующий методику теоретического анализа. Такой подход и будет проведен в книге.

ТРАНЗИСТОРЫ БИПОЛЯРНЫЕ И ПОЛЕВЫЕ

Из типичных характеристик транзисторов (биполярного и полевого) можно сделать полезные выводы — и они делаются. Рассматриваются схемы стабилизации режима одиночного транзистора, с элементарными расчетами. Скептически оцениваются разнообразные «новые» и «лучшие» схемы стабилизации, встречающиеся в описаниях радиолюбительских конструкций. Для углубленного изучения предлагается детальный анализ стабильности режимов, рассматриваются методы снижения температурного дрейфа.

1.1. Транзисторы и их модели

Характеристики транзисторов

Начало промышленного выпуска плоскостных полупроводниковых триодов приходится на середину 50-х годов прошлого века. Тогдашним радиоинженерам, привыкшим работать с электронными лампами, новый усилительный прибор казался как бы «ухудшенной радиолампой».

Дело в том, что и принципы построения схемных конфигураций, и методы расчетов — по инерции оставались пронизанными «ламповым подходом», предполагавшим относительно надежное знание характеристик активного прибора. Вы и сами наверняка встречали в литературе методики расчетов транзисторных каскадов, связанные с отысканием рабочих точек на кривых, построением к ним касательных, и прочим подобным... В этой книге ничего такого не будет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не понимаю, что в этом плохого, ведь такие методики считаются классикой?*

Плохо то, что кривые оказываются недостоверными, характеристики — нестабильными, в итоге весь расчет — блефом.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Однако во многих справочниках вольтамперные характеристики для различных типов транзисторов приведены.*

Если вы в них всмотритесь, то убедитесь, что все они похожи как две капли воды. Вполне достаточно иметь представление о типичной характеристике биполярного транзистора. Ей-то мы сейчас и займемся. Не забывая, что характеристику нельзя рассматривать как «точную».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Если она не точная... то как же быть?*

Секрет состоит в непревзойденных свойствах обычного (так называемого биполярного) транзистора. А именно: характерные его сопротивления оказываются либо значительно меньше, либо значительно больше типичных величин пассивных сопротивлений схемы.

Это дает возможность использовать очень простые, но достаточно адекватные модели активных приборов. Эффективность применения таких моделей связана с особым подходом к расчету, когда анализ схемы проводят не с входа, а с выхода, ориентируясь на «конечный результат».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я уже догадываюсь, что речь идет о подходе, похожем на тот, который применяют при построении устройств на операционных усилителях?*

Совершенно верно. Точно так же, как в вашем примере, использование таких моделей предполагает построение схемных конфигураций, основные параметры которых мало зависят от характеристик активных элементов.

Этому же способствует отказ от привычки «экономить» транзисторы (как когда-то лампы).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это-то понятно, ведь даже дискретные полупроводниковые приборы дешевле, да и, пожалуй, надежнее многих других элементов схемы.*

Верно. Ну а количество активных элементов на кристалле интегральной схемы, как вы понимаете, вообще не имеет существенного значения.

Биполярный транзистор

Перед нами важнейшие характеристики типичного маломощного кремниевого транзистора: характеристика прямой передачи (рис. 1.1) и семейство выходных характеристик — при заданном токе эмиттера (рис. 1.2) и при заданном напряжении база-эмиттер (рис. 1.3). Отметим главное.

При тех значениях тока коллектора I_K , которые являются допустимыми для конкретного прибора, напряжение между базой и эмиттером транзистора (а оно-то и служит управляющим) почти всегда должно находиться в пределах 0,6—0,7 В.

Крутизна прямой передачи биполярного транзистора $S = \Delta I_K / \Delta U_{БЭ}$ очень велика (десятки и сотни мА/В), это хорошо видно по рис. 1.1.

Выходное сопротивление транзистора (см. рис. 1.2) при заданном эмиттерном токе — $\Delta U_{КБ} / \Delta I_K$ очень велико — не менее 1 МОм.

Усилительные свойства транзистора сохраняются при снижении напряжения между коллектором и базой $U_{КБ}$ до нуля (и даже чуть ниже — см. рис. 1.2).

Токи коллектора и эмиттера практически равны между собой. Точнее, они различаются на малую величину тока базы:

$$I_Э = I_K + I_Б \approx I_K \quad (1.1)$$

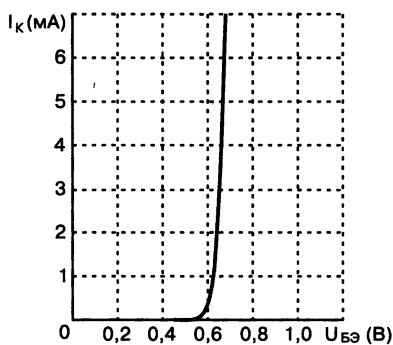


Рис. 1.1. Типичное напряжение между базой и эмиттером — около 0,7 В

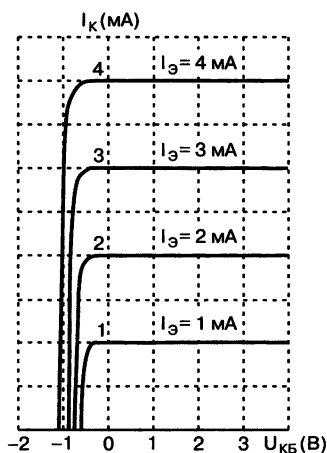


Рис. 1.2. Ток коллектора практически равен току эмиттера

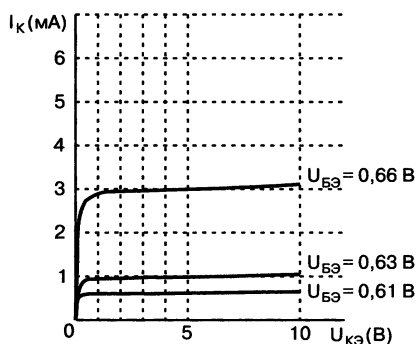


Рис. 1.3. При $U_{КЭ}$ близком к нулю, усилительные свойства теряются

причем отношение I_K / I_B представляет собой параметр транзистора — коэффициент передачи тока, обозначаемый $h_{21э}$ (можно также встретить и вариант обозначения β).

Крутизна прямой передачи

С достаточной степенью точности крутизна биполярного транзистора определяется током коллектора:

$$S = \frac{I_K}{\Phi_T}, \text{ или: } S = 40I_K \quad (1.2)$$

(I_K в миллиамперах, S — в миллиамперах на вольт). Фигурирующий здесь коэффициент 40 — это величина, обратная так называемому термическому потенциалу Φ_T , пропорциональному абсолютной температуре. И она потребует поправок, если температура кристалла отличается от «нормальной», при которой $\Phi_T = 25 \text{ мВ}$.

Вообще-то (1.2) является дифференциальным уравнением, из которого следует, что характеристика прямой передачи (зависимость I_K от $U_{БЭ}$) является экспоненциальной функцией. И это действительно верно для не слишком больших токов.

Радиолюбитель: А как для «слишком больших»?

При токах I_K , близких к предельно допустимым для транзисторов данного типа, формула (1.2) дает завышенные значения. Причина — дополнительное падение напряжения от базового тока на омическом сопротивлении базы.

«Линейный участок» или иллюзия?

Не правда ли, кривые, наподобие изображенной на рис. 1.1, дают видимость наличия ясно выраженных участков: с большей кривизной (левее) и почти линейного (справа)?

Радиолюбитель: По-моему, это очевидно.

Вот отсюда — ошибочные советы по «правильному выбору рабочей точки», при котором надо судить по визуальной оцениваемой форме кривых.

Но достаточно изменить масштаб графика по оси токов, и прежняя экспонента просто сдвинется вправо или влево. Это сразу обнаружит иллюзорность выделения в характеристике транзистора специфических участков или каких-либо особых точек (например, «с максимальной кривизной — для лучшего детектирования»).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А как же тогда выбирать оптимальный режим, ведь в книгах всегда твердят: «на линейном участке»?*

Такие вопросы решаются не столь легкомысленно, а на более серьезной основе, и мы это увидим в последующих «Шагах».

Коэффициент передачи тока базы

Статическое значение параметра $h_{21Э}$, контролируемое на низких частотах, играет немалую роль при расчете схем. Завод-изготовитель, даже для нормальной температуры, дает на величину $h_{21Э}$ весьма большой допуск (убедитесь в этом, заглянув в справочник).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Да, в справочных данных обычная разница между минимумом и максимумом 2,5—3 раза.*

Чтобы не оказаться в ситуации, когда спроектированная схема неработоспособна с некоторыми экземплярами транзисторов (вполне исправными!), расчет ведут всегда, ориентируясь на наихудшее для данного случая значение коэффициента передачи тока $h_{21Э}$ (для выбранного типа прибора и классификационной группы).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *То есть — на наименьшее?*

Почему же? Смотря по содержанию расчета. Бывает и обратное.

Коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ зависит от величины коллекторного тока, но меньше, чем крутизна. Для маломощных транзисторов этот параметр чаще всего имеет максимум в диапазоне токов 5—20 мА, но заметный спад его начинается лишь при I_K менее 0,5—1 мА. Поэтому не сделает большой ошибки тот, кто будет ориентироваться на значение $h_{21Э}$, взятое из паспортных данных (приведенных, конечно, для определенного I_K , может быть, вовсе не того, на которое производится расчет).

Германиевые транзисторы

Все, сказанное выше о кремниевых приборах, по большей части относится и к германиевым.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему-то в современных схемах их практически и не встретишь...*

Так и есть — по ряду причин (которые станут ясны в свое время). Пока следует лишь указать, что усилительный режим германиевых транзисторов соответствует меньшим напряжениям $U_{БЭ}$ (0,15—0,2 В).

Полевые транзисторы

Они, в отличие от биполярных, во многом напоминают электронные лампы. Не обладая высокой крутизной, они в некоторых случаях являются удачным дополнением биполярных приборов, если надо, например, обеспечить высокое входное сопротивление каскада. Ведь ток затвора полевого транзистора практически равен нулю.

На рис. 1.4 представлена типичная характеристика прямой передачи транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом n -типа (2П302А). Рабочая область напряжений на затворе в усилительном режиме простирается от напряжения отсечки $U_{отс}$ при котором ток стока падает практически до нуля, до примерно + 0,5 В (большее напряжение $U_{зи}$ подавать нельзя: открывается переход затвор-канал и работа транзистора нарушается).

Подобную же характеристику имеет и полевой МДП (или МОП, в зарубежной литературе — MOSFET) транзистор со встроенным каналом n -типа (например, 2П305А). Только в этом случае она продолжается также и в область положительных напряжений на затворе — ведь здесь затвор полностью изолирован от канала.

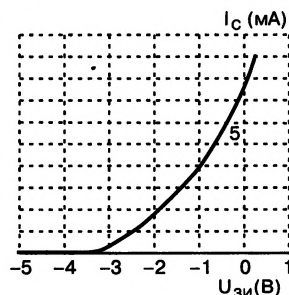


Рис. 1.4. Полевой транзистор «с обеднением» при нулевом напряжении на входе открыт

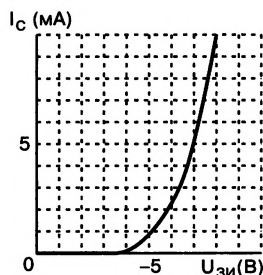


Рис. 1.5. Транзистор «с обогащением» открывается при напряжении, превышающем пороговое

Транзисторы, которые при $U_{зи} = 0$ открыты, относят к приборам «с обеднением». А на рис. 1.5 изображена стоко-затворная характеристика транзистора «с обогащением» — полевого МОП прибора (2П304А). Он имеет индуцированный канал p -типа, который открыт лишь тогда, когда напряжение затвор-исток превышает по абсолютной величине пороговое $U_{пор}$, на графике это примерно 3,7 В. Данные о пороговых напряжениях (и напряжениях отсечки) всегда можно найти в паспортах на полевые приборы.

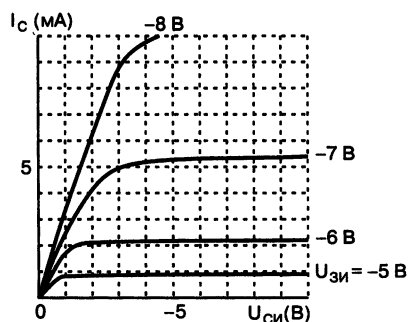


Рис. 1.6. На крутом участке характеристики усилительные свойства полевого транзистора падают

Ранее мы видели, что биполярный транзистор сохраняет усилительные свойства при снижении напряжения между коллектором и эмиттером до десятых долей вольта. В противоположность им, полевые приборы требуют для эффективной работы в усилительных каскадах определенного напряжения на стоке:

Ранее мы видели, что биполярный транзистор сохраняет усилительные свойства при снижении напряжения между коллектором и эмиттером до десятых долей вольта. В противоположность им, полевые приборы требуют для эффективной работы в усилительных каскадах определенного напряжения на стоке:

$$|U_{си}| > |U_{зи} - U_{пор}| \text{ или } |U_{си}| > |U_{зи} - U_{отс}|. \quad (1.3)$$

Проследите по стоковой вольтамперной характеристике (рис. 1.6), что при несоблюдении этого условия рабочая точка оказывается на участке характеристики, где крутизна и выходное сопротивление резко падают.

Крутизна полевого транзистора

В паспорте на полевой транзистор вы найдете значение крутизны прямой передачи

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}},$$

гарантированное заводом-изготовителем для определенного тока стока (например, для $I_c = 10$ мА).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А если придется использовать прибор при другой величине тока?

Несложно дать оценку крутизны, зная, что она изменяется пропорционально квадратному корню из тока: ведь характеристика прямой передачи здесь — парабола. Пусть при $I_C = 10 \text{ мА}$ крутизна составляет 5 мА/В . Тогда для $I_C = 2 \text{ мА}$ получаем — сколько?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Думаю, что посчитать можно так:*

$$S = 5 \cdot \sqrt{2/10} = 2,2 \text{ мА}.$$

Верно. Иногда для аналогичных расчетов удобнее бывает учитывать, что от напряжения затвор-исток крутизна зависит линейно, снижаясь до нуля при напряжении отсечки.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я вижу, что для полевых транзисторов все как-то сложнее, что ли, чем для биполярных.*

Увы, такова специфика вольтамперных характеристик и параметров полевых приборов. Эту разницу мы почувствуем немедленно: стоит лишь обратиться к задаче стабилизации режима активного прибора.

1.2. Стабилизация режима

Стабилизация тока коллектора

Режим работы транзистора характеризуется всей совокупностью токов его электродов и напряжений на них (при отсутствии сигнала). Однако когда говорят о схемах, рассчитанных на передачу сигналов, обычно подразумевают стабилизацию величины тока коллектора. И вот почему.

Во-первых, величина тока покоя коллектора определяет важнейшие усилительные параметры транзистора: крутизну S , коэффициент передачи тока $h_{21Э}$ и некоторые другие.

Во-вторых, от величины тока покоя зависит, будет ли каскад обеспечивать неискаженное воспроизведение сигналов большого уровня.

В-третьих, величина тока покоя определяет (при наличии нагрузочного резистора) и напряжение коллектора. А оно влияет, между прочим, и на то, будет ли вообще получен усилительный (активный) режим работы прибора.

В-четвертых, от величины тока покоя зависит мощность, выделяемая на транзисторе, а также коэффициент полезного действия каскада.

«Паспортный режим»

Завод-изготовитель полупроводников гарантирует допуски на их параметры только в определенном режиме — том, при котором приборы проходят приемочные испытания. Это обстоятельство нередко оказывается определяющим.

Радиолюбитель: *В каком смысле?*

В том, что если вам необходимо, чтобы значения параметров транзистора в схеме наверняка соответствовали гарантированным, вы позаботитесь поставить транзистор в режим, указанный в паспорте.

Не надо забывать, что (как в любом четырехполюснике) входные и выходные величины транзистора связаны функциональной зависимостью.

Радиолюбитель: *Не понимаю, к чему вы это?*

К тому, что, например, при заданных схемой стабилизации значениях тока коллектора и напряжения коллектор-база — соответствующие им ток базы и напряжение база-эмиттер установятся автоматически.

Радиолюбитель: *Ясно.*

В первую очередь разработчик заботится о том, чтобы все транзисторы усилительной схемы находились в активном режиме.

Радиолюбитель: *На что надо смотреть конкретно?*

Вот простые правила.

Правило 1. Усилительный транзистор не должен оказаться закрытым: он должен обладать коллекторным током (током стока) большим, чем ток утечки. В частности, в схеме должны быть предусмотрены пути для постоянных токов всех электродов транзистора.

Правило 2. Усилительный прибор не должен оказаться в области крутого участка выходных вольтамперных характеристик (для биполярного транзистора — в «режиме насыщения»).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: У меня такое бывало: из-за ошибки — потенциал коллектора транзистора оказывался ниже потенциала базы (как потом выяснялось).

Нередкий случай у радиолюбителей. У полевого прибора, соответственно, напряжение сток-исток не должно быть ниже определенной минимальной величины.

Принципиально существуют две основные схемы автоматической стабилизации коллекторного тока биполярного транзистора, используемого в однотранзисторном каскаде.

Эмиттерная стабилизация

При включении согласно рис. 1.7 фиксирован потенциал базы. А нужный ток обеспечивают резистором $R_э$ в цепи эмиттера.

Если в практической схеме рис. 1.8 замерить потенциал эмиттера (напряжение на эмиттере относительно «земли») $U_э$, то он окажется примерно на 0,7 В ниже потенциала базы $E_б$. Нетрудно тогда рассчитать эмиттерный ток транзистора:

$$I_э = \frac{U_э}{R_э} = \frac{E_б - 0,7 В}{R_э}. \quad (1.4)$$

Практически такую же величину имеет и коллекторный ток. Отсюда легко определяют потенциал коллектора:

$$U_к = E_к - I_к R_к. \quad (1.5)$$

Измерением вы сможете убедиться, что наш расчет верен, хотя и основан на предельно упрощенной модели транзистора:

$$S = \infty, U_{бэ} = 0,7 В = const, I_э = I_к.$$

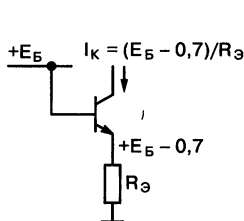


Рис. 1.7. При фиксированном потенциале базы автоматически устанавливается ток эмиттера

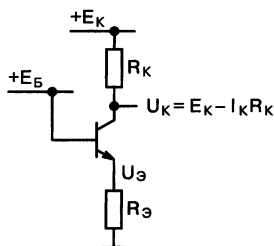


Рис. 1.8. Эмиттерный ток задает ток (и потенциал) коллектора

Не исключено, однако, что формула (1.5) даст величину потенциала коллектора меньшую, чем потенциал базы. Это говорит о неправильном выборе параметров схемных элементов: транзистор будет находиться в режиме насыщения, на крутом участке коллекторной вольт-амперной характеристики. Напряжение на коллекторе транзистора реально окажется практически равным напряжению на эмиттере, т. е. $U_{КЭ} \approx 0$. Следует уменьшить величину R_K или увеличить $R_Э$!

Коллекторная стабилизация

В схеме на рис. 1.9, а связью базы с коллектором достигается стабилизация коллекторного потенциала (он равен потенциалу базы). Этим и определяется величина тока коллектора:

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K}, \quad (1.6)$$

где $U_K = U_B$ составляет примерно 0,7 В.

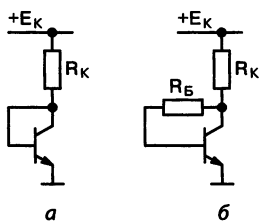


Рис. 1.9. Потенциал базы и коллектора равен 0,7 В (а); базовый резистор ухудшает стабильность режима (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Не представляю себе реальную схему, где можно было бы соединить базу с коллектором!

Можно: через резистор (рис. 1.9, б). Это увеличивает потенциал коллектора (он возрастает на величину $I_B R_B$), что хорошо. Но снижает его стабильность, что плохо.

Делитель напряжения

Коллекторного напряжения, равного $U_K = 0,7$ В, может быть недостаточно. Добиться увеличения поможет схема с базовым делителем (рис. 1.10). Если ток через делитель существенно больше тока базы, так что последним можно пренебречь, то, очевидно:

$$U_{БЭ} = U_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}, \text{ откуда } U_K = 0,7 \text{ В} \frac{R_1 + R_2}{R_2}.$$

Снова отметим, что схемы коллекторной стабилизации задают всегда потенциал коллектора! Для получения I_K следует теперь вычесть ток делителя:

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K} - \frac{U_K}{R1 + R2}. \quad (1.7)$$

«Токовое зеркало»

Конфигурация, известная как «токовое зеркало», приведена на рис. 1.11. Поскольку $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$ при идентичных транзисторах обеспечено и равенство токов:

$$I_{K1} = I_{K2} = (E - 0,7B)/R.$$

Строго говоря, полная идентичность в данной схеме не соблюдена: ток коллектора VT2 будет несколько зависеть от его коллекторного напряжения (вернитесь к рис. 1.3).

Тем не менее, с этой простой, но интересной схемой мы не раз встретимся в дальнейшем.

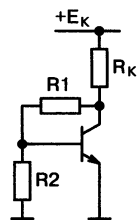


Рис. 1.10. Потенциал коллектора увеличен при помощи делителя напряжения

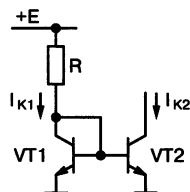


Рис. 1.11. В «токовом зеркале» $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, поэтому режим VT2 стабилизирован

1.3. Режимы полевых транзисторов

Стабилизация тока стока

Аналог эмиттерной стабилизации существует и для полевого транзистора (рис. 1.12, а, где $U_{и} = E_3 - U_{зи}$). Трудность в том, что напряжение затвор-исток при данном токе — величина весьма неопределенная и малостабильная.

К примеру, разброс $U_{зи}$ среди экземпляров прибора 2П305А при $I_C = 5$ мА может составлять единицы вольт. Поэтому гарантировать с приемлемой точностью заданную величину тока в собранной схеме мы могли бы, пожалуй, при напряжении E_3 , составляющем десятки вольт! Маловероятно, что это кого-то устроит.

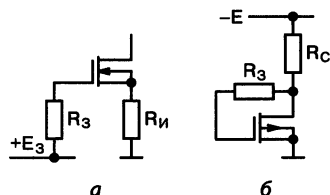


Рис. 1.12. Схемы «истоковой» и «стоковой» стабилизации требуют повышенных напряжений

Для приборов с индуцированным каналом возможен также аналог коллекторной стабилизации (рис. 1.12, б). Можно проверить, что при ненулевом пороговом напряжении транзистор здесь обязательно окажется на пологом участке выходных характеристик, что и требуется. Для тока стока, очевидно, справедливо:

$$I_C = \frac{E - U_C}{R_C},$$

а так как $U_C = U_{зи}$ может быть оценено при данном токе, как мы знаем, лишь очень грубо, то сравнительно достоверные результаты расчета и здесь достижимы только при высоком напряжении питания.

Принудительная стабилизация

В разобранных схемах функции стабилизации тока и собственно передачи сигнала соединяются в одном приборе — но, в общем, это совсем не обязательно.

Радиолюбитель: *Как это?*

К примеру, для полевых транзисторов разумным способом разрешения трудностей оказывается задание тока стока вспомогательным стабилизированным биполярным транзистором (генератором тока), обеспечивающим требуемый ток в исток полевого прибора. Надо лишь не допустить ошибки, влекущей насыщение вспомогательного транзистора.

Радиолюбитель: *Лучше бы рассмотреть на каком-нибудь примере.*

Давайте — на примере рис. 1.13. Напряжение затвор-исток для 2П305А при $I_C = 5$ мА нормировано пределами 0,2—1,5 В, затвор «привязан» к нулю, значит, на истоке имеем этот же диапазон напряжений со знаком минус. Какой отсюда вывод?

Радиолюбитель: *Исток — он же и коллектор 2Т312Б... Выше этого уровня потенциал базы E_B быть не должен?*

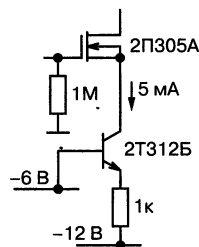
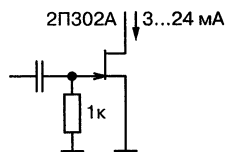


Рис. 1.13. Фиксированный ток истока задают вспомогательным транзистором

Точно. Проверьте, между прочим, что для приборов типа 2П305Г базу вспомогательного транзистора можно просто «заземлить».

Всегда ли стабилизировать ток?

Завод-изготовитель нередко проводит контроль параметров транзисторов с управляющим переходом не при фиксированном токе стока, а при фиксированном напряжении на затворе (точнее, при $U_{зи} = 0$): Это дает повод разработчику вовсе не вводить элементов стабилизации тока стока (рис. 1.14), и даже обязывает к этому. Ознакомьтесь, к примеру, с данными на прибор типа 2П302А: значение крутизны $S \geq 5 \text{ мА/В}$ гарантируется при нулевом напряжении затвор-исток, хотя величина тока в этом режиме, согласно техническим условиям, может колебаться в диапазоне от 3 до 24 мА!



Любопытно, что если здесь все же возникнет надобность в стабилизации I_c , вы не вправе устанавливать его для транзисторов этого типа более 3 мА.

Рис. 1.14. При $U_{зи} = 0$ устанавливается паспортный режим

Радиолюбитель: Почему это?

А иначе не будет уверенности, что прибор не оказался в области, где напряжение приложено к переходу в запрещенной, открывающей полярности.

Радиолюбитель: А вот еще я читал о каких-то «термостабильных точках» полевых транзисторов...

Когда вы встречаете публикации подобных выдающихся идей, почаще вспоминайте, что сама по себе стабильность тока активного прибора никак не может являться самоцелью!

1.4. Вопросы из практики

Радиолюбитель: Мне нужен мощный транзистор, а в хозяйстве имеются несколько менее мощных. Что если я применю параллельное включение, как на рис. 1.15?

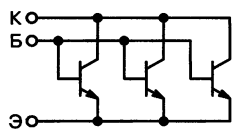


Рис. 1.15. Получился ли супермощный транзистор?

Прямое соединение дискретных транзисторов в параллель недопустимо. Высокая крутизна характеристики прямой передачи (вспомните рис. 1.1) и одновременно разброс характеристик приведут к резко неравномерному распределению общего тока.

Один из приборов будет работать с максимальной нагрузкой, перегреваться (что, в свою очередь, повлечет за собой еще большее увеличение доли общего тока: характеристика прямой передачи при нагревании кристалла смещается влево), и, наконец, он выйдет из строя. Это вызовет перегрузку оставшихся. Лавинообразный процесс завершится перегоранием всех транзисторов.

Радиоловитель: *Значит, ничего не получится...*

Почему же, положение можно исправить включением в эмиттеры одинаковых резисторов, выравнивающих токи. Но вам придется смириться с некоторой потерей мощности: следует предусматривать падение напряжения на резисторах не меньше 0,2—0,3 В, чтобы скомпенсировать разброс характеристик.

Между прочим, самостоятельно прикиньте: чему равны $h_{21Э}$ и S для вашего «супермощного» транзистора, если известны соответствующие параметры составляющих его приборов?

Радиоловитель: *Мой друг собрал по схеме рис. 1.16, взятой из брошюры, усилительный каскад, только он не заработал. В чем может быть дело?*

Схема работать не может: напряжение на затворе равно 28 В; близко к этой величине, по-видимому, и напряжение истока. Судя по величине резистора в истоке, должен протекать ток 3 мА. Но такому току соответствует падение напряжения на нагрузке 80 В! Очевидно, в номиналы резисторов вкралась опечатка. Исправить схему самостоятельно несложно.

Радиоловитель: *Я убедился, что каскад по рис. 1.17 работает, но вдруг заметил, что забыл припа-*

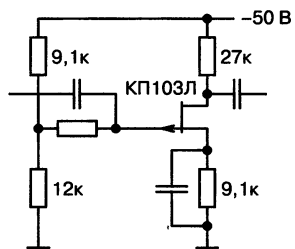


Рис. 1.16. Почему не работает усилитель?

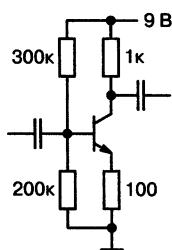


Рис. 1.17. Есть лишние детали?

ать резистор 200 кОм. Впрочем, замер тока коллектора показал мне величину 3 мА (как и требовалось по описанию). Так стоит ли исправлять ошибку?

Вы выбрали не лучшую схему. Ток через резистор 200 кОм ничтожно мал по сравнению с током базы. Поэтому его отсоединение ни на что не влияет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Резистор не влияет на установку режима?

Да: в схеме по существу фиксирован ток базы. Но тогда и эмиттерный резистор тоже лишний: замена его перемычкой практически не повлияет на стабильность тока коллектора, которая с самого начала крайне низка.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вот две новые стабилизированные конфигурации (рис. 1.18), которые я откопал в журналах.

Ничего нового. В первом каскаде поменяйте местами верхнюю и нижнюю части, и вы узнаете конфигурацию коллекторной стабилизации. Тоже — для второго, где один резистор разбит на две части: R_K и R_3 .

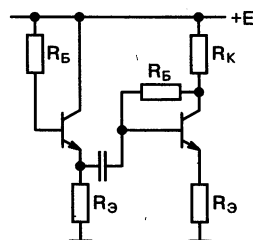


Рис. 1.18. «Новые» методы стабилизации?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Зато уж вот эта схема (рис. 1.19) описана в литературе как обладающая повышенной стабильностью!

Идея, на первой взгляд, полезная: отрицательная обратная связь с коллектора на базу регулирует потенциал U_B , противодействуя изменениям тока. Впрочем, уровень обратной связи мал. Простейший анализ, который вы сможете проделать самостоятельно, покажет: стабильность тока относительно дрейфа $U_{БЭ}$ в схеме рис. 1.19 по срав-

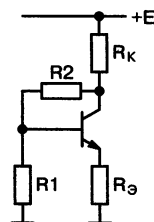


Рис. 1.19. Схема лучше лучшего?

нению с рис. 1.8 (при равных напряжениях на базе) выше во столько раз, во сколько потенциал коллектора меньше E .

Радиоловитель: *Значит, выигрыш невелик...*

Мало того: ведь если есть запас по напряжению, можно улучшить и обычную схему, просто увеличив U_B !

Радиоловитель: *В самом деле...*

Теперь взгляните на рис. 1.20, показывающий этапы трансформации «сверхстабильной» схемной структуры. Не правда ли, что, ликвидировав $R1$, мы лишь выиграли в стабильности, усилив отрицательную обратную связь?

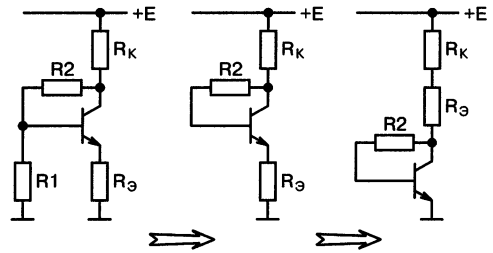


Рис. 1.20. Удивительное превращение: «сверхвысокая» стабильность оказалась блефом

Радиоловитель: *Вроде бы, так.*

И, увы, конфигурация оказалась эквивалентной известной... Не стоит заблуждаться: при отсутствии компенсации потенциальная стабильность по дрейфу определяется лишь величинами располагаемых напряжений.

1.5. Анализ. Что влияет на стабильность

Дрейф входного напряжения

Радиоловителью достаточно применить одну из описанных схем стабилизации режима, рассчитать величины резисторов, и на этом успокоиться. Но профессиональному разработчику этого мало. Следует убедиться, что получилось: какая стабильность достигнута. Значит, от синтеза схем переходим к их анализу.

Возможный разброс и температурная нестабильность тока коллектора в схеме эмиттерной стабилизации связаны с рядом факторов. Так температурный дрейф напряжения $U_{БЭ}$ транзистора приводит к неста-

бильности потенциала эмиттера, а значит, и величины тока. И этот дрейф не так уж мал: примерно 2 мВ на каждый градус. То есть «расчетные» $0,7\text{ В}$ на переходе кремниевого прибора в действительности уменьшатся до $0,6\text{ В}$ при $+70^\circ\text{C}$, а при минус 30° превратятся в $0,8\text{ В}$.

Впрочем, если разность потенциалов базы и нижнего (по схеме) вывода эмиттерного резистора составляет хотя бы $1,5\text{—}2\text{ В}$, — относительная нестабильность получается весьма малой; дальнейшим увеличением E_B ее можно снизить в желаемой степени.

Нестабильность потенциала базы

Она, разумеется, отрицательно скажется на стабильности I_K . Подсоединение базы в реальной схеме к источнику E_B через резистор, создание базового напряжения с помощью резистивного делителя, как на рис. 1.21, а (такие варианты встречаются сплошь да рядом), — все это ведет к дрейфу и разбросу тока каскада. Ведь протекание базового тока неопределенной величины через резисторы изменяет величину потенциала на $I_B R_B$ (R_B — сопротивление базовой цепи).

Трансформированное сопротивление

Если разработчик намерен количественно оценить пределы возможных изменений тока коллектора в схеме, подобной рис. 1.21, а, то решение громоздкого уравнения он заменяет анализом простой эквивалентной схемы (рис. 1.21, б).

В ней воздействие базовой цепи транзистора изображается сопротивлением $h_{213}R_E$, — «трансформированным в базовую цепь» эмиттерным резистором. Учтя пределы возможного изменения параметра h_{213} для транзисторов данного типа, несложными вычислениями мы получим пределы разброса U_B .

При малых величинах U_B более точная расчетная модель получается включением последовательно с «трансформированным сопротивлением» источника ЭДС ($0,7\text{ В}$).

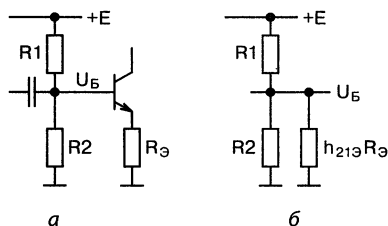


Рис. 1.21. Влияние базовой цепи на потенциал делителя (а) заменяют включением эквивалентного резистора (б)

Ток утечки

Стабильность потенциала базы определяется еще одним фактором, который в ряде случаев приходится вводить в модель. Речь идет об обратном токе коллекторного перехода $I_{КБ0}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Знакомый параметр: он дан в любом справочнике под номером один.*

Этот нежелательный ток направлен противоположно рабочему току базы, равному $I_K/h_{21Э}$; в схеме на рис. 1.9 первый будет повышать, а второй — понижать U_B , от чего, впрочем, разработчику не легче.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, придется усложнять расчеты?*

Вообще-то (при грамотном выборе типа транзистора) в нормальных условиях, а тем более при минусовых температурах, доля тока $I_{КБ0}$ в общем базовом токе кремниевого транзистора пренебрежимо мала; усложнять расчетную модель чаще всего нет смысла. Ситуация меняется при нагреве, когда из-за роста коэффициента передачи тока величина $I_K/h_{21Э}$ уменьшается, зато нарастает ток утечки.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я помню из книг, что обратный ток перехода увеличивается примерно вдвое на каждые 10 градусов.*

Теоретически это так. Но давайте разберем конкретную ситуацию. Возьмем прибор типа 2Т368.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Пожалуйста: вот, из справочника, при +25°C значение $I_{КБ0}$ может достигать для него до 0,5 мкА.*

Хорошо. А на что должен рассчитывать разработчик при +125°C?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *По расчету выходит... где-то до 0,5 мА?*

Вы верно вычислили.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Нет, погодите, вот здесь же, в справочнике, написано: для +125°C $I_{КБ0} < 5$ мкА, разница в сто раз. Чему же верить?*

Справочнику. Дело все в том, что у кремниевых переходов тепловая составляющая обратного тока при нормальных условиях крайне мала. Приводимые в документации допуски ориентируются на возможные токи утечки по поверхности кристалла, а они слабо зависят от температуры.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *И все же, как подходить к расчету стабильности схемы при максимальной рабочей температуре?*

Это просто: принять в качестве наихудшего случая ток базы равным предельному значению $I_{КБ0}$, взятому из данных на транзистор, вовсе не учитывая рабочего тока базы. Что дает максимальную величину ухода базового потенциала, с которой следует считаться, равную $I_{КБ0}R_B$, $R_B = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ (для рис. 1.21).

Отметим, между прочим, что и температурный рост $I_{КБ0}$, и дрейф U_B воздействуют на ток коллектора в одном направлении; соответствующие составляющие нестабильности специалист просто сложит.

Особенности коллекторной стабилизации

Недостаток основной схемы очевиден: она диктует разработчику ограничения, вытекающие из того, что всегда $I_{КБ} = 0$. А повышение напряжения коллектора, связанное с протеканием базового тока (рис. 1.22, а), ухудшает стабильность. Тем не менее, во многих случаях считают возможным поступиться стабильностью режима ради простоты схемы. Более детально проанализировать ее можно знакомым методом трансформированного сопротивления.

Рис. 1.22, б показывает, как сопротивление резистора R_B трансформируется в коллекторную цепь с коэффициентом $1/h_{21Э}$. Из полученной схемы нетрудно найти U_K и I_K .

Интересно, что здесь всегда соблюдается: $E_K > U_K \geq U_{БЭ}$ (это очевидно из рис. 1.22, б), то есть транзистор в любом случае находится в активном режиме. Весомое достоинство!

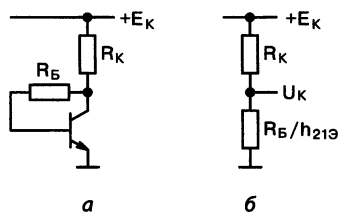


Рис. 1.22. Схему с базовым резистором (а) заменяем расчетной схемой (б)

Стабилизация схемы с делением напряжения

Напомним ее — рис. 1.23, а. Очевидно, что возможная ошибка в расчете легко приведет к ситуации, когда окажется, что $I_K < 0$, — транзистор закрыт. Весьма вероятно, что это случится при понижении температуры: потенциал коллектора — это масштабно увеличенный потенциал базы, значит, увеличивается и дрейф последнего. Вернитесь к соотношению (1.7), и вам станет понятна опасность возрастания U_K .

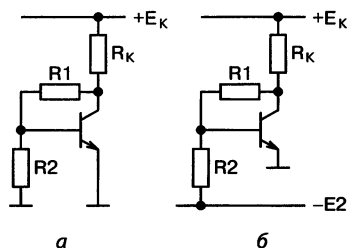


Рис. 1.23. Транзистор может оказаться запертым (а); поможет пропускание вспомогательного тока (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Еще бы: сплошные минусы в формуле.*

С этой точки зрения большие коэффициенты деления нежелательны, стабильного тока при высоких напряжениях на коллекторе не добиться.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но я уже догадываюсь, что какой-то выход есть.*
Верно.

Вспомогательный ток

Противоречия, ведущие к ухудшению стабильности при попытке повысить U_{KB} , сняты в усложненной схеме коллекторной стабилизации (рис. 1.23, б), где потенциал коллектора определяется специально пропускаемым током. Пренебрегая в простейшей модели током базы, получаем:

$$U_K = 0,7 \text{ В} + IR_1,$$

где I — ток в базовой цепи, задаваемый в данном случае резистором R_2 :

$$I = \frac{E_2 - 0,7 \text{ В}}{R_2}.$$

Таким путем задается потенциал коллектора, а следовательно, и I_K , но при этом нельзя упускать из виду, что:

$$I_K = \frac{E_1 - U_K}{R_K} - I. \quad (1.8)$$

Стабильность, очевидно, улучшается при повышении E_2 .

Компенсация дрейфа

Во всех рассмотренных вариантах, даже при низкоомной базовой цепи, всегда остается составляющая нестабильности тока, связанная с дрейфом входного напряжения транзистора.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Как же, помню: два милливольты на каждый градус?

Правильно. Поэтому при повышенных требованиях переходят к комбинированным схемам с компенсацией вторым транзистором (см., например, рис. 1.24, а). А режим VT2 установлен способом коллекторной стабилизации: $I_{K2} = (E - E_B - 0,7 B) / R$.

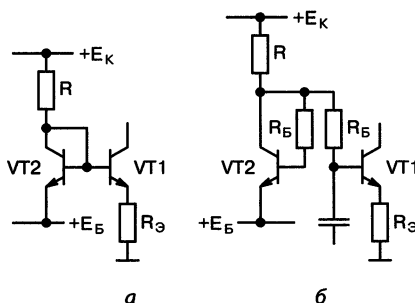


Рис. 1.24. Дрейф $U_{БЭ}$ компенсируем идентичным переходом (а); но включение резисторов может снизить стабильность (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Короче говоря, здесь дрейфы $U_{БЭ}$ двух транзисторов призваны как бы вычитаться?

Разумеется. Если оба транзистора выполнены в общем кристалле микросхемы, и вдобавок соблюдено: $I_{K1} = I_{K2}$, компенсация получается практически полной, и $U_{Э1} = E_B$.

В случае абсолютной идентичности транзисторов — симметрия сохранится и при введении равных резисторов в цепи баз, без чего, бывает не обойтись на практике (рис. 1.24, б). Хотя, к сожалению, определенное различие базовых токов ΔI_B все же неизбежно. Поэтому нестабильность величины $U_{Э1}$ будет связана как с разностью входных напряжений $\Delta U_{БЭ}$ и ее дрейфом, так и со смещением, обусловленным базовыми сопротивлениями: $\Delta I_B R_B$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Все это, я думаю, можно учесть: расчеты-то несложны, имелись бы данные.

Что же, обратитесь, в качестве примера, к данным интегральной транзисторной пары 129НТ1, и найдите в них сведения, позволяющие оценить обе составляющие. Ознакомьтесь и с тем, как описанный метод стабилизации реализован в старой микросхеме 122УД1. Если отыщете ее схему, конечно...

Кстати, в идеальном случае полной компенсации эмиттерный потенциал стабилизированного транзистора (рис. 1.24, *а*) точно равен потенциалу одной из шин питания; эмиттерный резистор теряет тогда функциональный смысл и становится излишним. Приходим к знакомому «токовому зеркалу».

«Сверхстабильность»

Проектируя схемные структуры, нацеленные на повышенную стабильность тока, не надо забывать одной «мелочи»: все усилия по нейтрализации влияния параметров активных приборов могут оказаться бессмысленными, когда не учтены возможные изменения величин напряжений, питающих схему! Опытный разработчик не упускает из виду и неизбежные погрешности величин резисторов, в том числе их температурный уход.

К счастью, лишь в редких случаях требуется та сверхвысокая стабильность, когда подобное приходится всерьез учитывать.

Итак, мы убедились, что именно биполярные транзисторы, благодаря своим свойствам, позволяют получать весьма стабильные по режиму схемные структуры. Еще в большей мере относится это к дифференциальным параметрам каскадов.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ ДЛЯ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Описываются элементарные «кирпичики» линейных схем: эмиттерный повторитель, преобразователи напряжения в ток, тока в напряжение и тока в ток, масштабный усилитель. Оказывается, что их малосигнальные параметры рассчитываются удивительно просто. А так называемые «обычные» усилители, частые в любительской практике, чреваты проблемами. Современная схемотехника не обходится без дифференциальных каскадов, существующих в немалом числе вариантов. Как всегда, практика радиолюбителей выявляет ошибки, которые полезно разобрать!

Даются сведения для расширения кругозора: усилители с динамической нагрузкой, с положительной обратной связью.

2.1. Обратная связь в линейных каскадах

Исходные предпосылки

Нынешняя схемотехника, на неискушенный взгляд, тяготеет к усложнению конфигураций. А по существу, она базируется на таких схемах, подход к которым может вытекать из элементарных моделей, до предела упрощающих анализ. Специалист знает секрет: простота расчета — это и значит стабильность параметров схемы, и уже предыдущий Шаг долже был показать это.

Речь пойдет далее об элементарных линейных каскадах, в которых в более или менее явном виде действует отрицательная обратная связь (ООС). Это значит, между прочим: вход каскада не совпадает с входом собственно усилительного элемента (выводами база-эмиттер транзистора). И получается, что сигнал на входе транзистора (важнейшая, как кажется, из электрических величин) превращается во второстепенный «сигнал ошибки». Именно этот факт и позволяет до предела

упростить расчет правильно построенного каскада, гарантировав заданные его свойства.

Если ориентироваться на указанный принцип построения одно-транзисторных конфигураций, то вполне допустимо использование простейшей модели биполярного транзистора, вытекающей из очевидных допущений.

Во-первых. Крутизна прямой передачи транзистора настолько велика, что можно принять:

$$S = \infty, u_{\varepsilon} = u_{\text{Б}}, \text{ т. е. } u_{\text{БЭ}} = 0.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Почему большие буквы в обозначениях сменились вдруг на маленькие?

Просто здесь и в дальнейшем строчными буквами u и i будут обозначаться величины амплитуд синусоидальных напряжений сигнала в различных точках схемы и токов в цепях (в отличие от постоянных составляющих этих токов и напряжений).

Во-вторых. Выходное сопротивление транзистора настолько велико, что потенциал коллектора по существу не оказывает влияния на величину коллекторного тока.

В-третьих. Коэффициент передачи тока $h_{21\varepsilon}$ настолько велик, чтобы считать токи эмиттера и коллектора равными между собой:

$$h_{21\varepsilon} = \infty, i_{\text{К}} = i_{\varepsilon}.$$

На этом базируется расчет основных параметров каскада (параметров прямой передачи).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А какие могут быть «не основные»?

Ну, скажем, входное и выходное сопротивления. Их оценка потребует от нас усложнения модели.

При рассмотрении усилительных схем не следует забывать, что действующие в них переменные напряжения (так же, как и постоянные) имеют два полюса.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Странно, да разве ж это не очевидно?

Знаете, многие привыкли считать все сигнальные напряжения в схеме действующими относительно «земли», а шины питания — само

собой разумеется, заземленными для усиливаемых сигналов... Это ошибка, которая может подвести.

Эмиттерный повторитель

Основная конфигурация каскада изображена на рис. 2.1, а. Принятое нами выше условие: $u_э = u_б$ — сразу дает соотношение:

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ}$$

если только входное и выходное напряжения отсчитываются от одной и той же точки схемы. При этом коэффициент передачи напряжения:

$$K_U = \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = 1. \quad (2.1)$$

Разумеется, для функционирования схемы необходимо задание тока коллектора одним из известных методов, например, так, как на рис. 2.1, б.

Выходное сопротивление

При испытании реального каскада вы обнаружите, что величина напряжения на выходе несколько меньше входного. Это происходит из-за потери на выходном сопротивлении схемы: дифференциальное сопротивление транзистора со стороны эмиттера всегда равно $1/S$. С учетом указанного явления запишем:

$$u_{ВЫХ} = u_{ВХ} \frac{R}{R + R_{ВЫХ}} = u_{ВХ} \frac{R}{R + 1/S}, \quad (2.2)$$

где R — результирующее сопротивление нагрузки. Расчет практической схемы на рис. 2.1, б даст нам возможность судить, стоит ли идти на такое уточнение.

В этом примере сопротивление нагрузки:

$$R = R_1 R_H / (R_1 + R_H) = 4,7 \cdot 1 / (4,7 + 1) = 0,83 \text{ кОм.}$$

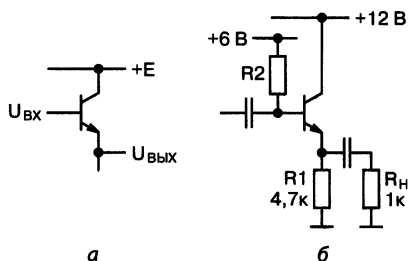


Рис. 2.1. Повторитель: напряжение эмиттера следует за базовым (а); из-за резистора R2 теряется преимущество высокого входного сопротивления (б)

При потенциале эмиттера 5,3 В ток эмиттера: $I_{\text{Э}} = 5,3 \text{ В} / 4,7 \text{ кОм} = 1,1 \text{ мА}$, а значит, крутизна транзистора, по (1.2): $S = 40 \cdot 1,1 = 44 \text{ мА/В}$. Его выходное сопротивление в рассматриваемой схеме: $1/S \approx 20 \text{ Ом}$. Следовательно, коэффициент передачи повторителя равен:

$$K_U = \frac{830}{830 + 20} = 0,98.$$

Получили практически единицу, то есть проводить «точный» расчет явно не было смысла. Иное дело, если бы речь шла об истоковом повторителе с полевым транзистором: при крутизне прямой передачи не более 3—5 мА/В выходное сопротивление каскада с истоковым выходом составит сотни Ом, коэффициент передачи будет заметно меньше единицы.

Преобразователь напряжения в ток

В конфигурации повторителя через эмиттерный резистор $R_{\text{Э}}$ протекает сигнальный ток с амплитудой (см. рис. 2.2, а):

$$i_{\text{Э}} = \frac{u_{\text{Э}}}{R_{\text{Э}}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Э}}}. \quad (2.3)$$

Здесь $u_{\text{ВХ}}$ — напряжение, действующее относительно нижнего (по схеме) вывода резистора $R_{\text{Э}}$. Разумеется, практически такой же ток протекает и в цепи коллектора, независимо от того, какого рода нагрузка будет там включена.

Каскад, изображенный на рис. 2.2, а, называется преобразователем напряжения в ток (или генератором тока, или ИТУН — источником тока, управляемым напряжением).

Включите в коллектор резистор нагрузки известного сопротивления (рис. 2.2, б), и на нем выделится напряжение, так, что фаза колебаний противоположна входу, а амплитуда может быть и больше амплитуды на входе:

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{К}} R_{\text{К}} = u_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{Э}}}.$$

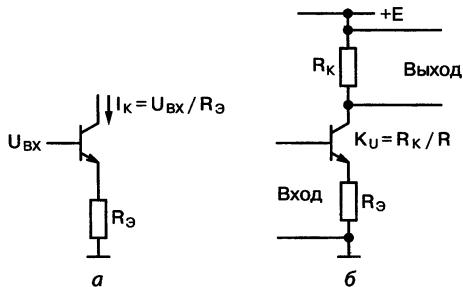


Рис. 2.2. Преобразователь напряжения в ток: ток коллектора не зависит от нагрузки (а); превращаем схему в масштабный усилитель (б)

Выходит, что схема на рис. 2.2, б соответствует масштабному усилителю, имеющему коэффициент передачи напряжения:

$$K_U = \frac{R_K}{R_Э}, \quad (2.4)$$

Но последнее действительно, разумеется, лишь для «холостого хода». Иначе вместо R_K надо брать результирующее сопротивление с учетом также и внешней нагрузки. Это естественно: выходная цепь находится здесь вне действия обратной связи, которая могла бы обеспечить независимость от нагрузки...

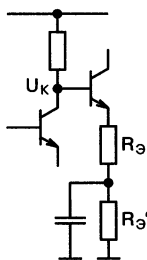


Рис. 2.3.
Блокирование
емкостью позволяет
независимо
установить режим

Конечно, вы сможете предложить ряд вариантов практических схем для каскада преобразования напряжения в ток, учитывающих требования задания режима. Особенность конфигурации на рис. 2.3 — в использовании в качестве фиксированного потенциала базы (необходимого для целей эмиттерной стабилизации) постоянной составляющей коллекторного напряжения U_K предыдущего транзистора: это частое схемное решение. В этой связи характерно, что входной сигнал, поступающий от предшествующего каскада, действует здесь относительно нижнего по схеме вывода резистора $R_Э$: только он влияет на передаточные свойства.

Резистор $R_Э'$, заблокированный конденсатором большой емкости, определяет лишь постоянную составляющую тока коллектора:

$$I_K = I_Э = \frac{U_B - 0,7B}{R_Э + R_Э'}.$$

Это дало возможность независимого выбора режима каскада и его малосигнальных параметров, не ставя последние в зависимость от располагаемого значения базового потенциала.

Преобразователь тока в напряжение

Находят применение линейные схемы, обладающие настолько низким входным сопротивлением, что оно заведомо намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала. Коэффициент передачи напряжения не характеризует усилительные свойства такого каскада: ведь источник сигнала, подключенный к его входу, практически рабо-

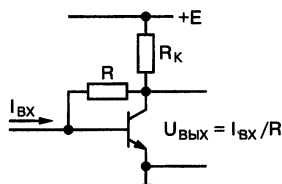


Рис. 2.4. Преобразователь тока в напряжение: при небольших значениях R входное и выходное сопротивления близки к $1/S$

тает в режиме короткого замыкания, и для расчетов удобнее задавать величину входного тока. С ней будет связана величина выходного напряжения схемы, отсюда и ее название (иногда ее обозначают также ИНУТ — источник напряжения, управляемый током).

Эту связь легко вывести. В схеме рис. 2.4, пренебрегая малым базовым током, считаем, что ток через резистор R равен входному $i_{ВХ}$. Но для сигнальных составляющих токов и напряжений справедливо:

$$i_R = \frac{u_K}{R} \text{ для модели, в которой } h_{21Э} = \infty \text{ и } S = \infty.$$

$$\text{Отсюда: } u_K = i_{ВХ} R. \quad (2.5)$$

Такой расчет верен, конечно, при не слишком больших величинах R (соизмеримых с R_K). В ином случае пренебречь влиянием тока базы уже нельзя.

Отрицательная обратная связь обеспечивает низкие входное и выходное сопротивления каскада; при малых R оба они приближаются к $1/S$. Говоря точнее:

$$R_{ВХ} = \frac{1}{S} \cdot \frac{R + R_K}{R_K}, \quad (2.6)$$

$$R_{ВЫХ} = \frac{1}{S} + \frac{R}{h_{21Э}}. \quad (2.7)$$

Однако если не соблюдается:

$$R \ll h_{21Э} R_K$$

то обратная связь фактически не действует.

Преобразователь тока в ток

Для схемы на рис. 2.5, а совершенно очевидно, что:

$$i_{ВЫХ} = i_K = i_Э = i_{ВХ}. \quad (2.8)$$

Радиолюбитель: Странно, зачем надо преобразовывать ток в ток?

Здесь важно, что величина выходного тока не зависит от потенциала коллектора, а значит, от нагрузки. А малая величина $R_{вх}$, как и у преобразователя тока в напряжение, позволяет включать вход подобных каскадов в качестве «датчика тока» в различные цепи. Такие схемы иногда обозначают ИТУТ (источник тока, управляемый током).

Радиолюбитель: На рис. 2.5, б я узнаю известное «токовое зеркало».

Оно также является своеобразным «повторителем тока». Входное сопротивление обеих конфигураций равно $1/S$. Выходное сопротивление второй из схем рис. 2.5 по понятным причинам не так велико, как у первой: VT2 работает при заданном напряжении $U_{БЭ}$, а не при заданном токе. Да и фазы колебаний выходного тока у этих вариантов противоположны.

Включите в выходную цепь «повторителя тока» резистор нагрузки — и вы получите разновидность преобразователя тока в напряжение ($u_{вых} = i_{вх} R_H$). Правда, выходное напряжение будет здесь, конечно, зависеть от результирующего сопротивления нагрузки.

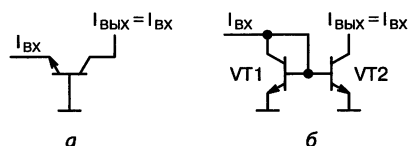


Рис. 2.5. В схеме с эмиттерным входом (а), как и в «токовом зеркале» (б), выходной ток повторяет входной

Сложение токов

Преобразователи тока в ток и тока в напряжение часто используются для сложения нескольких входных токов: ведь выходной сигнал при этом определяется суммой токов.

Радиолюбитель: Хорошо бы увидеть на примере.

Пожалуйста: устройство на рис. 2.6 пригодно для суммирования колебаний от трех различных источников.

Коэффициент передачи напряжения равен для первого входа $10 \text{ кОм} / 100 \text{ кОм} = 0,1$ (то есть происходит ослабление сиг-

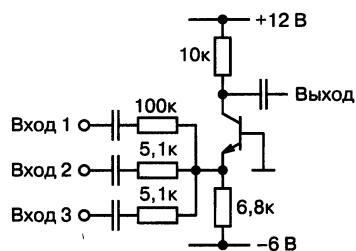


Рис. 2.6. Сопротивления входов сумматора определяются только резисторами

нала), а для двух других входов — $10 \text{ кОм}/5,1 \text{ кОм} \approx 2$ (усиление в 2 раза).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Тоже масштабный усилитель?*

Да, еще один принцип реализации масштабного усиления, к тому же дающий возможность получить нормированное значение $R_{\text{ВХ}}$. Сопротивления трех входов, как ясно из схемы, соответственно равны 100; 5,1; 5,1 кОм.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это понятно, ведь входное сопротивление с эмиттера очень мало.*

И, главное, отсутствует взаимовлияние источников сигналов — по той же причине.

Масштабный усилитель

Впрочем, известна конфигурация «преобразователя напряжения в напряжение» или ИНУН, полностью охваченная отрицательной обратной связью, делающей ее независимой от нагрузки (рис. 2.7).

Пользуясь прежней моделью транзистора, без труда получаем:

$$u_{\text{ВХ}} = u_{\text{Э}} = u_{\text{Б}} = u_{\text{ВЫХ}} R_2 / (R_1 + R_2), \text{ а отсюда:}$$

$$K_U = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (2.9)$$

В отношении режима транзистора легко заметить: достаточно положительного постоянного потенциала на эмиттере, чтобы действовала коллекторная стабилизация.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Что-то никогда не встречал я подобной странной усилительной схемы.*

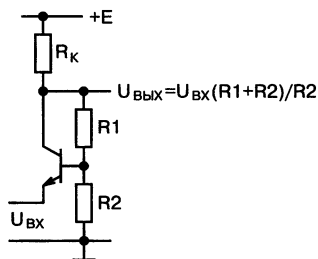


Рис. 2.7. Масштабный усилитель: делитель в цепи базы определяет коэффициент усиления

Неудивительно: на практике она мало применима из-за существенного недостатка: входной ток равен выходному, а значит, даже без нагрузки входное сопротивление будет невелико:

$$R_{BX} \approx R_K / K_U.$$

При подключении внешней нагрузки оно еще снизится.

Вспомним также, что в ряде случаев разработчик бывает готов пренебречь стабильностью дифференциальных параметров ради достижения других выгод.

2.2. Анализ эмиттерного повторителя

Входное сопротивление

Каков смысл применения «усилительного» каскада, не обладающего, собственно, усилением по напряжению? Конечно, это «отвязка» источника сигнала от низкоомной нагрузки. Ведь входной (базовый) ток схемы в $h_{21Э}$ раз меньше выходного (эмиттерного), а значит, источник входного сигнала работает фактически на сопротивление, во столько же раз большее:

$$R_{BX} = h_{21Э} R. \quad (2.10)$$

Это — знакомая уже нам величина сопротивления эмиттерной цепи, трансформированного к входу. Точнее было бы записать: $R_{BX} = h_{21Э}(R + 1/S)$, но вторым слагаемым обычно можно пренебречь.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но, простите, я встречал несколько иные формулы. Для выходного сопротивления эмиттерного повторителя дается: $R_{ВЫХ} = 1/S + R_{И} / h_{21Э}$, где $R_{И}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала. По более сложным формулам требуют определять и коэффициент передачи...*

В самом деле, если под коэффициентом передачи повторителя понимать величину $K_U = u_{ВЫХ} / e_{ВХ}$, где $e_{ВХ}$ — это ЭДС источника сиг-

нала, имеющего внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$, придется учесть влияние и этого сопротивления:

$$K_U = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{e_{\text{ВХ}}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{e_{\text{ВХ}}} \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{u_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\text{и}}} \frac{R}{R + 1/S}.$$

Учитывая, что $R_{\text{ВХ}} = h_{21Э}(R + 1/S)$, получаем:

$$K_U = \frac{R}{R + 1/S + R_{\text{и}}/h_{21Э}}.$$

Сравнивая (2.2), мы выводим значение выходного сопротивления, учитывающее действие $R_{\text{и}}$:

$$R_{\text{ВЫХ}} = 1/S + R_{\text{и}}/h_{21Э}.$$

Радиоловитель: Ну, вот видите!

А вы не догадываетесь, что это за второе слагаемое? Это трансформированная в эмиттерную цепь величина $R_{\text{и}}$. Данное сопротивление, действительно, будет замерено на выходе повторителя. Но не забудьте: влияние и входного сопротивления тем самым уже учтено! Попытка повторного учета подгрузки источника сигнала входным сопротивлением повторителя была бы теперь ошибкой.

«Трансформатор сопротивлений»

Часто можно прочесть: эмиттерный повторитель используется «для согласования низкоомной нагрузки с высокоомным выходным сопротивлением источника сигнала».

Радиоловитель: А разве это не так?

Не совсем так. Ведь когда трансформированное на вход сопротивление нагрузки, равное $R/h_{21Э}$, имеет тот же порядок величины, что и $R_{\text{и}}$ (а это зачастую и подразумевают, говоря о «согласовании»), тогда:

$$u_{\text{ВЫХ}} \approx e_{\text{ВХ}} \frac{R/h_{21Э}}{R/h_{21Э} + R_{\text{и}}},$$

т. е. коэффициент передачи получается весьма далеким от единицы, а при «точном согласовании» $u_{\text{ВЫХ}} \approx 0,5e_{\text{ВХ}}$: повторитель перестает быть таковым!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *И в самом деле!*

Куда чаще мы имеем дело с использованием повторителя для «согласования» сопротивлений одного порядка, если требуется, чтобы подключение нагрузки не влияло на величину напряжения. Но подробное рассмотрение вопросов такого типа мы отложим до «Шага 9».

2.3. «Обычные» линейные каскады

Коэффициент передачи

Речь здесь пойдет о схемах, реализующих потенциальные значения усиления по напряжению, току и мощности в ущерб другим показателям качества, к примеру, точности и стабильности параметров. В самом деле, разработчик может отдать предпочтение схемам, в которых устранены элементы внутрикаскадной обратной связи.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как я понимаю, вы ведете речь наконец-то о нормальных каскадах, с которых во всех книжках и начинается изложение.*

Вы угадали. Каскады максимального усиления естественны на входе высокочувствительных трактов, в генераторах, смесителях — там, где требования линейности воспроизведения неуместны. Это будет и в случаях, когда общей обратной связью намереваются охватить многокаскадную схемную структуру целиком (Шаг 7).

А если приходится использовать полевые транзисторы с их относительно низкой крутизной, то реализовать однотранзисторную схему с эффективной обратной связью фактически никогда и не удастся.

В конфигурации максимального усиления (рис. 2.8) напряжение база-эмиттер — это и есть входное напряжение каскада. Коэффициент передачи напряжения в этом случае будет определяться только малым сопротивлением самого транзистора со стороны эмиттера, равным $1/S$:

$$K_U = SR_K, \quad (2.11)$$

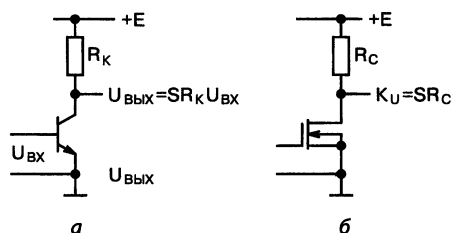


Рис. 2.8. Вход каскада без обратной связи совпадает с входом транзистора

что действительно, конечно, и для полевого транзистора (на рисунке справа). Выходное напряжение (на коллекторе, на стоке) изменяется противофазно входному.

Входное сопротивление

Входное сопротивление — это сопротивление транзистора со стороны базы, равное:

$$R_{BX} = h_{21Э} / S. \quad (2.12)$$

Оцените его величину, например, при токе коллектора 2 мА ($S = 80 \text{ мА/В}$) и $h_{21Э} = 100$, и вы получите 1,25 кОм. С такой сравнительно небольшой величиной нельзя не считаться при соединении каскадов: возможно, она повлияет на коэффициент передачи предыдущего.

В отдельных случаях входное сопротивление каскада может оказаться даже намного меньше внутреннего сопротивления источника сигнала. Тогда схема выполняет по существу функцию преобразователя тока в ток (усилителя тока с $K_I = h_{21Э}$), а при наличии известной нагрузки — преобразователя тока в напряжение ($u_{ВЫХ} = i_{ВХ} h_{21Э} R_K$).

Все это, разумеется, не относится к каскаду на полевом транзисторе.

Выходное сопротивление

Известная неопределенность параметров прямой передачи конфигураций максимального усиления связана не только с малостабильными величинами S и $h_{21Э}$, но и с влиянием выходного сопротивления транзистора. При указанном включении этот параметр будет различным для случаев $R_{И} \ll R_{ВХ}$ (питание напряжением, см. рис. 1.3) и $R_{И} \gg R_{ВХ}$ (питание током). Однако и в том, и в другом варианте он будет сильно зависеть от тока покоя каскада.

При малых I_K (доли мА) выходное сопротивление составляет сотни килоом, а значит, в большинстве случаев может по-прежнему не учитываться. Но при больших токах фактическое усиление окажется, возможно, меньше расчетного: выходное сопротивление транзистора включено, по сути, параллельно R_K .

Для полевых транзисторов максимум выходной проводимости иногда нормируется, что позволяет дать оценку величины достижимого усиления в паспортном режиме. Для прибора 2П307Г при $U_{ЗИ} = 0$ $S \geq 6 \text{ мА/В}$, выходная проводимость y_{22} не более 200 мкСм, это значит, что в одно-

транзисторном каскаде гарантированная величина «потенциального» усиления (т. е. при нагрузке на бесконечно большое сопротивление):

$$K_{Umin} = S_{min} / y_{22max} = 6/0,2 = 30.$$

В реальной схеме к y_{22} следует прибавить проводимость нагрузки.

Ошибка с емкостью

В практической схеме (рис. 2.9 заимствован из радиолюбительской литературы) соединение «земляного» полюса входного напряжения с эмиттером происходит через блокировочный конденсатор.

Как вы считаете, емкость $C_9 = 100$ мкФ, параллельная эмиттерному резистору R_9 каскада низкочастотной усилительной установки — достаточна?

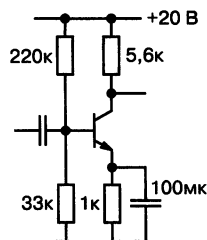


Рис. 2.9. Ошибка: большая эмиттерная емкость — все же недостаточна

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вполне. В любой книжке дается очевидная формула: $1/2\pi f_H C_9 \ll R_9$. При нижней границе воспроизводимых частот $f_H = 10$ Гц левая часть неравенства равна 150 Ом, что значительно меньше $R_9 = 1$ кОм.

Но такой подход абсолютно неверен!

Реактивное сопротивление конденсатора 100 мкФ уже при снижении частоты до 100 Гц ($1/2\pi f C_9 = 15$ Ом) становится равным сопротивлению эмиттерной цепи транзистора ($1/S = 15$ Ом при $I_K = 1,6$ мА). Что дает спад коэффициента передачи на этой частоте на 30% — кстати, а почему не вдвое?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Догадываюсь, почему. Ведь напряжения на активном сопротивлении и емкости отличаются по фазе на 90 градусов, суммирование идет векторное — по теореме Пифагора, и будет не 0,5, а 0,7 от номинального усиления.

Верно. Но в любом случае — такой спад на частоте 100 Гц недопустим при высококачественном звуковоспроизведении.

Выбор величины емкости должен был вестись по другой формуле:

$$1/2\pi f_H C_9 \ll 1/S. \quad (2.13)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Тогда результат (емкость) окажется на порядок больше!*

Это и будет верным.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же автор усилителя при его испытании не выявил такой грубой ошибки?*

Последствия подобных ошибок порой смягчаются тем, что из-за большого сопротивления источника сигнала конфигурации максимального усиления оказываются в режиме усилителя тока. Интересно, что в таком случае эмиттерный конденсатор в принципе вообще ни к чему, и ни на что не влияет!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Занятно.*

В каскаде с полевым транзистором сопротивление резистора в цепи стока и величина $1/S$ соизмеримы, тут при выборе емкости приходится принимать во внимание параллельное соединение сопротивлений R_C и $1/S$.

Заметьте, во всех описанных до сих пор схемах подразумевалось соединение второго полюса источника входного напряжения с общим проводом. Но нередки случаи, когда необходимо иметь более универсальный вход.

2.4. Дифференциальные схемы

Дифференциальный преобразователь напряжения в ток

Если изолировать эмиттерную цепь какой-либо из описанных выше линейных схем от «земли», можно использовать этот вывод схемы, как второй вход, так что:

$$u_{BX} = u_{BX.1} - u_{BX.2}.$$

Обозначение разности здесь, разумеется, условно. Применительно к амплитудам — только при одинаковой частоте и фазе будет иметь место действительно вычитание.

Двухвходовая линейная система, реагирующая на разность мгновенных напряжений, называется дифференциальной. Часто требуется

иметь одинаково высокие входные сопротивления по обоим входам каскада, и тогда переходят к использованию специальных конфигураций.

На рис. 2.10, а на верхнем и нижнем выводах эмиттерного резистора амплитуды напряжений соответственно $u_{BX.1}$ и $u_{BX.2}$. Отсюда амплитуда тока эмиттеров обоих транзисторов, имеющих противоположные («комплементарные») структуры полупроводника, получается как:

$$i_{\varepsilon} = \frac{u_{BX.1} - u_{BX.2}}{R_{\varepsilon}}, \quad (2.14)$$

такой же ток протекает в каждом из коллекторов. Дифференциальный преобразователь напряжения в ток имеет две выходные цепи, так что можно использовать любую из них или обе.

Входное сопротивление каскада, согласно (2.10): $R_{BX} = R_{\varepsilon} h_{21\beta}$, и очевидно, что для разных входов эти величины вовсе не обязаны совпадать.

Обеспечение режима

Обратите внимание на элементы, определяющие режим покоя каскада на рис. 2.10, б: ток коллектора задается разностью потенциалов баз U_{B1B2} . Понятно, что напряжение между эмиттерами будет меньше этой величины на $(U_{BE1} + U_{BE2})$, т. е. на 1,4 В, а ток каскада:

$$I_{K1} \approx I_{K2} \approx I_{\varepsilon} = \frac{U_{B1B2} - 1,4 \text{ В}}{R_{\varepsilon}}.$$

При выборе базовых потенциалов транзисторов следует учитывать, что и VT1, и VT2 должны находиться в активном режиме. Если для VT1 условие отсутствия насыщения означает: $U_{K1} \geq U_{B1}$, то для VT2, наоборот, $U_{K2} \leq U_{B2}$.

Каскад, имеющий два входа и два выхода, универсален по своему применению. Он позволяет смешивать колебания от двух независимых источников; для одного входного сигнала можно иметь усилитель, не переворачивающий фазу напряжения, или дающий на выходах равные, но противофазные напряжения.

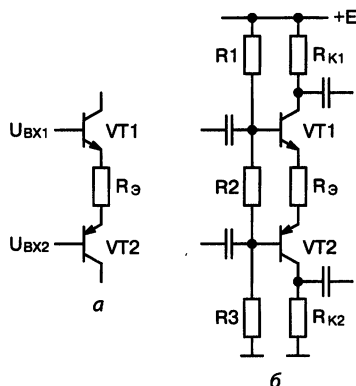


Рис. 2.10. Входное напряжение дифференциальной схемы действует между ее входами (а); возможно гибкое использование любых входов и выходов (б)

Максимальное усиление

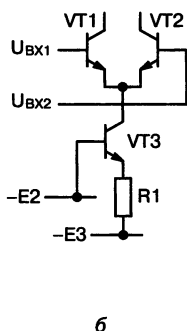
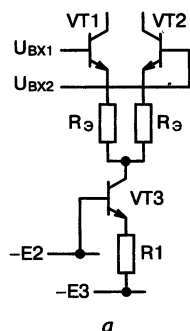
Дифференциальную конфигурацию максимального усиления получают, конечно, исключением $R_{\text{Э}}$ (например, заблокировав конденсатором большой емкости). Но здесь коэффициент передачи получается вдвое меньше: $K_U = SR_K / 2$. Это понятно: ведь в общей эмиттерной цепи действует теперь удвоенное сопротивление транзистора со стороны эмиттера, величиной $2/S$. Правда, за счет этого входное сопротивление каскада (по каждому входу) оказывается вдвое выше:

$$R_{\text{BX}} = 2h_{21\text{Э}} / S. \quad (2.15)$$

Балансная схема

Преобразователь напряжения в ток на рис. 2.11, а выполнен из транзисторов одинаковой структуры. Для него легко получить:

$$i_{\text{БВХ}} = i_{K1} = i_{K2} = (u_{\text{BX.1}} - u_{\text{BX.2}}) / 2R_{\text{Э}}, \quad (2.16)$$



причем фазы токов коллекторов $VT1$ и $VT2$ противоположны. Однако принцип установки режима здесь иной: условие баланса схемы требует равенства базовых потенциалов обоих транзисторов при отсутствии сигнала. В этом случае коллекторный ток каждого транзистора — это половина общего тока, задаваемого генератором тока на $VT3$:

$$I_{K3} = (E3 - E2 - 0,7 B) / R1.$$

Рис. 2.11. Генератор тока на $VT3$ задает режим пары (а); требуется идентичность транзисторов (б)

Рассмотрите схему на рис. 2.11, б. Исключение резисторов позволило достичь максимального усиления:

$$i_{\text{БВХ}} = i_{K1} = i_{K2} = S(u_{\text{BX.1}} - u_{\text{BX.2}}) / 2. \quad (2.17)$$

Здесь S — это крутизна каждого из транзисторов дифференциальной пары, считая, что постоянный ток коллектора $VT3$ распределяется между плечами поровну (тогда $S = S_1 = S_2 = 20I_{K3}$). Хотя данное предположение в общем случае неверно!

Разбаланс дифференциальной схемы

На практике вы можете убедиться, что при одинаковых постоянных напряжениях на базах — токи транзисторов не равны: транзисторы не идентичны! Следовательно, и крутизна их разная. При различающихся S_1 и S_2 общее сопротивление эмиттерной цепи выражается как $1/S_1 + 1/S_2$, а отсюда получаем:

$$i_{\text{ВЫХ}} = \frac{S_1 S_2}{S_1 + S_2} (u_{\text{ВХ.1}} - u_{\text{ВХ.2}}). \quad (2.18)$$

За счет стабилизации общего тока сумма $S_1 + S_2$ всегда постоянна. Тогда несложно подсчитать, что при 10-процентном разбалансе по токам усиление снизится на 1%, при 30-процентном — на 10%. Впрочем, когда транзисторы дифференциальной пары выполнены в общем кристалле интегральной схемы, разбаланс оказывается несущественным.

Если схема предназначена для передачи колебаний, то симметрия может обеспечиваться эмиттерными резисторами, как на рис. 2.11, а, а конфигурация максимального усиления (когда она необходима) создается просто соединением эмиттеров с помощью блокировочной емкости.

Синфазное напряжение

Нельзя не указать на важное свойство дифференциальных схем, в которых общий ток стабилизирован принудительно (рис. 2.11). Токи усилительных транзисторов практически не зависят от потенциала, действующего на их базы одновременно (он называется синфазным, или общим).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я слышал о «подавлении синфазных сигналов». То есть, от общего сигнала в идеале ничего не зависит?*

Ну не совсем, конечно. Диапазон возможного изменения базовых потенциалов ограничивается условием активного режима всех транзисторов схемы:

$$U_{\text{СИНФ}} \leq U_{\text{К1,2}}; \quad U_{\text{К3}} = U_{\text{СИНФ}} - 0,7 \text{ В} \geq U_{\text{БЗ}}.$$

Пора отметить, что приведенные выше выражения, такие, как (2.15), относились к входному сопротивлению для дифференциального сигнала (для $u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ.1}} - u_{\text{ВХ.2}}$). Сопротивление объединенных вместе входов для синфазного сигнала значительно выше: оно складывается из включенных параллельно сопротивлений коллекторов всех трех транзисторов при заданных токах эмиттера.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Но мне встречались схемы каскадов, в которых токозадающий транзистор VT3 заменен просто резистором...

Да, и это вполне допустимо при фиксированном синфазном напряжении. Ток пары как раз и будет определяться величиной этого синфазного напряжения — обычная эмиттерная стабилизация. Но при меняющемся синфазном сигнале, например, в измерительных схемах, потребуется тогда учитывать изменение тока (об этом будет идти речь в последующих «Шагах»).

2.5. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Мне встретилась схема микрофонного усилителя как на рис. 2.12. Какая-то она странная; может, ошибка?

Вовсе нет. Модель, соответствующая $u_{БЭ} = 0$, позволяет считать потенциал нижнего по схеме вывода источника сигнала (микрофона) нулевым. Это дает: $u_K = u_{ВЫХ} \approx u_{ВХ}$; схема является повторителем напряжения. Получается, что повторители существуют не только эмиттерные!

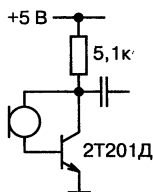


Рис. 2.12. Во сколько раз усиливается сигнал микрофона?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В радиолюбительской книжке я увидел схему рис. 2.13. Вот вам и пример использования резистора R3 для линеаризации характеристик путем создания обратной связи!

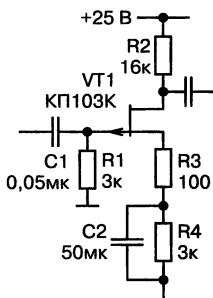


Рис. 2.13. Нет ли тут «лишнего» элемента?

Пример никуда не годится. Коэффициент передачи напряжения в вашей схеме:

$$K_U = \frac{R_2}{R_3 + 1/S'}$$

В использованном режиме (при $I_C \approx 1\text{mA}$) крутизна транзистора вряд будет больше 1mA/V , а значит, $1/S \approx 1\text{k}\Omega$.

Выходит, что резистор R_3 величиной всего 100 Ом, включенный для «линеаризации», можно без ущерба выбросить.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В книге схема рис. 2.14 названа двухкаскадным усилителем. А как просто! Нельзя ли по этому принципу строить усилители с еще большим числом каскадов?*

Не лукавьте — вы, конечно, узнали схему с составным транзистором (или «схему Дарлингтона»). Несложный анализ, который я оставляю вам, покажет: коэффициент передачи напряжения для каскада максимального усиления с составным транзистором вдвое меньше, чем у каскада с одиночным...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Странно.*

Странно, если кого-то это удивляет. Впрочем, в некоторых случаях применение схемы Дарлингтона может действительно обернуться выигрышем в итоговом усилении: ведь входное сопротивление здесь повышено в $2h_{213}$ раз.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ого, это немало!*

Не следует и переоценивать это возрастание, так как коэффициент передачи тока для транзистора $VT1$ при малом эмиттерном токе, соответствующем току базы $VT2$, скорее всего, невелик.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В книгах пишут, что «схема с общей базой» имеет меньшие искажения и более высокое выходное сопротивление. Решив убедиться, я испытал линейный каскад подачей сигнала на вход 1 (рис. 2.15), затем подключил генератор к входу 2 — в режим с общей базой. Только результат почему-то оказался обратным...*

Показатели, нас интересующие, определяются отнюдь не формальным признаком: «что общее», — а величиной сопротивления в эмиттерной цепи, реализующего внутреннюю обратную связь. Подключение низкоомного источника тестового сигнала к эмиттеру (когда $R_T < 1/S$) превращает схему в каскад максимального усиления с эмиттерным входом.

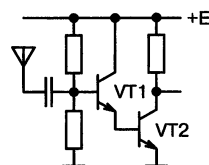


Рис. 2.14.
«Двухкаскадный усилитель» — так просто?

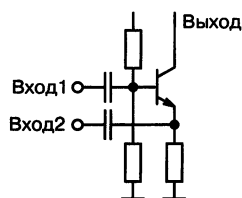


Рис. 2.15. В каком случае получится «общая база»?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А как же «общая база»?

Классическая общая база — это питание эмиттера током, а не напряжением, что вышло у вас.

Если уж, как принято в теории транзисторов, считать включением с общей базой то, при котором входной электрической величиной является ток эмиттера, тогда это, как ни странно, соответствует первому варианту включения (подумайте, почему).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Но ведь повсюду в ходу эти термины: «с общим эмиттером», «с общим коллектором», а вы как-то их избегаете...

Я бы все же от них предостерег. Здесь мы увидели, как они могут дезориентировать неопытного любителя; опытному они вообще не требуются. А когда мы доберемся до сложных многотранзисторных структур, то поймем, что эти устаревшие понятия там просто не к чему приспособить.

2.6. Дополнение для любознательных

Динамическая нагрузка

В традиционных усилительных каскадах сопротивление нагрузки для сигнала не может быть сделано слишком большим — иначе на нем будет падать недопустимо большое напряжение от постоянной составляющей тока. Конечно, «развязать» нагрузки по постоянному току и по сигналу можно трансформаторной связью, но для микροэлектронной техники это неприемлемо.

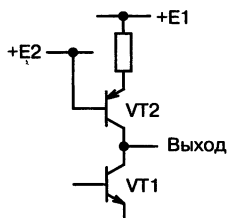


Рис. 2.16. Здесь динамическая нагрузка действует и для постоянного тока, и для сигнала

В схеме на рис. 2.16 «нагрузкой» каскада служит генератор тока. Результирующая нагрузка для сигнала будет образована параллельным включением больших выходных сопротивлений $VT1$, $VT2$ и внешней нагрузки.

Увы, конфигурация для самостоятельного использования непригодна: в ней потенциал коллектора неустойчив. Скорее всего, один из транзисторов — $VT1$ или $VT2$ — окажется насыщенным.

Такое включение допустимо только в схемах, стабилизированных общей обратной связью, которые будут рассматриваться в «Шагах 7 и 8».

Зато вариант рис. 2.17 можно встретить нередко. За счет передачи колебаний с выхода повторителя к верхнему выводу резистора R_K , сопротивление нагрузки для сигнала увеличивается:

$$R_{K.дин} = \frac{R_K}{1 - K_U},$$

под K_U подразумевается коэффициент передачи повторителя.

Конечно, параллельно этому динамическому сопротивлению включено еще и входное сопротивление повторителя.

Главное достоинство этой схемы даже не в увеличенном сопротивлении нагрузки. А в том, что, за счет своеобразного управления напряжением питания, верхний пик потенциала коллектора может быть больше, чем E . Это важно в свете проблем, которые будут рассматриваться в «Шаге 4».

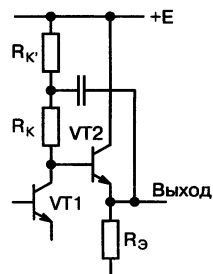


Рис. 2.17. Динамическая нагрузка увеличивает сопротивление только для сигнала

Динамическая нагрузка в дифференциальном каскаде

Если дифференциальная схема должна иметь только один выход, удобно применение динамической нагрузки на основе «токового зеркала» (рис. 2.18). Поскольку здесь происходит «отражение» тока $VT1$ в коллекторную цепь $VT2$, передаточные свойства каскада удваиваются, так что:

$$i_{ВЫХ} = i_{K1} - i_{K2} = S(u_{ВХ.1} - u_{ВХ.2}),$$

$$K_U = SR_H.$$

Удвоение произошло из-за того, что i_{K1} и i_{K2} находятся в противофазе: «токовое зеркало» обращает направление тока.

В технике интегральных схема подобные решения дают преимущество избавления от резисторов. В части устойчивости потенциала коллектора $VT2$ справедливо то, что уже сказано выше.

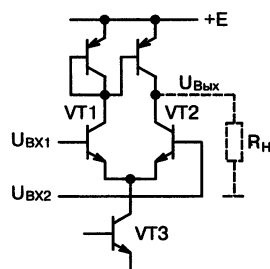


Рис. 2.18. Токи обоих плеч объединяются на выходе синфазно

Положительная обратная связь

Нечасто, но встречаются схемы линейного усиления, в которые введены элементы положительной обратной связи (регенерация).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Прямо экзотика какая-то.*

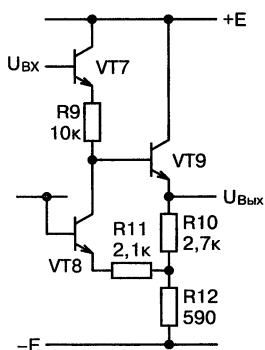


Рис. 2.19. Регенерация обеспечивает в схеме с повторителями усиление, большее 1

Тем не менее, рис. 2.19 упрощенно показывает окончательный каскад операционного усилителя 140УД1 — это, по существу, составной эмиттерный повторитель. Однако на базе VT9, а значит — и на выходе усилителя, оказывается сумма $u_{ВЫХ} = u_{ВХ} + u_2$: входного напряжения $u_{ВХ}$ и падения напряжения на R9 от тока VT8: $u_2 = -i_{K8}R9$.

Генератор тока на VT8, в свою очередь, управляется частью выходного напряжения:

$$i_{K8} \approx -\frac{u_{ВЫХ}}{R11} \cdot \frac{R12}{R10 + R12}.$$

Легко получить теперь выражение для коэффициента передачи «повторителя»:

$$K_U = \frac{1}{1 - k}, \text{ где } k = \frac{R9 \cdot R12}{R11 \cdot (R10 + R12)}.$$

При указанных на схеме параметрах получается: $k = 0,85$ и $K_U = 6,6$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *То есть больше единицы!*

Да. В усилителе 140УД1 такое решение использовано для расширения диапазона уровней на выходе.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но ведь всегда говорят, что положительная ОС — это неустойчивость.*

Так и есть: достаточно увеличить сопротивление резистора R12 до 700 Ом, как K_U устремится в бесконечность, схема перестанет быть усилительной, превратившись в «триггер Шмидта» с двумя устойчивыми состояниями.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ НА ВЫСОКИХ ЧАСТОТАХ

Увы, «Шаг 3» начинается со скучных расчетов простой радиолюбительской конструкции. Которые, впрочем, нужны единственно, дабы показать, что «обычные» усилительные каскады — для высоких рабочих частот не годятся. Даются схемные конфигурации, пригодные для широкополосных каскадов. А для резонансных усилителей приходится заботиться об устойчивости схем — эти задачи также решаются несложно, хотя иногда несколько необычно. «Шаг 3» не обходится без разбора практических вопросов.

Для любознательных даны дополнительные сведения. Например, разъясняется, по какой причине самовозбуждается повторитель с колебательным контуром на входе.

3.1. Необычные свойства обычных схем

Неудачный усилитель

Незаконное расширение сферы действия упрощенных моделей всегда ведет к разочаровывающему результату. Мы подошли к такому рубежу, когда приходится учитывать частотные свойства линейных схем. А это подводит к особым структурам каскадов.

Не хотелось начинать «Шаг» с громоздких расчетов... Но приходится: просто для иллюстрации возникающих проблем. Проведем анализ двухкаскадного широкополосного усилителя радиоприемника, работающего в диапазоне средних волн (схема рис. 3.1 взята из популярного журнала).

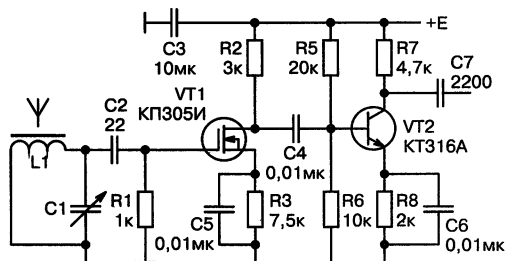


Рис. 3.1. Пример высокочастотного усилителя, построенного по «низкочастотному» шаблону

Начнем с конца, со второго каскада, усиление которого, по-видимому: $K_U = SR7$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вероятно, крутизна транзистора на очень высоких частотах уменьшается?*

Если транзистор выбран правильно, этот эффект можно не учитывать. Тем более это справедливо в данном случае: ведь приборы типа КТ316 рассчитаны на использование при частотах до сотен мегагерц.

Емкость нагрузки

О ней, разумеется, в первую очередь вспомнит тот, кто знаком с основами радиотехники. Влияние этой емкости, параллельной R7, приводит к снижению усиления на высоких частотах.

В схеме на рис. 3.1 эта паразитная емкость будет состоять из емкости коллекторного перехода транзистора (справочник дает значение — $C_{кб} \leq 3 \text{ пФ}$ для КТ316), неопределенной емкости монтажа и входной емкости следующего каскада. Приняв сумму этих составляющих равной 10 пФ , получаем значение полного сопротивления нагрузки на частоте $1,6 \text{ МГц}$ (это наивысшая частота диапазона средних волн):

$$|Z_H| = \frac{R7}{\sqrt{1 + 4\pi^2 (R7)^2 C_H^2 f^2}} =$$

$$= \frac{4,7}{\sqrt{1 + 4 \cdot (3,14)^2 \cdot (4700)^2 \cdot (10 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (1,6 \cdot 10^6)^2}} = 4,3 \text{ кОм}.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Уменьшение сопротивления невелико, спад усиления будет небольшим...*

Это типично: высокая крутизна прямой передачи биполярных транзисторов позволяет применить низкоомную нагрузку для расширения полосы пропускания, сохранив достаточное усиление.

Итак, вычислим уточненное значение K_U для второго каскада. При токе коллектора транзистора около 1 мА его крутизна примерно 40 мА/В , и тогда:

$$|K_U| = S |Z_H| = 40 \cdot 4,3 = 170 \text{ на частоте } 1,6 \text{ МГц}.$$

Переходим к анализу первого каскада. Необходимо вычислить сначала входное сопротивление второго: ведь он является нагрузкой для первого. Такой расчет, вроде бы, нас не затруднит:

$$R_{BX} = \frac{h_{21Э}}{S} = \frac{40}{40} = 1 \text{ кОм} \quad (3.1)$$

(приняв для транзистора КТ316А: $h_{21Э} \approx 40$).

Однако на высоких частотах такой результат будет неверным. Эффект, о котором идет речь, связан с мнимой составляющей комплексного коэффициента передачи напряжения каскада, которая для апериодического усилителя (т. е. нагруженного на активное сопротивление) рассчитывается так:

$$K_{MH} = \frac{2\pi f S R_H^2 C_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}, \quad (3.2)$$

где C_H — паразитная емкость нагрузки. Подставляя известные нам величины, получаем:

$$K_{MH} = \frac{6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^{-3} (4,7 \cdot 10^3)^2 \cdot 10 \cdot 10^{-12}}{1 + 4 \cdot (3,14)^2 \cdot (1,6 \cdot 10^6)^2 \cdot (4,7 \cdot 10^3)^2 \cdot (10 \cdot 10^{-12})^2} = 72.$$

Тогда активная составляющая входного сопротивления, обусловленная обратной связью:

$$R_{BX.1} = \frac{1}{2\pi f C_{пр} K_{MH}} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-12} \cdot 72} = 460 \text{ Ом}. \quad (3.3)$$

Не следует забывать, что мы здесь получили не точное значение искомого параметра, а только его нижнюю границу: ведь истинная величина $C_{пр} = C_{кб}$ для имеющегося экземпляра транзистора неизвестна, а даваемое в паспорте значение 3 пФ лишь ее верхний предел! Однако именно наихудший случай нас и интересует.

Таким образом, результирующее входное сопротивление каскада на наивысшей частоте диапазона может составить:

$$\frac{1 \cdot 0,46}{1 + 0,46} = 0,32 \text{ кОм}.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: По-моему, должно быть меньше: в (3.1) вы взяли статическое значение коэффициента передачи тока. Но я знаю, что $h_{21Э}$ падает с частотой.

Вы правы. Тем не менее, мы правильно учли активную составляющую входной проводимости. А то, о чем вы говорите, эквивалентно появлению входной емкости. Ее мы рассмотрим отдельно.

Теперь можно рассчитать и коэффициент передачи первого каскада. Он работает на нагрузку, образованную параллельным соединением R_2 , R_5 , R_6 и R_{BX} второго каскада. Относительно большие величины R_5 и R_6 позволяют их не учитывать, и, значит, нагрузка для $VT1$ составляет:

$$R_H = \frac{3 \cdot 0,32}{3 + 0,32} = 0,3 \text{ кОм.}$$

Крутизна транзистора КП305И в выбранной рабочей точке (при очень большом смещении на затворе) вряд ли превысит 1 мА/В , поэтому коэффициент передачи первого каскада:

$$K_U = SR_H = 1 \cdot 0,3 = 0,3.$$

Оказывается, первый каскад дает даже ослабление сигнала! Общий коэффициент усиления двухкаскадного высокочастотного усилителя составит тогда $0,3 \times 170 = 50$.

Осталось оценить входное сопротивление первого каскада.

Радиолюбитель: *Разве оно не бесконечно — полевой транзистор, все таки?*

Вы забыли, что имеется составляющая проводимости входа, обусловленная проходной емкостью.

Для расчета нам требуется знать емкость, параллельную нагрузке первого каскада. А она складывается:

- а) из выходной емкости транзистора КП305И;
- б) из емкости монтажа;
- в) из входной емкости 2-го каскада. А вот последняя требует дополнительного расчета.

Радиолюбитель: *К чему тут расчет? Берем из справочника для КТ316А: $C_{БЭ} = 2,5 \text{ пФ}$.*

Неправильно. Это число характеризует емкость запертого эмиттерного перехода и не имеет отношения к усилительному режиму транзистора $VT2$, где требуется иной подход.

Емкость база-эмиттер

Так называемая диффузионная входная емкость транзистора — это довольно хорошая модель влияния процессов, происходящих в базе, на частотную зависимость коэффициента передачи тока. В технической документации эта зависимость нормируется параметром, именуемым: «модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте».

Так, для КТ316А: $|h_{21э}| \geq 6$ при $f = 100$ МГц.

Расчеты упрощаются тем обстоятельством, что на частотах, для которых приводится указанный параметр, ток базы почти исключительно является током через диффузионную емкость.

Действительно, при известном токе коллектора i_K ток базы:

$$i_B = \frac{i_K}{|h_{21э}|} = \frac{Su_{BX}}{|h_{21э}|}.$$

С другой стороны i_B может быть выражен как емкостный ток:

$$i_B = u_{BX} \cdot 2\pi f C_D,$$

где C_D — величина диффузионной емкости. Приравнивая, получаем:

$$\frac{S}{|h_{21э}|} = 2\pi f C_D, \quad C_D = \frac{S}{2\pi f |h_{21э}|}. \quad (3.4)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Странно: емкость зависит от частоты?

Нет, не зависит. Здесь f — это не рабочая частота, а та, для которой в справочнике дано значение $|h_{21э}|$.

У нас получается:

$$C_D = \frac{40 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 100 \cdot 10^6 \cdot 6} = 10 \text{ нФ (максимальное значение)}.$$

Кроме емкости перехода, присутствует входная емкость каскада, созданная его паразитной обратной связью. Величина этой составляющей связана уже с действительной частью коэффициента усиления каскада:

$$K_D = \frac{SR_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2} = 154,$$

$$C_{BX.2} = K_D C_{ПР} = 154 \cdot 3 = 460 \text{ нФ}...$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Так много? Вот так сюрприз!*

Разумеется, прочие составляющие емкости нагрузки учитывать на этом фоне уже нет смысла...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это не то, что иногда называют эффектом Миллера?*

Оно самое.

Сюрприз с входной емкостью

В самом деле, параллельно сопротивлению нагрузки 1-го каскада, равному 0,3 кОм, действует, как оказалось, огромная емкость. Очевидно, она повлияет на коэффициент передачи на высших частотах диапазона. Выходит, что он был рассчитан неверно: ведь ранее, учитывая малую величину R_H , мы не принимали во внимание емкость нагрузки, не ожидая подвоха...

Итак, вычисляем по всем правилам модуль коэффициента передачи первого каскада на частоте 1,6 МГц:

$$|K_U| = |S| |Z_H| = \frac{SR_H}{\sqrt{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}} =$$

$$= \frac{1 \cdot 0,3}{\sqrt{1 + 4 \cdot 3,14^2 \cdot (1,6 \cdot 10^6)^2 \cdot 300^2 \cdot (460 \cdot 10^{-12})^2}} = 0,25.$$

Оказалось, что коэффициент усиления двухкаскадного усилителя составляет на этой частоте $0,25 \cdot 170 = 42$. Вы, надеюсь, не забыли, что для ряда параметров транзисторов мы принимаем в расчет «наихудшие» значения, так что результат мог получиться заниженным.

Ясно, что емкостная нагрузка первого каскада вызовет снижение его входного сопротивления. Как и ранее, рассчитываем мнимую составляющую коэффициента передачи каскада:

$$K_{MH} = \frac{6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 300^2 \cdot 460 \cdot 10^{-12}}{1 + 4 \cdot 3,14^2 \cdot (1,6 \cdot 10^6)^2 \cdot 300^2 \cdot (460 \cdot 10^{-12})^2} = 0,14.$$

Тогда входное сопротивление:

$$R_{BX.1} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot 0,8 \cdot 10^{-12} \cdot 0,14} = 0,88 \text{ МОм}$$

(проходная емкость транзистора КП305И составляет 0,8 пФ).

С учетом параллельного входу резистора R_1 входное сопротивление усилителя:

$$R_{BX} = \frac{R_{BX.1} R_1}{R_{BX.1} + R_1} = \frac{880 \cdot 1000}{880 + 1000} = 470 \text{ кОм.}$$

Каковы же выводы? К ним мы теперь и перейдем.

3.2. Схемотехника широкополосных каскадов

Широкополосные схемы

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Знаете, я вздохнул с облегчением, увидев, что скучные выкладки окончились.

Я вас понимаю. Однако не помешает владеть техникой такого рода расчетов. Но все же цель была иная. Анализ примитивного усилителя позволил нам выявить его «слабые места». А это — прямой путь к созданию таких схемных конфигураций, когда мы были бы избавлены от подобного детального подсчета паразитных эффектов.

Усилительную схему можно назвать грамотно построенной, если ее частотный диапазон определяется в основном постоянными времени апериодических цепей:

$$f_B = 1/2\pi RC. \quad (3.5)$$

В нашей схеме параметры данных цепей (сопротивления — 3—4,7 кОм и емкости около 10 нФ) соответствуют достижимой предельной частоте f_B не менее 3 МГц. На деле же общий коэффициент передачи, составляющий на низких частотах примерно 140, уже при $f = 1,6$ МГц снижается, как мы убедились, более чем втрое. Надо разобратся, из-за чего схема с СВЧ транзисторами оказалась имеющей настолько плохие частотные свойства.

Паразитная обратная связь

Эта связь через проходную емкость каскада и есть основная причина непредусмотренного поведения усилительных схем на высоких частотах. Выше мы проследили, что она проявляется в виде двух неже-

лательных эффектов: возрастания входной емкости каскада и снижения его входного сопротивления.

Радиолюбитель: *Частотный диапазон можно расширить — взять транзисторы с меньшей проходной емкостью.*

А еще можно снижать установленное усиление, уменьшать выходное сопротивление источника сигнала... Все это будут полумеры. Борьба с вредным влиянием проходной емкости — это схемотехническая задача.

Радиолюбитель: *Как можно повлиять на проходную емкость?*

Очень просто. Секрет каскадов, практически не имеющих проходной емкости, в том, что их вход и выход — это электроды не одного и того же, а разных транзисторов.

Каскодный усилитель

Эта схема (рис. 3.2), представляющая собой сочетание преобразователей напряжения в ток и тока в напряжение, ничем не отличается от известного нам масштабного усилителя по своим свойствам, кроме одного: в ней практически устранена проходная емкость. Коэффициент передачи здесь, как и прежде, равен:

$$K_U = R_K / R_Э,$$

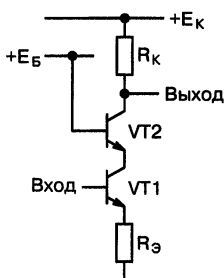


Рис. 3.2. Каскодная схема: параметры VT2 мало влияют на ее свойства

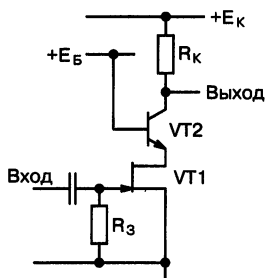


Рис. 3.3. Высокое входное сопротивление обеспечивается отсутствием ВЧ напряжения на стоке

но диапазон частот связан лишь с емкостью, параллельной нагрузке:

$$f_B = 1 / 2\pi R_K C_H.$$

От величины постоянного потенциала на базе VT2 зависит только потенциал коллектора VT1: $U_{K1} = U_{Э2} = E_B - 0,7 В$.

Конечно, в нижней части схемы могут быть взяты и каскады макси-

мального усиления на биполярном, а также полевом транзисторе (пример на рис. 3.3). Как изменится при этом коэффициент передачи, понятно.

Дифференциальный усилитель

Каскадом апериодического широкополосного усилителя может служить любая из ранее приведенных схем дифференциальных усилителей. Такой каскад будет избавлен от проходной емкости в том только случае, когда входом является база одного из транзисторов, а выходом — коллектор другого. Второй вход обязательно заземляется для усиливаемой частоты. Заметьте, что такой усилитель, в отличие от предыдущего, не изменяет фазу усиливаемого сигнала!

Повторитель напряжения

Схемы эмиттерного и истокового повторителей не усиливают напряжения. Однако они широко используются в апериодических усилителях по прямому назначению: согласование сопротивлений. Частотные свойства этих схем достаточно высоки: ведь проходная емкость $C_{БЭ}$ действует в эмиттерном повторителе между точками с практически равными потенциалами.

Преобразователь тока в напряжение

Известную нам уже по рис. 2.4 схему охотно используют в высокочастотных устройствах.

Радиоловитель: Но ведь тут будет сказываться проходная емкость $C_{КБ}$ между входом и выходом!

Это не так: низкое входное сопротивление изменяет действие обратной связи. По сходной причине хорошей конфигурацией является преобразователь тока в ток.

Частотный диапазон преобразователя тока в напряжение определяется как (3.5), где надо подставлять сопротивление обратной связи и емкость $C_{КБ}$.

К подсчетам емкостей каскада

В правильно построенных схемных структурах именно емкости, параллельные нагрузке, определяют спад усиления с частотой. Значит, надо будет принимать во внимание входную и выходную емкости каскада. Коллектор (сток) первого транзистора имеет в каскодных схемах практически нулевой сигнальный потенциал, поэтому входная емкость всегда будет содержать C_{KB} (или C_{3C}). В каскодной схеме максимального усиления с двумя одинаковыми транзисторами и эту величину надо удвоить: коэффициент передачи на коллектор $VT1$ равен здесь единице.

Разумеется, следует приплюсовать входную емкость собственно транзистора. Если передаточные свойства стабилизированы эмиттерным резистором, как на рис. 3.3, практическое равенство высокочастотных потенциалов базы и эмиттера намного уменьшает действие C_d . Точнее: $C_{вх} = C_d / (1 + SR_э)$.

Выходная емкость тех каскадов, которые мы здесь рассматриваем, — это C_{KB} , но только того транзистора, коллектор которого служит выходом (ведь база его заземлена). По сути дела, только один этот параметр и важен для «верхнего» транзистора каскодной схемы.

К подсчетам входного сопротивления

По существу, модуль полного сопротивления со стороны базы связан с величиной модуля коэффициента передачи базового тока, в определенном диапазоне обратно пропорционального частоте. Имеются в виду те частоты, где искомое значение модуля остается существенно меньше статического значения $h_{21э}$. Например, для 2Т325В, согласно паспорту, при $f = 100 \text{ МГц}$ $|h_{21э}| \geq 10$. Поэтому, к примеру, для частоты 20 МГц , разработчик уверенно примет $|h_{21э}| \geq 50$ (статическое значение $h_{21э\min} = 160$).

Это значит, что в схеме с резистором 1 кОм в эмиттерной цепи сопротивление со стороны базы будет не меньше, чем $h_{21э\min} R_э = 160 \cdot 1 = 160 \text{ кОм}$ на низких частотах. На частоте же 20 МГц модуль полного сопротивления может снизиться, очевидно, до 50 кОм .

«Граничные частоты»

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Мне кажется, вы забыли указать самое главное, — как выбрать подходящий тип транзистора для высокочастотной схемы.

Это не главное. От этого выбора зависят только величины паразитных емкостей: $C_{КВ}$ (напрямую гарантируется техническими условиями) и C_d (косвенно, через параметр $|h_{21э}|$). А степень влияния этих емкостей, как мы видели, определяется в основном реальной схемой.

Радиоловитель: Но я читал о каких-то «граничных частотах»...

Так называемые граничные частоты транзисторов, будучи даже известными, непосредственно не определяют пригодность транзистора для данного диапазона. Разве не убедил пример с СВЧ приборами, неудовлетворительно работающими на средних волнах?

Правда, на частоте, где коэффициент $|h_{21э}|$ снижается до нескольких единиц, используемые нами модели транзистора начинают давать большие погрешности.

Радиоловитель: Какие?

Заметно проявляется спад крутизны прямой передачи. Виной этому — омические сопротивления электродов и, в частности, базы. С последним параметром (точнее, с постоянной времени коллекторной цепи) связана так называемая предельная частота генерации транзистора.

Радиоловитель: Да, я слышал о такой.

Вот она-то и является в полном смысле слова граничной частотой усиления.

Создавая широкополосный усилитель, разработчик интересуется верхней границей диапазона передаваемых частот (при заданном коэффициенте усиления). Но для схемных структур, сопряженных с резонансными цепями, показатели качества оказываются иными.

3.3. Схемотехника резонансных каскадов

Вносимое затухание

В каскадах резонансных усилителей, имеющих, как правило, колебательные системы на входе и выходе, проходная емкость еще более

опасна: она может вызвать самовозбуждение. От величины этой емкости зависит предельное значение коэффициента усиления, при котором еще сохраняется устойчивость.

И еще: требуется максимально ослабить влияние схемы на добротность избирательных контуров. Тут требуются некоторые пояснения.

При подключении входа (выхода) каскада к резонансной системе — в последнюю вносятся добавочные потери, изменяющие ее избирательные свойства.

Вспомним, что эти свойства характеризуются величиной добротности колебательной системы и, обратной ей — затухания:

$$\delta = 1/Q.$$

При подключении к контуру внешних цепей — помимо собственного затухания, в контур вносится дополнительное:

$$\delta' = \delta + \delta_{BH}.$$

Величина вносимого затухания зависит от того, как именно подключается внешняя цепь с активным сопротивлением R к контуру, образованному элементами L , C .

При параллельном включении — чем больше R , тем меньше влияние внешней цепи:

$$\delta_{BH} = \frac{2\pi fL}{R} = \frac{1}{2\pi fCR}. \quad (3.6)$$

При последовательном включении — чем меньше R , тем меньше влияние внешней цепи:

$$\delta_{BH} = \frac{R}{2\pi fL} = 2\pi fRC. \quad (3.7)$$

На практике может потребоваться одно из двух:

1) или чтобы дополнительные потери были незначительными (тогда должно быть: $\delta_{BH} \ll \delta$);

2) или чтобы они соответствовали наилучшей передаче мощности (тогда $\delta_{BH} = \delta$).

Из приведенных соотношений понятно, что подключение внешних цепей к простому колебательному контуру можно произвести двумя путями:

1) участок схемы с высоким сопротивлением подключать к контуру параллельно;

2) участок схемы с низким сопротивлением включать в контур последовательно.

Практикуется и неполное включение: параллельное или последовательное.

Самовозбуждение резонансного усилителя

Рассмотрим упрощенную схему такого усилителя (рис. 3.4, а). Общеизвестно, что обратная связь через $C_{\text{ПР}}$ с выхода каскада на его вход при определенном уровне усиления K_U может вызвать паразитную генерацию.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Но ведь, кажется, обратная связь со стока на затвор (или с коллектора на базу) отрицательна, откуда же берется самовозбуждение?

Сейчас разберемся.

На рис. 3.4, б приведена та же схема, преобразованная по теореме об эквивалентном генераторе. ЭДС, вносимая внутрь контура с выхода каскада емкостным делителем, примерно равна $u_{\text{ВЫХ}} \frac{C_{\text{ПР}}}{C}$ (считая, что $C_{\text{ПР}} \ll C$). Напряжение на контуре (по схеме — на индуктивности) окажется при резонансе в Q раз больше: $u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВЫХ}} Q \frac{C_{\text{ПР}}}{C}$. И вдобавок сдвинутым по фазе на 90° .

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Все равно до самовозбуждения недостает 90 градусов...

Они добираются за счет фазовых характеристик контуров. Примем для простоты контуры на входе и выходе одинаковыми; тогда на верхней границе полосы пропускания каждый из них добавит фазовый сдвиг по 45° . Обратная связь стала положительной.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: И возникает генерация?

Да, если K_U будет не меньше, чем коэффициент обратной передачи с выхода на вход $Q \frac{C_{\text{ПР}}}{C}$.

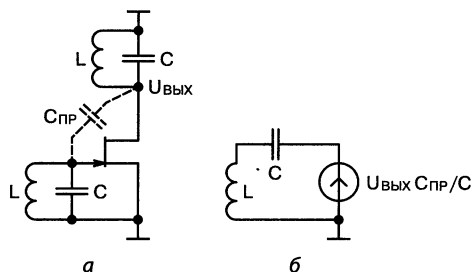


Рис. 3.4. Обратная связь кажется отрицательной (а), однако напряжение на индуктивности сдвинуто по фазе на 90° (б)

Впрочем, надо еще учесть, что частота потенциальной неустойчивости отклоняется от резонансной, каждый из контуров дает на ней спад, равный $\sqrt{2}$.

Итак, максимальное устойчивое усиление:

$$K_{U_{max}} = \frac{2C}{QC_{\text{пр}}} \quad (3.8)$$

Если контуры не одинаковы, то условие (3.8) выполняется с запасом.

Легко теперь прикинуть, что если проходная емкость составляет единицы $n\text{Ф}$, то устойчивое усиление, скорее всего, окажется неприемлемо низким.

Неполная связь

Будет она индуктивной (рис. 3.5, а) или емкостной (рис. 3.5, б), по выходу (рис. 3.5, а) или по входу (рис. 3.5, б), во всех случаях повышается устойчивость каскада. Если вход транзистора подключен, например, к половине катушки индуктивности (коэффициент связи $n = 0,5$), то обратная передача снижается вчетверо. Во столько же раз возрастает $K_{U_{max}}$. Правда, неполное включение ослабило вдвое полезный сигнал... Но зато усиление, которого можно достичь, увеличивается в $1/n$ раз.

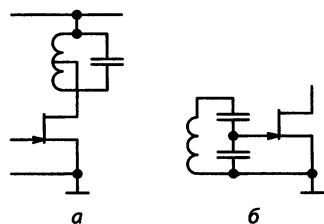


Рис. 3.5. Неполная связь с контуром — индуктивная (а) или емкостная (б) — повышает устойчивость

Впрочем, ситуация меняется, если входное (выходное) сопротивление каскада явно низко. Здесь неполная связь призвана, в первую очередь, обеспечить сохранение добротности контура, и в этом качестве повышает, а не снижает общее усиление!

Все это в полной мере относится и к неполному включению по выходу. Указанные меры очень часто применяются в усилителях, каскады которых построены на одиночных транзисторах. Эти меры не являются неизбежностью: известные схемотехнические приемы позволяют устранить проходную емкость, а с ней и проблемы неустойчивости.

Параллельное включение

На рис. 3.6 каскодная конфигурация обеспечивает практическое отсутствие проходной емкости. Из схемы хорошо видно, что полевой

транзистор $VT1$ работает на очень низкое сопротивление преобразователя тока в напряжение. По этой причине входное и выходное сопротивления велики и не оказывают влияния на избирательные свойства контуров.

Расчет коэффициента передачи напряжения не представит затруднений. Для каскада, соответствующего рис. 3.6, эта величина равна:

$$K_U = S_1 R_p,$$

считая входом затвор транзистора $VT1$; S_1 — его крутизна, а $R_p = Q\sqrt{L/C}$ — это резонансное сопротивление колебательной системы, являющейся здесь нагрузкой.

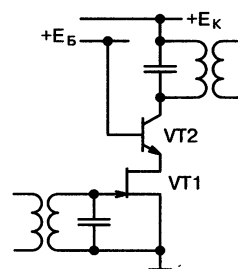


Рис. 3.6. Высокое выходное сопротивление обеспечивается работой $VT2$ с задаваемым током эмиттера

Последовательное включение по входу

В конфигурации, соответствующей рис. 3.7, низкоомный вход преобразователя тока в ток включен во входной колебательный контур последовательно. Малое сопротивление этого входа, равное $1/S$, скорее всего, внесет незначительное затухание в контур — согласно (3.7). При идентичных контурах на входе и выходе схема дает усиление по напряжению, равное Q . Попробуйте проверить это расчетом.

Сигнальная составляющая тока эмиттера в каскаде на рис. 3.7 задается колебательным контуром (его последовательным сопротивлением r_p), поэтому обеспечено высокое выходное сопротивление транзистора, благоприятное для работы на выходной параллельный контур. Таким образом, условие сохранения начальной добротности входного контура отражается и на выходном!

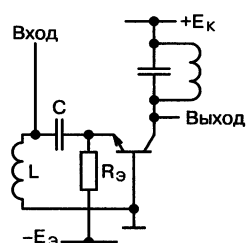


Рис. 3.7. Амплитуда тока эмиттера в Q раз превышает амплитуду входного тока схемы

Последовательное включение по выходу

Такая схема удобна при малом выходном сопротивлении каскада (пример — эмиттерный повторитель на выходе). На рис. 3.8 — выход усилителя сигналов с разделением разных частот. Низкое выходное

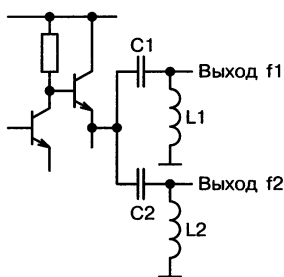


Рис. 3.8. Выходное напряжение повторителя повышается в Q раз

сопротивление повторителя позволило очень просто запитать от одного каскада два (можно было бы и больше!) избирательных контура на разные частоты, практически исключив паразитную связь между ними, которая могла бы повлечь взаимозависимость настроек.

Последовательное включение позволяет легко добиться выходного напряжения значительно большей амплитуды, чем напряжение питания схемы. При расчете исходят из того, что колебательный контур в Q раз увеличивает введенную в него последовательно ЭДС.

Если вы вспомните к тому же, что при резонансе сдвиг фаз между током в контуре и напряжением на емкости (индуктивности) составляет 90 градусов, вы поймете еще одно свойство избирательных схем с последовательным включением.

Отметим: в этом «Шаге», как и в предыдущем, мы нигде не принимали во внимание те особенности схем, которые как-то связаны с величинами амплитуд сигнальных составляющих напряжений и токов. Однако нередко случаи, когда правомерность применения малосигнальных моделей оказывается под вопросом, а значит, усложняется и сам подход к разработке. В этом предстоит убедиться далее.

3.4. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В усилителе по рис. 3.3, для устранения проходной емкости через монтаж, я бы предпочел установить еще и экранирующую перегородку. В каком сечении схемы лучше поместить экран?

Через отверстие должен проходить провод, соединяющий сток $VT1$ и эмиттер $VT2$. Это — цепь с наименьшим в данной схеме сигнальным потенциалом (ведь коэффициент передачи транзистора $VT1$ с затвора на сток равен: $S_1/S_2 \ll 1$), и к тому же низкоомная (входное сопротивление $1/S_2$). Паразитная связь через эту цепь исключена, а из-за низкоомности для нее не опасна некоторая емкость на «землю».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В книге я вычитал способ уменьшения входной емкости эмиттерного повторителя.

Это интересно: ведь в обычном повторителе она практически равна C_{KB} .

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Идея — на рис. 3.9: выходной сигнал с эмиттера заводится через конденсатор большой емкости в цепь коллектора этого же транзистора. Потенциалы на всех электродах транзистора изменятся теперь почти одинаково, поэтому эквивалентная входная емкость снизится до $C_{KB}(1 - K_U)$.

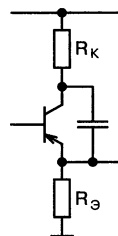


Рис. 3.9. Удалось ли таким способом снизить входную емкость?

И что вы об этом думаете?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Начертание схемы как-то настораживает: получается, что активный элемент заблокирован конденсатором, как же он сможет функционировать? С другой стороны, отчего бы повторитель с низким выходным сопротивлением не мог управлять потенциалом сравнительно высокоомной точки...

Интуиция вас не подвела: работать каскад не будет. В самом деле, допустив, что повторитель все же действует, получаем для сигнальных токов через резисторы:

$$i_{RЭ} = u_{ВЫХ} / R_Э,$$

$$i_{RK} = u_{ВЫХ} / R_K.$$

Причем они вдобавок будут в противофазе (проследите по схеме).

А в действительности эти токи не могут заметно различаться: кроме базы, других ответвлений в цепи нет...

На рис. 3.10 — работоспособная схема малоемкостного повторителя.

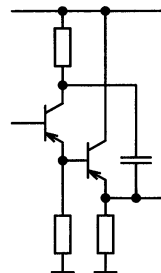


Рис. 3.10. Вот так уменьшают входную емкость повторителя

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вы вот раскритиковали схему ВЧ усилителя по рис. 3.1. Может быть, приведете лучший вариант?

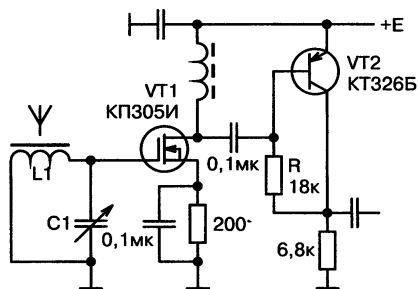


Рис. 3.11. Здесь широкополосный усилитель выполнен правильно

На рис. 3.11 — вариант грамотно построенной схемы ВЧ тракта приемника: сравните с рис. 3.1. Перед нами каскодная конфигурация, поскольку VT2 включен как преобразователь тока в напряжение. Общее усиление: $K_U = S_1 R$ — составляет около 100. Верхняя граничная частота: $f_B = 1/2\pi RC_{KB2}$ — не менее 1,7 МГц. Входное сопротивление полевого транзистора, работающего на малое входное сопротивление второго каскада, предельно высоко, выходное сопротивление схемы, наоборот, довольно низко.

транзистора, работающего на малое входное сопротивление второго каскада, предельно высоко, выходное сопротивление схемы, наоборот, довольно низко.

Радиоловитель: Схема стала намного проще...

Вот это и есть правильная схемотехника.

3.5. Дополнение для любознательных

Сопряжение моделей

Снова рассмотрим модель биполярного транзистора, учитывающую проходную емкость C_{KB} . От кругозора специалиста зависит разнообразие математических моделей, привлекаемых им для анализа. Прав будет тот, кто увидит в условной схеме усилительного каскада

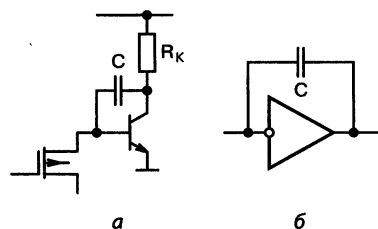


Рис. 3.12. Усилитель с проходной емкостью (а) представлен в виде интегратора (б)

(рис. 3.12, а) знакомую конфигурацию интегратора (рис. 3.12, б), для которой (при допущении бесконечного усиления активного элемента — $u_{BX} = 0$) справедливо:

$$u_{ВЫХ} = i_{BX} / (2\pi f C_{ПР}). \quad (3.10)$$

Частота, где данная модель даст тот же результат, что и противоположная ей по свойствам, — безынерционная с ограниченным усилением, — и будет

границей применимости последней, то есть началом спада амплитудно-частотной характеристики:

$$1/(2\pi f_B C_{\text{пр}} R) = K_{U0},$$

K_{U0} — это коэффициент усиления на низких частотах.

Запомните этот подход, связанный с нахождением точки сопряжения двух моделей: он не раз еще сослужит добрую службу.

Например, переходя к схеме рис. 3.1, при $K_{U0} = 140$:

$$f_B = S_1 / (2\pi K_{U0} C_{\text{пр}}).$$

Легко получить: $f_B = 380$ кГц. Считаем, что спад усиления происходит обратно пропорционально частоте, так что для $f = 1,6$ МГц имеем:

$$K_U = 140 \cdot \frac{380}{1600} = 33.$$

Радиоловитель: Ранее у нас получилось значение 42.

Некоторое ухудшение вызвано тем, что здесь не учтено влияние низкого входного сопротивления 2-го каскада, слегка расширяющее частотную характеристику. Но это не меняет ситуацию в принципе.

Отрицательное сопротивление

Пусть схемная конфигурация построена таким образом, чтобы полностью исключить нежелательную проходную емкость. Но радиоловитель где только не подстерегает беда! И невдомек, что странная неустойчивость каскада вызвана безобидной, вроде бы, входной емкостью транзистора (рис. 3.13): остаток высокочастотного напряжения на истоке ведет к тому, что входная проводимость каскада, кроме емкостной, приобретает еще и активную составляющую, отрицательную по знаку.

Проведя несложный электротехнический расчет, вы легко получите соотношение для входного сопротивления каскада:

$$-R_{\text{вх}} = \frac{C_{\text{и}}}{S C_{\text{зи}}} + \frac{S}{4\pi^2 f^2 C_{\text{и}} C_{\text{зи}}}. \quad (3.11)$$

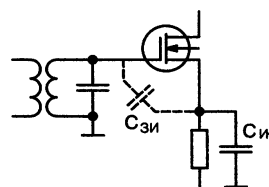


Рис. 3.13. Осторожно: емкость затвор-исток создает отрицательное входное сопротивление!

Ясно, что для биполярного транзистора роль $C_{зи}$ играет диффузионная емкость.

Радиолюбитель: *Отрицательное входное сопротивление — это означает самовозбуждение?*

Только его возможность. Она превратится в действительность, если, во-первых, будет скомпенсирована емкостная проводимость входа, и, во-вторых, сопротивление входной цепи окажется больше, чем $|R_{вх}|$ (результатирующее сопротивление будет отрицательным). Это как раз и соответствует случаю, когда имеется колебательный контур: условие устойчивости $|R_{вх}| \geq R_p$ легко нарушается при неудачном выборе $C_{и}$ (блокировочная емкость мала).

Еще хуже положение разработчика, применившего эмиттерный (истоковый) повторитель с колебательным контуром на входе.

Радиолюбитель: *Почему?*

Потому что по «закону Мэрфи» паразитная емкость нагрузки окажется как раз такой величины, чтобы вызвать самовозбуждение. Наученные горьким опытом разработчики избегают подобного сочетания вообще.

ЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ ПРИ БОЛЬШИХ СИГНАЛАХ

Выясняются сложности, возникающие в линейных каскадах при передаче сильных сигналов. Детально показывается: как возникают искажения при неучете уровней напряжений; необычное поведение усилителей, когда неправильно заданы токовые режимы. Для любознательных разъясняется, что такое вольтдобавка, и какие странности возникают при работе схем на емкостную и индуктивную нагрузку. Рассмотрены проблемы электронной регулировки усиления, лишь кажущиеся простыми.

Разбираются практические вопросы: существует ли «сопротивление транзистора», откуда берутся искажения в схеме Дарлингтона, и другие.

4.1. Уровни напряжений

Выбора режимов

Говоря о малосигнальных каскадах, мы почти не касались вопросов **выбора режимов** активных элементов. Ничего удивительного в этом нет.

В большинстве практических случаев выбор режима определяется компромиссом между соображениями экономичности и минимальной потери усилительных свойств активных приборов; для каскадов, работающих при слабых сигналах, это приводит к значениям тока коллектора около 1 мА (у полевых транзисторов ток стока от 1 до 5—10 мА).

Напряжение коллектор-база таких каскадов несущественно, и может быть снижено даже до нуля без потери усилительных свойств биполярного транзистора. Правда, при низких напряжениях возрастает величина емкости коллекторного перехода, а это может быть нежелательно для высокочастотной схемы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Где же граница между малосигнальными каскадами и режимом сильного сигнала?

Мы будем интересоваться такими схемами, в которых амплитуды переменных напряжений и токов электродов соизмеримы с постоянными составляющими этих напряжений (токов) — вот это и есть признак. Для них выбор режима транзисторов по постоянному току приобретает совершенно другое значение. И ошибки разработчиков бывают связаны с игнорированием соответствующего расчета.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Как-то думается, что такой расчет будет сложным.

Совсем нет! На самом деле и здесь остаются действительными прежние модели транзисторов. Мы увидим, что они теперь должны быть лишь дополнены ограничениями, связанными с однополярностью $U_{КБ}$ и однонаправленностью I_K .

Резистивная нагрузка в коллекторе

Вначале мы обсудим выбор режима работы для схем, где которых резистивная нагрузка включена в цепь коллектора (эмиттера) непосредственно. Наши выводы будут справедливы и для каскада, связанного разделительной емкостью с внешней нагрузкой, если только сопротивление внешних цепей во много раз больше сопротивления резистора, через который непосредственно протекает ток коллектора (эмиттера).

В схеме с резистивной нагрузкой в коллекторе (рис. 4.1) с помощью осциллографа проконтролируем форму выходного напряжения $U_K(t)$. В зависимости от установленного значения постоянной

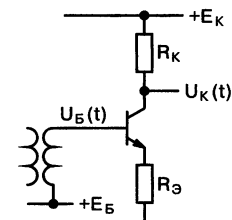


Рис. 4.1. Наибольшая амплитуда колебаний на коллекторе ограничена

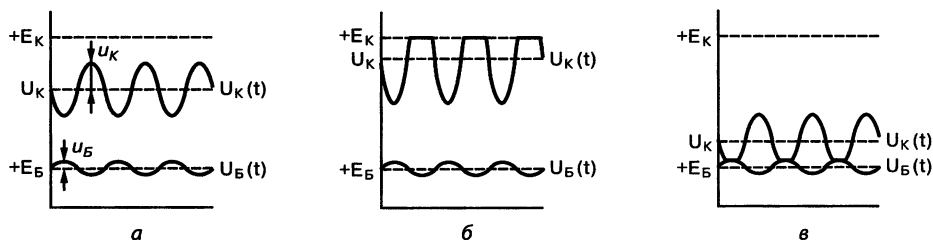


Рис. 4.2. Правильный выбор потенциала покоя коллектора (а); при слишком высоком (б) и слишком низком (в) потенциале возникают искажения

составляющей коллекторного тока, осциллограмма будет иметь вид, как на рис. 4.2, а, б или в.

Потенциал коллектора

Рис. 4.2, а соответствует правильному выбору режима транзистора: обеспечено неискаженное воспроизведение. Это достигнуто установлением потенциала коллектора U_K определенной величины. А именно, должны выполняться условия:

$$|E_K - U_K| > u_K = u_{\text{ВЫХ}} \quad (4.1)$$

(это условие отсутствия моментов запираания транзистора);

$$|U_K - E_B| > u_K + u_B = u_{\text{ВЫХ}} + u_{\text{ВХ}} \quad (4.2)$$

(условие отсутствия моментов открывания коллекторного перехода).

При заданном сопротивлении нагрузки R_K установление нужной величины постоянной составляющей потенциала на коллекторе обеспечивается, конечно, заданием соответствующего тока: $I_K = (E_K - U_K) / R_K$.

Очень часто бывает так, что амплитуду напряжения сигнала на базе можно не учитывать при расчете: например, в каскаде с высоким коэффициентом усиления, или если управление транзистором производится по эмиттеру, как в каскодной схеме.

Радиолюбитель: Мне кажется, что величину коллекторного потенциала лучше всего выбрать просто посередине между потенциалами базы и источника коллекторного питания...

Вы правы, ведь тогда будет получена максимальная амплитуда сигнала на коллекторе, равная:

$$u_{K \max} = 0,5 \cdot (E_K - E_B). \quad (4.3)$$

Осциллограмма на рис. 4.2, б иллюстрирует неправильный выбор режима каскада: амплитуда сигнала на выходе превышает $|E_K - U_K|$, а значит, неизбежно ограничение формы выходного напряжения из-за захода в область запираания транзистора (отсечки тока коллектора). Если нецелесообразно или невозможно увеличение R_K , значит, придется увеличить постоянный коллекторный ток. Рис. 4.2, в показы-

вает противоположный случай: из-за слишком большого тока потенциал покоя на коллекторе U_K снижен настолько, что происходит заход в область насыщения.

Вам не придет, конечно, в голову попытаться получить с выхода каскада сигнал, размах которого (удвоенная амплитуда) превышает $|E_K - E_B|$?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ну что вы, я же понимаю: колебание будет обрезано, быть может, даже с двух сторон.

Разумеется, для получения сигнала большой амплитуды необходим и источник питания с соответствующим напряжением.

Без ООС

В соответствии с приведенными здесь рекомендациями, установив наивыгоднейший режим, вы попытались получить на выходе предельно достижимый размах колебаний (рис. 4.3). Но вы разочарованы... Правильная синусоида, поданная на базу усилительного транзистора, на коллекторе превратилась в хотя и не обрезанную, но явно несимметричную кривую.

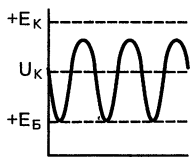


Рис. 4.3. Нелинейность характеристики прямой передачи не дает использовать весь динамический диапазон

Такая нелинейность неизбежна, если вы применили каскад максимального усиления, коэффициент передачи которого связан с крутизной транзистора. В условиях сильного сигнала, когда мгновенное значение тока коллектора изменяется в большом диапазоне, нелинейность характеристики прямой передачи не может не привести к искажениям.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Можно ли их как-то оценить количественно?

Используя полиномиальное разложение характеристики биполярного транзистора, нетрудно получить соотношение для предельной амплитуды тока коллектора при заданном ограничении на относительный уровень второй гармоники k (справедливое, конечно, только при малых k):

$$i_K \leq 4kI_K.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А если пример?*

Скажем, если допускается коэффициент нелинейных искажений до 5%, то амплитуда тока коллектора должна быть менее 20% от постоянной составляющей.

Для полевого транзистора (с квадратичной характеристикой):

$$i_c \leq 8kI_C.$$

Здесь будет уместно указать, что в дифференциальном каскаде искажения относительно меньше: вторая гармоника, и вообще четные, компенсируются.

Итак, мы видим, что искажения не позволяют использовать весь динамический диапазон каскада без ООС. Возможно, придется смириться с уменьшением амплитуды выходного сигнала. Либо потребуется увеличить напряжение питания коллекторной цепи E_K и одновременно ток покоя. Главное — исключить заход в область малых токов транзистора.

А это значит, что нельзя допускать, чтобы мгновенная величина коллекторного потенциала слишком приближалась к E_K . Между прочим, заход в область малой крутизны по характеристике прямой передачи нежелателен и для каскадов с обратной связью: в эти моменты и в них могут появляться искажения из-за ослабления ООС.

Мы знаем, что для полевых приборов в однотранзисторном каскаде эффективная обратная связь, как правило, не реализуема. Поэтому использование их в каскадах с большими сигналами наталкивается на трудности: неизбежна заметная нелинейность.

Во всяком случае, ясно, что требование независимости дифференциальных параметров для малых сигналов от характеристик транзистора совпадает с требованием отсутствия искажений больших сигналов. И именно для таких случаев справедливо то, что вы прочтете в данном «Шаге».

Резистивная нагрузка в эмиттере

Для такого каскада (рис. 4.4) — на рис. 4.5, а — изображены возможные осциллограммы входного и выходного колебаний. Вы без труда разберетесь в них сами и заключите, что для неискаженной

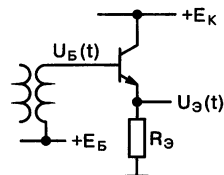


Рис. 4.4. Эмиттерный повторитель еще не гарантирует неискаженной передачи

передачи сигнала с амплитудой u потенциалы базы и коллектора должны быть подобраны так, чтобы выполнялось:

$$u < |E_K - U_3| \quad (4.4)$$

(условие отсутствия моментов открывания коллекторного перехода), и:

$$u < U_3 \quad (4.5)$$

(условие отсутствия моментов запираания транзистора).

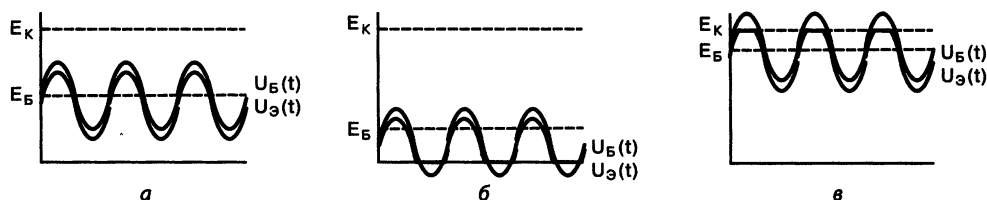


Рис. 4.5. Правильный выбор потенциала базы повторителя (а); при ошибках искажения неизбежны — (б) и (в)

Второе условие, как и прежде, следует выполнить с некоторым запасом, если мы хотим исключить захождение транзистора в область малых токов, и, следовательно, искажения, связанные с падением крутизны.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Глядя на рис. 4.5, я вижу, что максимальную амплитуду неискаженного выходного напряжения с эмиттера можно получить, если установить U_3 на уровне половины от E_K .

Разумно. Для чего потребуется задать потенциал покоя на базе:

$$E_B = 0,5E_K + 0,7V.$$

И, разумеется, в любом случае размах выходного напряжения не превысит E_K .

Не стоит забывать, что все полученные нами пока условия неискаженного воспроизведения сигналов относятся к режиму «холостого хода». А для более общего случая оказывается, что проверка уровней напряжений является хотя и необходимым требованием обеспечения линейного режима, но не достаточным.

4.2. Схемы с внешней нагрузкой

Куда делся динамический диапазон?

Чаще встречаются ситуации, когда к выходу каскада с резистивной нагрузкой подключена еще и заметная внешняя нагрузка через разделительную емкость (это может быть вход следующего каскада), как показано на рис. 4.6. Что каскад требует в данном случае особого подхода, убедит вас простой опыт.

Если у вас собран усилительный каскад, рассчитанный на получение максимально возможной амплитуды коллекторного напряжения по (4.3), попробуйте подключить, как на рис. 4.6, через конденсатор достаточной емкости резистор внешней нагрузки небольшого (сравнительно с R_K) сопротивления. То, что выходной сигнал уменьшился (рис. 4.7, а), вас не удивит: общая нагрузка для сигнальной составляющей тока стала теперь равна $R_K R_H / (R_K + R_H)$ вместо R_K , пропорционально упал и коэффициент передачи.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Можно увеличить входное напряжение, ведь динамический диапазон по напряжению еще не исчерпан!*

Попробуйте: ничего у вас не выйдет. Новая, уменьшенная амплитуда колебаний оказалась по-прежнему предельной (рис. 4.7, б): при попытке ее увеличить вы наблюдаете на осциллографе характерное ограничение, свойственное заходу в режим отсечки коллекторного тока.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему так?*

Изменение вида нагрузки не могло ведь повлиять на закон изменения тока коллектора? А диапазон токов ранее уже был использован полностью.

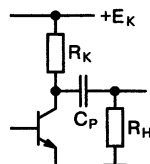


Рис. 4.6. Неискаженная передача зависит от величины тока покоя

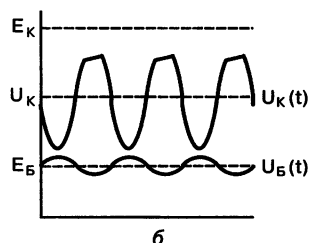
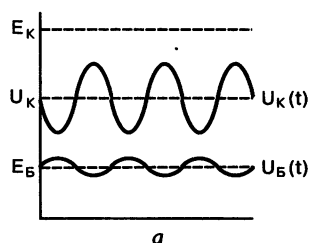


Рис. 4.7. Ток покоя недостаточен: при слабом сигнале искажений нет (а), однако увеличить амплитуду не удастся (б)

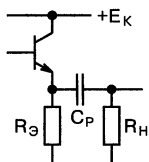


Рис. 4.8. Неискаженная работа требует правильного выбора эмиттерного тока

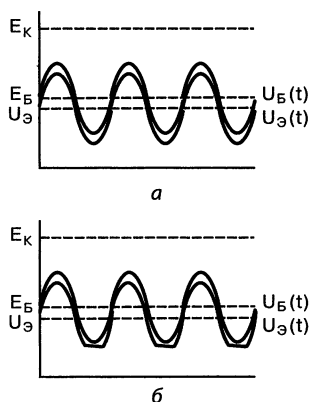


Рис. 4.9. При больших R_H искажений нет (а); но при меньших — ток покоя должен быть увеличен (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А что за наклонные срезы верхушек синусоиды?

Это заряд разделительной емкости при запертом транзисторе.

Не повторяющий повторитель

И в самом деле, повторитель ведет себя в тех же условиях (рис. 4.8) не менее странно: при уменьшении сопротивления внешней нагрузки вы будете наблюдать, как он перестает «повторять» колебание, ограничивая его снизу (рис. 4.9). Явление озадачит радиолюбителя, наивно полагавшего, что можно свободно нагружать повторитель внешними цепями, не утруждая себя расчетом режима. Ведь дифференциальное выходное сопротивление, равное $1/S$, так мало...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Разве выходное сопротивление на самом деле не мало?

Не забывайте, что дифференциальными параметрами можно пользоваться лишь при малых сигналах. Если сигналы таковы, что происходит заход в нежелательные области характеристик транзистора, — в эти моменты схема теряет ожидаемые свойства.

Фундаментальное условие

Чтобы при заданной амплитуде выходного сигнала $u_{\text{ВЫХ}}$ на заданной нагрузке R_H исключить отсечку коллекторного (эмиттерного) тока, надо выполнить очевидное условие: амплитуда сигнальной составляющей этого тока, соответствующая данной величине выходного сигнала, должна быть меньше постоянной составляющей тока (или «тока покоя»):

$$i_K < I_K, \text{ или } i_E < I_E. \quad (4.6)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это для которой из схем?*

Абсолютно для любой.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Так просто?*

Да. На это простое, но фундаментальное условие нам много раз придется ссылаться в последующих «Шагах».

Например, для каскада на рис. 4.6 при амплитуде напряжения на нагрузке $u_{\text{ВЫХ}}$ ток через нагрузку R_H составит:

$$i_H = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H}.$$

Определенная составляющая сигнального тока проходит и через резистор R_K :

$$i_K' = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_K}.$$

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора:

$$i_K = i_H + i_K'. \quad (4.7)$$

Установим величину тока в режиме покоя больше, чем значение (4.7):

$$I_K > \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_K} = u_{\text{ВЫХ}} \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}. \quad (4.8)$$

Теперь у нас есть твердая уверенность, что даже на отрицательной полуволне колебаний сигнального тока суммарный коллекторный ток не будет падать до нуля. Подобный же расчет справедлив и для каскада с эмиттерной нагрузкой.

Однако из условия (4.8) с очевидностью следует, что в каскаде с внешней нагрузкой по рис. 4.6 всегда $u_{\text{ВЫХ}} < U_K = I_K R_K$: не достигается полного использования динамического диапазона по напряжению. И чем меньше R_H по сравнению с R_K , тем меньше допустимое неискаженное напряжение на выходе. С точки зрения наилучшего КПД предпочтительна трансформаторная связь с нагрузкой.

Трансформаторные каскады

Специфика каскадов, имеющих трансформаторную связь с нагрузкой (рис. 4.10, а) в том, что потенциал покоя коллектора практически

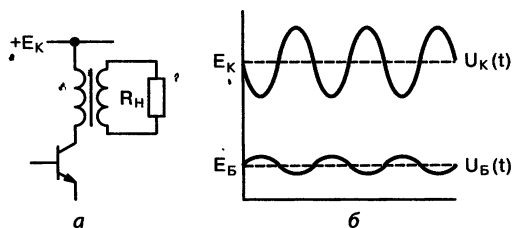


Рис. 4.10. В цепи коллектора действует нагрузка только для переменной составляющей тока (а); средний потенциал коллектора — напряжение питания (б)

равен E_K : если трансформатор достаточно хорошего качества, то можно не учитывать небольшое падение напряжения на первичной обмотке от постоянной составляющей тока. Из рис. 4.10, б ясно видно, что во время положительных полупериодов мгновенное напряжение на коллекторе превышает E_K !

При подсчете амплитуды коллекторного напряжения и тока разработчик учтет простые соотношения:

$$u_K = \frac{u_{ВЫХ}}{n}; i_K = n i_H. \quad (4.9)$$

Здесь $u_{ВЫХ}$ и $i_H = \frac{u_{ВЫХ}}{R_H}$ — это амплитуды тока и напряжения для нагрузки, а n — коэффициент трансформации, то есть отношение чисел витков вторичной и первичной обмоток.

Бывает полезно эти соотношения объединить в одно: $u_K = i_K R_H'$. Здесь под R_H' понимается сопротивление нагрузки, трансформированное в цепь коллектора: $R_H' = R_H / n^2$.

Имея значения u_K и i_K , как и прежде, следует выбрать ток покоя коллектора согласно (4.6), а напряжение питания из условия неоткрывания коллекторного перехода (см. рис. 4.10, б):

$$|E_K - E_B| > u_K + u_B. \quad (4.10)$$

Впрочем, чаще приходится, наоборот, подбирать коэффициент трансформации применительно к уже имеющемуся источнику питания; вы легко проведете соответствующий расчет: условия (4.6) и (4.10) не должны быть нарушены. Опытный разработчик предусмотрит еще и 10-процентный запас по выходному напряжению, предвидя наличие потерь в трансформаторе.

Совершенно аналогично мы рассчитаем режим резонансного усилителя, работающего на частотно-избирательную цепь любого рода, связанную с коллектором транзистора с помощью катушки индуктивности.

Основой для расчета будет опять соотношение: $u_K = i_K R_H$, где R_H — это входное сопротивление колебательной системы при резонансе.

А для усилителя с дроссельной нагрузкой в качестве R_H мы учтем внешнее активное сопротивление, подключенное к выходу каскада.

4.3. Дополнение для любознательных

Вольтодобавка

Вспомним: мы уже говорили о каскадах с динамической нагрузкой как о неких эквивалентах трансформаторных каскадов (с точки зрения уровней напряжений). Действительно, в точке, где действует напряжение «вольтодобавки» $U_1(t)$ (см. рис. 4.11, а), мгновенное напряжение может даже превышать напряжение питания E (рис. 4.11, б).

Эквивалентное сопротивление резистора R_K становится здесь (для сигнала) настолько большим, что током через него i_{RK} вполне можно пренебречь. Это способствует максимально полному использованию динамического диапазона $VT1$ как по уровням напряжений, так и по току.

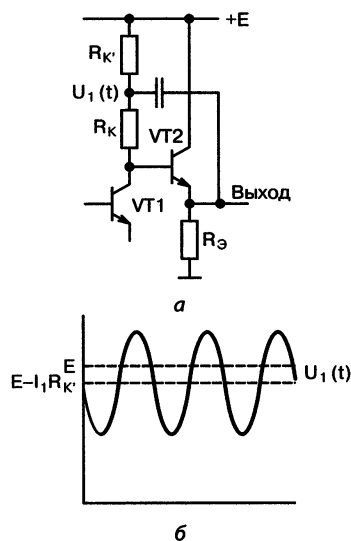


Рис. 4.11. С выхода берется переменное напряжение вольтодобавки (а); мгновенное напряжение выше напряжения питания (б)

Реактивная нагрузка

Нередко приходится считаться с тем, что нагрузка, подключенная к коллектору каскада, не является чисто активной. Это может иметь место и помимо воли разработчика: так, на высоких частотах будет заметно влияние паразитной емкости. В каскаде с трансформаторной связью конечную величину индуктивности первичной обмотки приходится учитывать на нижней границе рабочего диапазона частот.

Факт снижения модуля полного сопротивления в коллекторной цепи будет обнаружен...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: ...знаю: по снижению усиления на каких-то частотах.

Да, если только выход не замкнут цепью отрицательной обратной связи (ООС)!

Радиоловитель: А что там такое с ООС?

В каскадах с низким выходным сопротивлением, которые «не умеют» уменьшать свой коэффициент передачи, будут наблюдаться странности. Ошибка в расчетах приведет к неожиданному явлению: то, что в «обычном» каскаде дало бы сравнительно безобидные частотные искажения, оборачивается нелинейными искажениями в «ультралинейном» (как думалось) тракте.

Разберемся в этом на примере классического повторителя.

Емкость нагрузки

Случай, когда параллельно нагрузке повторителя действует емкость значительной величины, является частым: имея в виду низкое дифференциальное выходное сопротивление, этот каскад охотно применяют как оконечный для работы на несогласованный кабель или другого рода цепь, имеющую значительную емкость C_H (рис. 4.12). При этом полагают, что достаточно выполнить условие:

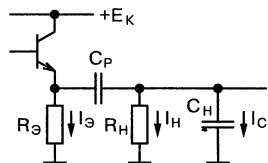


Рис. 4.12. Реактивный ток через C_H — причина нелинейных искажений

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx 1/S \ll 1/2\pi f C_H,$$

и влияние C_H на работу схемы практически устранено.

Радиоловитель: А разве же это не так?

На практике вы убедитесь, что схема нормально работает только с малыми сигналами. При попытке подать на вход повторителя колебания большой амплитуды начинается характерное «срезание» их нижней части. И еще: чем выше частота колебаний, тем при меньших уровнях входного сигнала начинаются искажения.

Радиоловитель: Так в чем тут дело?

Сейчас поймем.

Реактивный ток

Этот ток, протекающий через C_H , нельзя не учитывать при выборе режима покоя. Ведь большая величина амплитуды, равная:

$$i_C = 2\pi f C_H u_H,$$

вызывает вынужденное захождение в область отсечки по характеристике транзистора. Здесь-то и проявляется неспособность повторителя снизить усиление при уменьшении модуля полного сопротивления нагрузки!

Разумеется, если вы выбрали ток покоя эмиттера согласно условию:

$$I_{\text{э}} > i'_{\text{э}} + i_{\text{н}} + i_{\text{с}} = u_{\text{н}} \left(\frac{1}{R_{\text{э}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} + 2\pi f C_{\text{н}} \right), \quad (4.11)$$

то, безусловно, обеспечили отсутствие искажений в повторителе на данной частоте. Более того, линейный режим работы при этом гарантирован даже с запасом: ведь реактивный ток через $C_{\text{н}}$ отличается по фазе от токов через активные сопротивления на 90 градусов. Поэтому амплитуда переменной составляющей тока эмиттера в действительности равна:

$$i_{\text{э}} = \sqrt{(i'_{\text{э}} + i_{\text{н}})^2 + i_{\text{с}}^2}, \quad (4.12)$$

что несколько меньше простой суммы амплитуд составляющих (4.11).

Параллельная индуктивность

Типичная проблема повторителя с трансформатором (дресселем) на выходе — появление нелинейных искажений в нижней части диапазона усиливаемых частот. Это — результат ошибки в конструировании трансформатора: мала индуктивность первичной обмотки. Ведь если не соблюдается условие $2\pi f L \gg R_{\text{н}}'$, то при расчете режима нельзя пренебрегать и индуктивной составляющей тока.

Двухтактные структуры

Отметим, что приведенные в этом «Шаге» соображения касаются построения схем, воспроизводящих неискаженный сигнал и работающих без отсечки тока активных элементов (по общепринятой терминологии, пришедшей из зарубежной технической литературы 30-х годов — «в режиме А»).

В выходных каскадах используют и двухтактные схемы, каждое плечо которых работает с отсечкой тока (режимы АВ или В). Такое построение может обеспечить почти неискаженное усиление при значительно меньших, чем в режиме А, токах покоя. Это бывает выгодно

в случаях, когда потребление энергии выходным каскадом составляет значительную долю общего потребления устройства от источника питания. Рассмотрению таких схем посвящена обширная литература, поэтому окончание «Шага» лучше отдать вопросам регулирования усиления.

4.4. Электронная регулировка уровня

Управление крутизной усилителя

Без цепей автоматической регулировки усиления (АРУ) трудно себе представить радиоприемник; но электрическое регулирование уровня сигнала требуется и в ряде других устройств. Создание каскадов с изменяющимся коэффициентом передачи — не такой простой вопрос, как кажется: ограничения накладываются возможностью появления искажений при максимальных уровнях сигнала на входе. А результатом построения регулируемых цепей «по догадке», без предварительного анализа — являются обычно последующие переделки.

При изменении напряжения $U_{зи}$ меняется ток стока транзистора в каскаде максимального усиления, а также связанная с этим током крутизна характеристики. Конечно, можно регулировать не только потенциал затвора, как на рис. 4.13, а, но и потенциал истока (рис. 4.13, б), в последнем варианте легко обойтись напряжениями одной полярности.

Любопытно, что в усилительном каскаде на МОП-транзисторе напряжение, уменьшающее крутизну, можно подавать и на подложку (рис. 4.14).

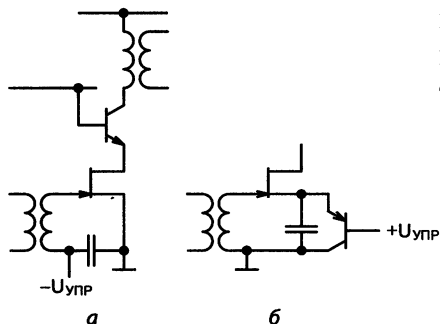


Рис. 4.13. Отрицательное смещение на затворе (а) или положительное на истоке (б) уменьшает крутизну усилителя

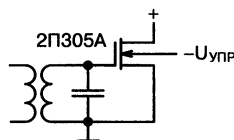


Рис. 4.14. Подложка тоже управляет МОП-транзистором!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я полагал, что ее всегда надо соединять с истоком?
По крайней мере, в литературе показано так.*

На самом деле это — второй управляющий электрод.

Найдите в учебнике по теории транзисторов чертеж структуры МОП прибора. Отвлекаясь на время от изолированного затвора, вы легко заметите, что перед вами фактически — транзистор с управляющим переходом. Когда между истоком и стоком имеется проводящий канал, роль своеобразного затвора играет подложка.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *И насколько эффективен такой «затвор»?*

Вы можете выяснить экспериментально, какой величины потенциал подложки достаточен для полного закрывания транзистора... Обычно это несколько вольт. Но вернемся к существу дела.

Диапазон регулирования

Схемы с управлением крутизной хотя и распространены, но обладают крупным недостатком. Именно тогда, когда условие неискаженной передачи (4.6) особенно актуально — при максимальном сигнале на входе — ток транзистора наименьший! А это ограничивает диапазон регулирования, что подтверждается несложным расчетом.

Отправным пунктом следует принимать начальное состояние каскада (когда крутизна наибольшая): считаем заданным ток каскада I_0 и крутизну S_0 . Пусть $u_{\min}$ — уровень сигнала на входе, при котором начинается регулирование. Разумеется, согласно (4.6), заведомо выполнено:

$$I_0 > i = S_0 u_{\min}.$$

Система АРУ должна стабилизировать выходной сигнал, а значит, поддерживать амплитуду тока i постоянной. Но и при максимальном сигнале на входе $u_{\max}$, когда ток уменьшается до $I_{\min}$, фундаментальное условие (4.6) должно соблюдаться:

$$I_{\min} > i = S_0 u_{\min}.$$

Получается, что диапазон изменения тока усилителя ограничен величиной:

$$k_I = \frac{I_0}{S_0 u_{\min}}. \quad (4.13)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Пока что неясно: много это или мало?*

Давайте рассмотрим практический пример.

«Вариант АРУ»

Допустим, что начальный ток стока для 2П303А (рис. 4.13, а при $U_{УПР} = 0$) равен 1,5 мА, крутизна составляет 3 мА/В. Примем также, что эквивалентное сопротивление нагрузки каскада — 20 кОм, значит, усиление (в максимуме) будет: $K_{U_{\max}} = 60$.

Пусть система АРУ должна поддерживать амплитуду сигнала на уровне 0,6 В (значение, пересчитанное к выходу исследуемого нами каскада). Каков минимальный сигнал на затворе, при котором начинает работать система АРУ?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вероятно, он составит $u_{\min} = 600 \text{ мВ} / 60 = 10 \text{ мВ}$.*

Верно. При дальнейшем увеличении входного напряжения должно в нужной мере увеличиваться (по абсолютной величине) и $U_{УПР}$, а ток каскада, и следом за ним крутизна — снижаться. Но амплитуда переменной составляющей выходного тока всегда будет составлять: $i = 600 \text{ мВ} / 20 \text{ кОм} = 30 \text{ мкА}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему?*

Так ведь выходной сигнал поддерживается неизменным.

Теперь уже ясно: как только контур АРУ снизит постоянный ток каскада до величины, близкой к 30 мкА, начнутся искажения передаваемых колебаний. Диапазон изменения тока не должен превышать $k_I < 50$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, диапазон регулирования исчерпался. Так каков же он?*

Естественно, что диапазон регулирования — это $k_{РЕГ} = u_{\max} / u_{\min}$ (или $S_0 / S_{\min}$). Вы не забыли, что для полевого транзистора квадрат крутизны пропорционален току?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Помню.*

Значит, для разбираемого примера диапазон регулирования $k_{\text{РЕГ}} = \sqrt{k_I} = 7$, минимальное усиление равно: $K_{U \min} = 8,5$. Сигналы, превышающие 85 мВ, будут уже заметно искажаться.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А если каскад с биполярным транзистором? Ведь тогда крутизна пропорциональна току...*

Можем проделать аналогичные вычисления для каскада максимального усиления с биполярным транзистором (рис. 4.15). Регулирование тока в тех же пределах (в 50 раз) вызовет изменение крутизны от 60 до 1,2 мА/В. Коэффициент передачи может изменяться значительно больше, чем в предыдущем случае (за счет возрастания его максимального значения).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *По-моему, именно в 50 раз он и сможет изменяться?*

Вы правы.

Секрет формы характеристики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Так что же выходит: пределы регулирования зависят от формы характеристики активного элемента?*

Как видите.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Кажется парадоксом, что полевой транзистор с его как бы «пологой» характеристикой — пригоден для регулирования хуже.*

А виной этому — параболическая кривая $I_C(U_{\text{зи}})$, слишком круто изгибающаяся при малых токах. Экспоненциальная зависимость $I_K(U_{\text{бэ}})$ биполярного транзистора в этом смысле благоприятнее. Не зря похожую форму старались в свое время придать вольтамперным

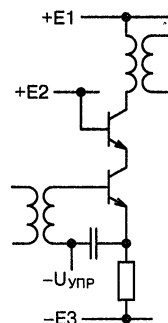


Рис. 4.15.
Экспоненциальная характеристика допускает регулировку усиления в более широких пределах

характеристикам ламповых пентодов, предназначенных для работы в режиме с переменной крутизной.

Радиолюбитель: *Знаю: их еще почему-то называли пентодами с «удлиненной характеристикой».*

Многокаскадное регулирование

Напрашивается идея регулировать несколько последовательных каскадов, если диапазон неискаженного регулирования для одного недостаточен: общий коэффициент регулирования, как ожидается, получится перемножением частных. Собственно, для трактов радиоприемников это — традиционное решение: вместо одного регулируемого каскада использовать несколько с меньшим усилением.

Радиолюбитель: *Насколько эффективен такой путь, ведь максимальные уровни сигналов не сделаются же меньше?*

Секрет выигрыша в том, что для первого каскада мы теперь не требуем неизменности сигнального тока i (на помощь придут последующие каскады), а значит, его постоянный ток при максимальном входном сигнале больше, чем был бы в однокаскадном регуляторе, налицо запас. Динамический диапазон усилителя действительно может быть расширен, но...

Радиолюбитель: *Что «но»?*

Во-первых, регулируемые каскады должны быть идентичны, чтобы «справедливо» распределять между собой функции регулировки.

Во-вторых, для последнего каскада в цепочке должно выполняться (4.13), где $u_{\min}$ будет значительно больше, чем для однокаскадного усилителя: ведь сигнал усилен предшествующими каскадами. Значит, допустимые значения k_i и, соответственно, $k_{\text{рег}}$ тоже уменьшатся.

Радиолюбитель: *Иными словами, за счет усиления в первых каскадах может перегрузиться последний?*

Вот именно. Требуется тщательная проверка!

«Вариант РРУ»

Примем теперь, что уровень входного сигнала не меняется, а электрическое регулирование призвано устанавливать требуемый уровень выходного сигнала. Ситуация стала явно легче: например, если в начальном состоянии условие (4.6) выполнено, то оно никогда не нарушится по мере «запираания» усилителя, если только в нем применен биполярный транзистор.

Управление распределением токов

Рис. 4.16 изображает схему широкополосного усилителя с регулированием усиления путем перераспределения суммарного тока между двумя плечами каскада. Степень перераспределения может меняться: от состояния «весь ток через правый транзистор» (максимальный коэффициент передачи) до противоположного состояния (нулевое усиление); для этого достаточно регулировать потенциал одной из баз в небольших пределах относительно другой (на схеме $U_{УПР}$ примерно от +5,5 до +6,5 В).

Обнаруживается полезная особенность такой конфигурации: сигнальная составляющая тока усилительного транзистора распределяется между двумя плечами в таком же отношении, как и его постоянная составляющая.

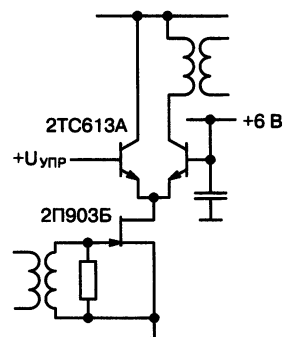


Рис. 4.16. Отсутствие искажений при максимальном сигнале обеспечивается только выбором тока усилительного транзистора

Радиолюбитель: Почему?

Причина в следующем: сопротивление каждого из транзисторов пары для тока сигнала $1/S = 1/(40I_K)$ — обратно пропорционально его доле суммарного постоянного тока!

Это значит: само токораспределение никогда не внесет добавочных искажений к тем, которые, возможно, создает усилительный элемент.

А в то же время сам усилительный элемент работает при фиксированном режиме. Выполнение условия (4.6) для всего рабочего диапазона уровней обеспечивает неискаженную работу.

Радиолюбитель: А каков, собственно, будет этот диапазон?

Смотрите: пусть ток стока 2П903Б составляет в рабочей точке ($U_{зи} = 0$) 200 мА. При амплитуде сигнальной составляющей тока, равной, например, 20 мА, возможными искажениями наверняка можно пренебречь, не так ли?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Согласен.*

А это соответствует (при крутизне 100 мА/В) предельному входному сигналу $u_{вх. max} = 20 / 100 = 0,2$ В.

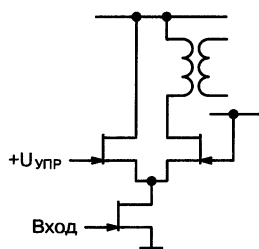


Рис. 4.17. *Неправильно: искажения в цепи токораспределения*

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А если элементами токораспределения взять не биполярные, а тоже полевые приборы (рис. 4.17)?*

Здесь уже возможны дополнительные искажения, возникающие при определенной степени асимметрии плеч. Ведь у полевых транзисторов крутизна меняется значительно медленнее тока...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А кстати: усилительный каскад на рис. 4.16, это ведь заодно и каскодная схема!*

Верно, но не совсем — в части выходного сопротивления. Причиной является влияние эмиттера соседнего биполярного транзистора, создающего здесь как бы низкоомный источник сигнала. Если требуется максимально высокое выходное сопротивление, не обойтись без добавления еще одного транзистора в коллекторную цепь.

Управляемый аттенуатор

Может оказаться удобным ослаблять сильные сигналы с помощью пассивного делителя. Если мы вспомним, что полевой транзистор (при малых напряжениях $U_{си}$) является управляемым активным сопротивлением, то теперь ясна возможность простого изменения коэффициента передачи.

Сопротивление канала максимально открытого полевого транзистора приводится в его документации; например, для МОП прибора

2П304А (при $U_{зи} = -20$ В), также, как и для прибора с управляющим переходом 2П302Б (при $U_{зи} = 0$), дано: $R_{СИотк} \leq 100$ Ом. В закрытом состоянии сопротивление будем считать бесконечным.

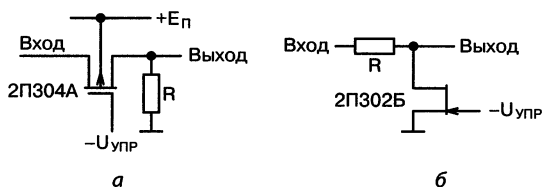


Рис. 4.18. Последовательный аттенюатор с полевым транзистором может ослаблять сигнал почти до нуля (а); но только параллельный вариант не искажает большие сигналы (б)

Радиолюбитель: Тогда выходит, что коэффициент передачи делителя на рис. 4.18, а можно изменять от максимального значения (достаточно близкого к единице) до нуля?

Нет, это не так.

Радиолюбитель: Почему же? А кстати, я что-то не нахожу на этих схемах источника питания...

В аттенюаторе полевой транзистор работает, конечно, без всякого «питания»: не в усилительном режиме, а на крутом участке выходных характеристик, при переменном напряжении $U_{СИ}$.

Но условие такой работы (1.3): $|U_{СИ}| > |U_{зи} - U_{ПОР}|$ — обязательно нарушится при увеличении уровня сигнала на входе (когда возрастает левая часть неравенства, а правая приближается к нулю). И по мере запираания транзистора управляющим напряжением — точка перегиба кривой $I_C(U_{СИ})$ неуклонно движется к началу координат, превращая «управляемое сопротивление» в нелинейный элемент (рис. 4.19).

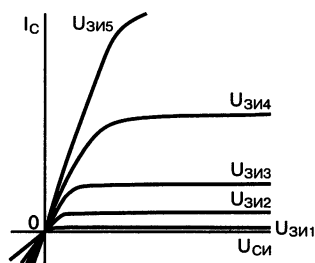


Рис. 4.19. По мере запираания полевого транзистора в аттенюаторе — нелинейность вблизи нуля усиливается

Радиолюбитель: Значит, все дело в возможности возникновения искажений?

Не только. Разнополярное напряжение сток-исток опасно еще и возможностью открывания переходов полевого прибора, когда амплитуда превышает 0,4—0,5 В. Для МОП-транзистора это явление можно,

впрочем, предотвратить подачей на подложку постоянного потенциала, надежно запирающего переходы. Величина E_{Π} (рис. 4.18, а) должна быть не меньше предельной амплитуды $u_{ВХ}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Схема рис. 4.18, б мне кажется хуже: коэффициент передачи, меньшего, чем $R_{СИотк} / (R + R_{СИотк})$, в однозвенном аттенуаторе не получить...*

Да, но зато регулирующий элемент находится в значительно более благоприятном режиме. Для поддержания постоянства уровня выходного сигнала при увеличении $u_{ВХ}$ полевой транзистор должен, разумеется, открываться. Зато транзистор, включенный параллельно выходу, работает здесь при постоянном (и малом) значении напряжения между стоком и истоком.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А как же нелинейность характеристики вблизи запираания (при минимальных входных сигналах)?*

Она не опасна: транзистор почти не влияет на передаточные свойства делителя, когда $u_{ВЫХ} / u_{ВХ} \approx 1$. Но, конечно, должно быть обеспечено: $u_{ВЫХ} \leq 0,4...0,5 В$, если только не приняты меры, описанные выше.

При анализе резистивного делителя следует учесть паразитные емкости схемы, и, главное, междуэлектродные емкости полевого прибора. Не считать же сюрпризом утечку через «полностью закрытый» транзистор (на высоких частотах); соответствующие простейшие электротехнические расчеты проводятся с самого начала.

В заключение отметим, что регулирование усиления в какой-то мере сходно с задачей перемножения сигналов (полезного и управляющего). В одном из последующих «Шагов», при рассмотрении перемножителей, вы встретите, по существу, уже знакомые конфигурации. Тем легче будет рассматривать эти решения под новым углом зрения.

В этом «Шаге» вопросы схемотехники мы подчиняли критерию минимума искажений воспроизводимого сигнала, стараясь предотвратить захождение транзисторов в режимы отсечки и насыщения. Будет весьма поучительным перейти к анализу схем, для которых названные режимы, напротив, являются основными.

4.5. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В книжке я нашел схему лампового-полупроводникового усилителя низкой частоты. При работе на наушники сопротивлением 15 Ом коэффициент нелинейных искажений менее 0,2% при выходной мощности $P_{\text{ВЫХ}} = 0,025 \text{ Вт}$ (схема выходного каскада на рис. 4.20). Весьма заманчиво...

Заявленные параметры сомнительны. При $P_{\text{ВЫХ}} = 0,025 \text{ Вт}$ амплитуда тока в нагрузке составит:

$$i_H = \sqrt{\frac{2P_{\text{ВЫХ}}}{R_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,025}{15}} = 57 \text{ мА.}$$

Небольшая доля тока сигнала будет ответвляться и в эмиттерный резистор сопротивлением 300 Ом. А значит, для неискаженной отдачи указанной мощности ток покоя эмиттера должен составлять, по крайней мере, 60 мА.

Фактический же ток повторителя: $I_3 = U_3 / R_3 = 7,3 \text{ В} / 300 \text{ Ом} = 24 \text{ мА}$. Для обеспечения объявленных параметров каскада сопротивление эмиттерного резистора надо бы уменьшить более чем вдвое!

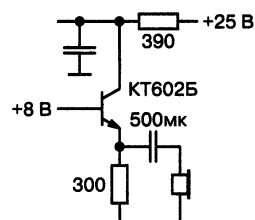


Рис. 4.20. Как обеспечить 25 мВт мощности?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В литературе мне встретилось регулирование коэффициента передачи с помощью аттенюатора по рис. 4.21. Только я что-то не могу понять принципа его работы...

Если я скажу, что здесь изменяется сопротивление транзистора — вы поверите?

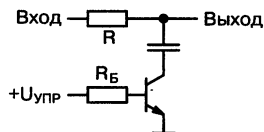


Рис. 4.21. Аттенюатор — или недоразумение?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Честно сказать, мне это кажется нелепостью.

Тем не менее, доля смысла тут все же есть. Во-первых, вам ясно, что активный режим здесь исключен?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Разумеется, постоянный ток не может же течь через емкость.*

Значит, если только транзистор не закрыт, то он работает с изменяющимся направлением тока коллектора, обеспечивающим перезаряд разделительной емкости.

Итак, положительная полуволна напряжения: на коллекторе «плюс», ток втекает в коллектор. Режим транзистора — насыщенный; сопротивление — $r_{НАС}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Что это еще такое?*

Пока проедем: об этом будет речь в следующем «Шаге».

Отрицательная полуволна напряжения: на коллекторе «минус», ток вытекает из коллектора. Режим транзистора — инверсный: перезаряд емкости происходит через «эмиттерный повторитель», где роль эмиттера выполняет коллектор (и наоборот). Сопротивление — $R_B / h_{21И}$ (имеется в виду величина коэффициента передачи тока в инверсном включении, для планарных транзисторов весьма малая).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ничего не понял. И что же в результате?*

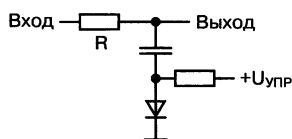


Рис. 4.22. В диодном аттенуаторе ток управляет дифференциальным сопротивлением диода

Короче, характеристика регулирующего биполярного прибора здесь никак не может быть линейной; разве что при очень малых $U_{ВЫХ}$, когда свойства подобной схемы не отличаются от свойств довольно распространенного диодного аттенуатора (рис. 4.22).

Изображенный здесь делитель напряжения не будет вносить искажений, когда постоянный ток, управляющий дифференциальным сопротивлением диода r_D , в несколько раз больше амплитуды тока сигнала, равной $u_{ВЫХ} / r_D$. Удобно, что эти два тока практически пропорциональны (если напряжение на выходе поддерживается постоянным).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему они пропорциональны, и чем это удобно?*

Подумайте сами. При рассуждениях принимайте модель диода в виде транзистора с соединенными вместе коллектором и базой.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мой друг-радиоловитель жалуется, что схема Дарлингтона (рис. 4.23), которую он применил в ВЧ тракте, дает большие искажения. В чем дело?*

Ваш приятель не учел, что $VT1$ работает при значительном реактивном токе эмиттера. Для амплитуды высокочастотного тока в этой цепи справедливо:

$$i_{\text{э1}} = i_{\text{б2}} = i_{\text{к2}} / |h_{21\text{э}2}|,$$

где $|h_{21\text{э}2}|$ — модуль коэффициента передачи тока базы на рабочей частоте.

Слабое место конфигурации — режим $VT1$. Его ток покоя равен:

$$I_{\text{э1}} = I_{\text{б2}} = I_{\text{к2}} / h_{21\text{э2}}.$$

Теперь ясно: выполнение условия неискаженной передачи $I_{\text{э1}} > i_{\text{э1}}$ гарантировано лишь в случае, если: $i_{\text{к2}} < I_{\text{к2}} \frac{|h_{21\text{э}2}|_{\text{min}}}{(h_{21\text{э}2})_{\text{max}}}$. Наихудшим вариантом для $VT2$ будет прибор с высоким статическим значением коэффициента передачи, но быстро снижающимся с ростом частоты. Большой амплитуды сигнала с выхода снять не удастся.

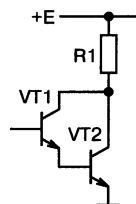


Рис. 4.23. Где тут источник искажений?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же быть?*

Предусмотреть в схеме составного транзистора резистор $R_{\text{б}}$, задающий в эмиттер $VT1$ добавочный ток (рис. 4.24). Выбрав величину последнего не менее чем $I_{\text{к2}} / |h_{21\text{э}2}|_{\text{min}}$, можно обеспечить работу схемы в нужном диапазоне частот, не худшую, чем на низких частотах.

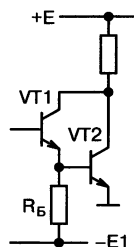


Рис. 4.24. Балластный ток расширил частотный диапазон схемы

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *У меня возникла идея для электронного регулятора: с целью линеаризации зависимости усиления от величины напряжения — включить одинаковые резисторы в цепи эмиттеров (рис. 4.25). Теперь связь между $U_{\text{упр}}$ и долей общего тока, ответвляющейся в $VT2$, станет прямо пропорциональной.*

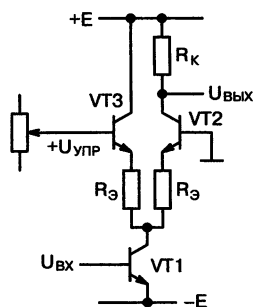


Рис. 4.25. Линейный закон управления токораспределением?

Увы, ваша схема будет перераспределять только постоянную составляющую тока $VT1$, но не переменную.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Почему это?

Дифференциальные сопротивления двух эмиттерных цепей вы сделали практически одинаковыми и равными $R_э$. Значит, сигнальный ток в точке разветвления, независимо от $U_{УПР}$, делится теперь поровну. Никакой регулировки не будет, пока один из транзисторов не приблизится настолько к запиранию, что $1/S$ станет соизмеримо с $R_э$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Значит, ничего не выйдет...

Ну, почему же? Подумайте, как доработать идею, применив конденсаторы.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ КЛЮЧИ

От аналоговых схем переходим к ключевым. Читатель узнает, что такое ключ напряжения и ключ тока. Важным вопросом является формирование управляющих сигналов, и оно детально рассмотрено. Не обходится вниманием тема так называемых аналоговых ключей. Разъясняется, что такое импульсные схемы. Традиционно разобраны ошибки, встречающиеся в практической работе.

Для профессионалов дана подробная методика расчетов точности и быстродействия ключевых элементов (с многочисленными примерами), опирающаяся только на данные, приведенные в технических условиях.

5.1. Ключ напряжения

Схемы автоматики и коммутации

От схем, которыми мы занимались до сих пор, и которые принято называть **аналоговыми**, кардинально отличаются **схемы автоматики и коммутации**, вентили логических элементов и т. п. Транзисторы ключевых схем могут находиться только в одном из двух возможных состояний.

Ими не обязательно являются режимы отсечки и насыщения, хотя это — нередкий случай. Открытый ключевой транзистор может находиться и в активном режиме; встречаются даже более экзотические варианты. Мы начнем с элементарных элементов коммутации.

Ключи напряжения

Биполярный транзистор (рис. 5.1, а) в «открытом» состоянии должен замыкать коммутируемую цепь (подключаемую к его коллектору)

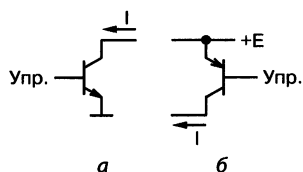


Рис. 5.1. Ключ напряжения замыкает коммутируемую цепь на «землю» (а); на шину питания (б)

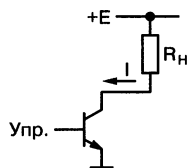


Рис. 5.2. Ток через открытый ключ определяется только внешней нагрузкой

на нулевую шину. **Рис. 5.1, б** изображает ключ с коммутацией на шину питания +E.

В любом случае ключ должен иметь возможно низкое сопротивление в состоянии «ключ замкнут» для коммутируемого тока — этот ток определяется тогда лишь свойствами включаемой цепи. Так, для **рис. 5.2** ток через открытый ключ равен:

$$I \approx E / R_H,$$

а потенциалы коллектора и эмиттера практически равны между собой (режим насыщения).

Закрывающийся ключевой транзистор прерывает коммутируемую цепь. Ток утечки через закрытый ключ должен быть, конечно, по возможности малым.

Радиолюбитель: *А все же транзисторный ключ — совсем не то, что обычный механический контакт.*

Конечно. Ключ на биполярном транзисторе, будучи открытым, допускает ток лишь одного определенного направления, а в закрытом состоянии — напряжение в коммутируемой цепи только определенной полярности.

Радиолюбитель: *Это точно?*

Мысленно приложите к коллектору закрытого транзистора **рис. 5.2** вместо положительного — отрицательный потенциал: немедленно потечет ток через открывшийся переход коллектор-база. Требуемым направлением тока через открытый ключ определяется как раз выбор типа полупроводниковой структуры транзистора (вернитесь к **рис. 5.1**).

Управление ключом напряжения

Насыщение ключевого транзистора достигается подачей в базу открывающего тока:

$$I_B > I / h_{21Э}, \quad (5.1)$$

где I — ток в коммутируемой цепи, то есть ток коллектора открытого ключа. Условие (5.1) называют **условием насыщения**. Чтобы заведомо обеспечить насыщение транзистора, мы возьмем здесь, конечно, минимально гарантированное значение статического параметра $h_{21Э}$ (учтя, к тому же, диапазон рабочих температур). Да еще и дадим некоторый запас.

Закрывание ключа — это подача на базу транзистора запирающего потенциала; напряжение $U_{БЭ}$ должно быть в полярности, противоположной обычной. Достаточно хотя бы нескольких десятых долей вольта, чтобы транзистор был надежно закрыт. Ток коллектора имеет при этом минимально возможное значение, равное току утечки перехода $I_{КБ0}$.

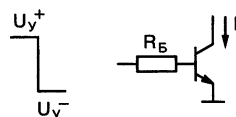


Рис. 5.3. Положительное управляющее напряжение создает открывающий ток, отрицательное — запирает транзистор

Если верхний (положительный) уровень управляющего напряжения (рис. 5.3) таков, что выполняется неравенство:

$$I_B = (U_y^+ - U_{БЭнас}) / R_B > I / (h_{21Э})_{min}, \quad (5.2)$$

то обеспечено насыщение ключа.

Радиолюбитель: Что такое $U_{БЭнас}$?

Это величина входного напряжения в режиме насыщения. Конечно, можно принять, что это 0,7 В, как и ранее. Но, в принципе, величина $U_{БЭнас}$ дискретных транзисторов, предназначенных для использования в ключевых схемах, отдельно гарантируется техническими условиями.

Радиолюбитель: Я раскрыл справочник наугад и увидел, к примеру: $U_{БЭнас}$ не более 1,2 В при $I_K = 500$ мА, $I_B = 50$ мА.

Да, этот параметр контролируется при заданном токе базы. Но для меньших I_B указанная граница тем более справедлива.

Если нижний (отрицательный) уровень управляющего напряжения таков, что выполняется:

$$U_{БЭ} = U_y^- - (I_{КБ0} + I_{ЭБ0}) R_B < 0, \quad (5.3)$$

то обеспечено закрывание ключа. Предельные величины токов утечки коллекторного и эмиттерного переходов ($I_{КБ0}$ и $I_{ЭБ0}$) берут с учетом диапазона рабочих температур.

Кремниевые и германиевые транзисторы

Снижение входного напряжения транзистора всего на 0,1 В вызывает более чем пятидесятикратное уменьшение коллекторного тока. Допустим, для кремниевого транзистора при $U_{БЭ} = 0,7$ В: $I_K = 10$ мА. Нетрудно прикинуть: напряжение база-эмиттер, равное уже 0,4 В, соответствует току коллектора меньше 0,1 мкА.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Это значит, ключ практически закрыт, запирающее напряжение не нужно?

Больше того: даже при температуре кристалла +125 °С, когда входное напряжение, соответствующее данному току, снижается до 0,5 В, все же условие $U_{БЭ} \leq 0,2$ В несомненно гарантирует запираение. Итак, напряжение обратной полярности оказалось для этого вовсе не обязательным (рис. 5.4).

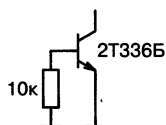


Рис. 5.4. Кремниевый транзистор надежно закрыт при соединении базы с эмиттером

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вообще-то странно. Величина обратного тока коллекторного перехода, если верить справочникам, равна обычно 1—10 мкА. В соответствии с экспоненциальной характеристикой, уже при $U_{БЭ} = 0,2$ В она должна возрасти в десятки тысяч раз...

Вспомните, что мы уже говорили в «Шаге 1»: параметр $I_{КБ0}$, упоминаемый в технической документации, вовсе не является для кремниевых транзисторов собственно тепловым током перехода, а связан с поверхностной утечкой на кристалле. Действительная величина обратного тока перехода на много порядков меньше.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А для германиевых транзисторов?

Для них никакого противоречия не получается. Здесь гарантированные максимальные величины $I_{КБ0}$ относятся именно к тепловому току перехода, и надежное закрывание ключа требует непременно подачи запирающего потенциала на базу.

Преобразование уровней

Каскадным соединением ключевых транзисторов решают обычно две задачи:

- ♦ **во-первых**, переход от слаботочных схем к коммутации больших токов;
- ♦ **во-вторых**, (и, возможно, вместе с тем) преобразование уровней управляющего сигнала.

В любом случае при расчете сложных ключевых конфигураций соблюдают правила:

- ♦ **правило 1** — следует четко определить, какие из транзисторов должны в открытом состоянии быть насыщенными, а какие — оказаться в активном режиме;
- ♦ **правило 2** — для первых следует проверять выполнение условия насыщения;
- ♦ **правило 3** — для закрытого состояния транзисторов проверять условие закрывания.

Указанные проверки проводят поочередно для каждого из двух состояний схемы: «открыто-закрыто». А несложную методику построения соответствующих конфигураций мы разберем на ряде примеров.

С рис. 5.3 сравните схему на рис. 5.5. Верхний уровень управляющего напряжения вызывает открывание $VT1$, а значит, — закрывание ключа $VT2$. При закрывании $VT1$, наоборот, происходит насыщение $VT2$. Промежуточный транзистор выполняет две функции.

Функция 1. Согласование с сильноточным ключом. В самом деле, для управления схемой рис. 5.5 внешняя цепь управления должна обеспечить ток:

$$I_{Б1} > E / (h_{21\beta 1} R2),$$

а это, возможно, во много раз меньше, чем $I / h_{21\beta 2}$, требующееся для включения $VT2$.

Функция 2. Инверсия управляющего сигнала.

Нетрудно записать условия, определяющие выбор величин схемных элементов. Насыщение $VT2$ будет гарантировано при:

$$I_{Б2} = \frac{E - U_{БЭнас.2}}{R2} > \frac{I}{h_{21\beta 2}},$$

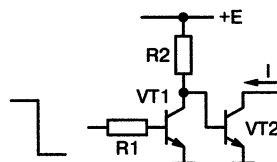


Рис. 5.5. Промежуточный ключ на $VT1$ служит для инверсии управляющего сигнала

а для закрывания VT2 требуется:

$$U_{KЭнас.1} < 0,2...0,4 В.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Появилась новая величина: $U_{KЭнас}$. Что это?

Это напряжение коллектор-эмиттер в режиме насыщения. $U_{KЭнас}$ для дискретных транзисторов тоже берут из технической документации.

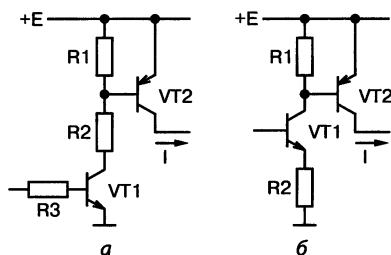


Рис. 5.6. Преобразование уровней «вверх» с помощью насыщенного ключа (а) или генератора тока (б)

Правда, и она дана там для известного режима... Во всяком случае, записанное выше условие обычно выполняется, а тем более — для идентичных транзисторов, выполненных в кристалле интегральной схемы.

На рис. 5.6 промежуточный транзистор VT1 служит для управления ключом VT2, коммутирующим на шину +E: транзисторы либо оба открыты, либо оба закрыты.

Проверка условия открывания ключа требует расчета насыщающего тока базы. Для варианта рис. 5.6, а легко получить:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E - U_{БЭнас.2} - U_{KЭнас.1}}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

На рис. 5.6, б транзистор VT1 в открытом состоянии не насыщен, а находится в активном режиме, и ток базы для VT2:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{U_y^+ - 0,7 В}{R2} - \frac{U_{БЭнас}}{R1}.$$

Между прочим, из приведенных соотношений видно: в последнем случае на величину открывающего тока для VT2 влияет уровень управляющего сигнала, что может оказаться нежелательным. В варианте рис. 5.6, а насыщающийся первый транзистор обрывает распространение влияния величин уровней на последующую часть схемы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Значит, этот вариант лучше?

Как сказать. Цепочка насыщающихся ключей — это цепочка задержек, потому что время выключения (рассасывания) весьма заметно. Быстродействие ненасыщающегося каскада куда выше.

Преобразование уровней может быть, конечно, совмещено с инверсией управляющего сигнала. Так, для рис. 5.7, а $VT1$ будет открыт не верхним, а нижним уровнем сигнала U_y и обеспечит ток в базу $VT2$:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_y^- - 0,7 B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.}}{R1}.$$

Здесь, разумеется, ток I_{K1} должен протекать и через источник сигнала управления. Вариант рис. 5.7, б позволил снизить входной ток. При нижнем уровне управляющего сигнала:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_y^- - 1,4 B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

Впрочем, это будет справедливо для активного режима $VT3$. Но если U_y^- ниже потенциала коллектора $VT3$, то придется записать:

$$I_{B2} \approx \frac{E1 - 0,7 B - U_{K3}}{R2} - \frac{U_{БЭнас.}}{R1}$$

(для рис. 5.7, б $U_{K3} = 0$). Так как в этом случае $VT3$ на нижнем уровне управляющего напряжения насыщается, в его базу придется установить токоограничивающий резистор.

Если вы поняли, как записываются условия открывания ключа, то без труда сумеете составить и условия запираания. Например, для структуры рис. 5.7, б $VT2$ будет закрыт, если:

$$U_{БЭ2} = (I_{KB01} + I_{KB02})R1 \leq 0,2 B.$$

Но, при этом предполагается, конечно, что $VT1$ также закрыт, то есть:

$$U_{БЭ1} + U_{БЭ3} = E1 - U_y^+ \leq 0,4 B.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я вижу, что тут возможно широкое многообразие конфигураций.

И это лишь для преобразования уровней «вверх»! Впрочем, преобразование «вниз» может осуществляться симметричными (относительно типов полупроводниковых структур) схемами.

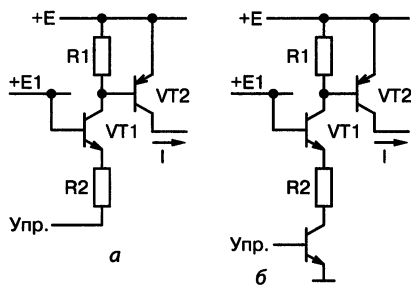


Рис. 5.7. Ключ открывается нижним уровнем U_y (а); добавочный транзистор снижает входной ток (б)

Полевые ключи

Ключи напряжения можно строить на полевых транзисторах, например, МОП. При малых величинах коммутируемых токов это неплохое решение: в частности, обеспечивается более быстрое выключение, чем у биполярных ключей, из-за отсутствия проблемы рассасывания. Однако при значительных величинах токов падение напряжения на сопротивлении открытого канала может оказаться слишком большим.

Радиолюбитель: Но я встречал транзисторы МОП на большие токи с очень малым сопротивлением.

Да, такие существуют и применяются. По сути дела, они эквивалентны параллельному соединению множества отдельных транзисторов, поэтому обладают очень большой емкостью затвора (тут вопрос быстродействия оборачивается другой стороной).

Двухполярный ключ

В структуре, соответствующей рис. 5.8, возможны два состояния: $VT1$ открыт (насыщен), а $VT2$ закрыт, либо обратное. Образуется переключатель, коммутирующий цепь нагрузки на одну из двух шин, как это бывает необходимо, скажем, в матрицах цифро-аналоговых преобразователей. В зависимости от состояния, такой переключатель допускает как втекающий, так и вытекающий ток.

Конечно, подобная конфигурация требует и усложненных цепей управления, выполняющих и инверсию, и преобразование уровней. Схема на рис. 5.9, а еще довольно проста, но только при условии «привязки» эмиттера $VT3$ к отрицательному потенциалу. Зануление эмиттера не дало бы закрывания $VT2$ при насыщенном $VT3$.

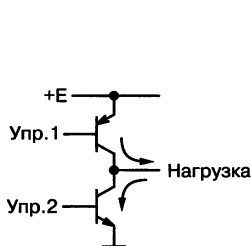


Рис. 5.8. Двухполярный ключ переключает коммутируемую цепь: на шину питания, либо на «землю»

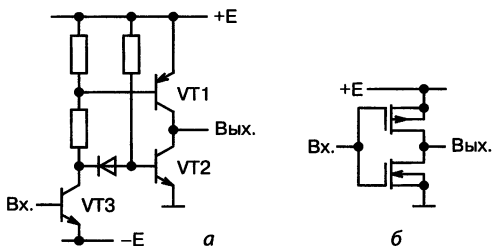


Рис. 5.9. Диод обеспечивает закрывание $VT1$ при закрытом $VT3$ (а); ключ на КМОП транзисторах вообще не требует схемы управления (б)

Проведите анализ обоих состояний и запишите условия насыщения и запириания. Предложите вариант схемы управления, не требующий отрицательных потенциалов.

Уникальными свойствами для применения в двухполярных ключах являются комплементарные МОП (или КМОП) транзисторы. Ключевые схемы на основе КМОП технологии не требуют какого-либо усложнения схем управления и обладают идеальной совместимостью входов с выходами (рис. 5.9, б). На таких решениях строятся экономичные цифровые микросхемы, содержащие миллионы транзисторов в одном кристалле.

«Сквозной» ток

При использовании двухполярных схем всегда надо иметь в виду опасность «сквозного» тока в ситуации, когда оба ключа открыты.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вы имеете в виду моменты переключения, когда один ключ уже открылся, а другой не успел закрыться?*

Именно это. Такие короткие броски тока могут привести к перегреву транзисторов и другим неприятностям.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Чем же можно защититься?*

Разве что подбором задержек управляющих сигналов. А вообще о скоростных характеристиках ключей речь пойдет далее.

5.2. Ключ тока

Коммутация тока

Транзисторная пара на рис. 5.10 переключает ток I , задаваемый внешним источником. Когда $VT2$ открыт и находится в активном режиме, а $VT1$ закрыт, этот ток (с минимальными потерями) должен направляться в нагрузку; в противоположном состоянии ключа ток отводится в шину питания.

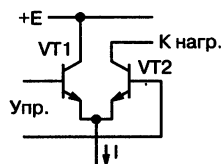


Рис. 5.10. Ключ тока направляет заданный ток I либо в нагрузку, либо мимо нее

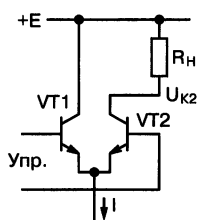


Рис. 5.11. Потенциал на выходе ключа тока зависит от нагрузки

В последнем случае остаточный ток выхода должен быть возможно меньше.

От характера нагрузки зависит, разумеется, потенциал на выходе открытого ключа (коллектор VT2); так для рис. 5.11:

$$U_{K2} = E - IR_H.$$

Ясно, что токовый ключ способен коммутировать ток лишь одного направления; с этим соображением связан выбор типа структуры транзисторов.

Управление ключом тока

При идентичности VT1 и VT2 разность потенциалов их баз всего 0,3 В практически полностью закрывает один из транзисторов, — это нам ясно из предыдущего. Если же ключ выполнен не в едином кристалле, вы добавите запас на возможную неидентичность. Заведомо будет вполне достаточно перепада управляющего сигнала между базами величиной в 1 В (по 0,5 в каждую сторону).

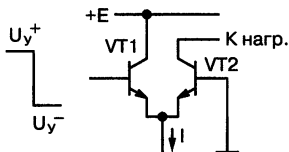


Рис. 5.12. Отрицательное напряжение на базе VT1 создает путь тока I через VT2, положительное — выключает ток

Конечно, можно управлять потенциалом любой из баз, зафиксировав другую (рис. 5.12). Единственное условие — отсутствие насыщения: $U_{K2} > U_{B2}$, чтобы ключ тока не превратился в ключ напряжения. Разумеется, также: $U_{K1} > U_{B1}$.

Диодные ключи

Интересно, что в токовом ключе любой из переключающих транзисторов (и даже оба) может быть заменен диодом.

Применение диода в качестве VT1 (рис. 5.13, а) допустимо, если источник управляющего сигнала на верхнем уровне, когда диод открыт, способен отдавать ток, равный I (в схеме с транзистором от него требовался ток, в $h_{21\beta 1}$ раз меньший).

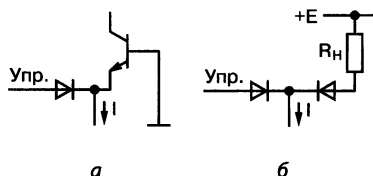


Рис. 5.13. Применение диодов для коммутации тока требует увеличения управляющего сигнала: по току (а) и по напряжению (б)

Если мы намерены заменить диодом транзистор $VT2$ (рис. 5.13, б), то для четкого переключения перепад управляющего напряжения должен теперь превышать перепад потенциалов на выходе ключа (на нагрузке). Для приведенной схемы, к примеру:

$$U_y^+ > E, U_y^- < E - IR_H.$$

Ответвление тока

Последний вариант диодного ключа обладает ценной особенностью: при открытом правом плече практически весь заданный ток I поступает в нагрузку. В то время как в исходной конфигурации с транзисторами (рис. 5.12) часть тока, естественно, ответвлялась в базу $VT2$.

Существуют и другие пути, чтобы обеспечить высокую точность ключевой схемы, например, использование в качестве $VT2$ полевого транзистора. В этом случае, видимо, придется увеличить перепад управляющего напряжения до нескольких вольт.

5.3. Дополнение для любознательных

Импульсные схемы

Этот термин, пришедший из радиолокационной техники, в настоящее время вряд ли соответствует какому-либо особому классу функциональных узлов, схем, или каким-то особым принципам разработки.

Радиоловитель: *Тем не менее, мне тоже попался этот термин. Что он может означать?*

Знакомясь с литературой, можно встретить под указанным наименованием различные вещи.

Во-первых. Каскады линейного усиления импульсных сигналов. Они создаются как широкополосные каскады, хотя если надо добиться передачи коротких фронтов, придется принимать во внимание динамические свойства схем («Шаг 8»). Нередко оказывается, что все же не удалось обеспечить активный режим транзисторов на обоих фронтах, и приходится мириться с кратковременным запирающим.

Во-вторых. Вообще ключевые схемы, рассмотренные выше.

В-третьих. Функциональные узлы, такие как мультивибратор, триггер Шмидта, генератор линейно-изменяющегося напряжения и т. п., представляющие собой по существу сочетания линейных схем с ключевыми.

Радиолюбитель: *Тогда для чего вы поставили подзаголовок?*

Я бы хотел здесь рассмотреть особенности ключей, работающих в «импульсном режиме», понимая это так: ключ заведомо будет открыт в течение весьма короткого времени (по сравнению с длительностью состояния «закрыто»).

Радиолюбитель: *То, что называют «высокой скважностью»?*

Да. Что, хотя и не меняет сущности ключевой схемы, заставляет обратить внимание на некоторые моменты.

Во-первых, для случая очень коротких импульсов вопросы быстрого действия ключа приобретают особую актуальность.

Во-вторых, «импульсный режим» работы транзисторов и диодов бесполезно учитывать при выборе типов полупроводниковых приборов: здесь для них нередко допустимы большие величины токов и мощностей, чем в постоянном режиме. Так, предельный ток коллектора для 2Т3117А составляет 400 мА, однако в импульсе длительностью до 10 мкс допускается ток до 800 мА.

В-третьих, значительные величины импульсных токов и напряжений могут вынудить разработчика при синтезе схем обращать внимание на их экономичность.

Радиолюбитель: *А это здесь причем?*

Сейчас поймете. На рис. 5.14, а схема управления сильноточным ключом VT2 построена таким образом, что закрытие VT1 вызывает открытие VT2. Цепь управления в отсутствие импульса расходует бесполезную мощность:

$$P = EI_{K1} \approx E^2 / R1.$$

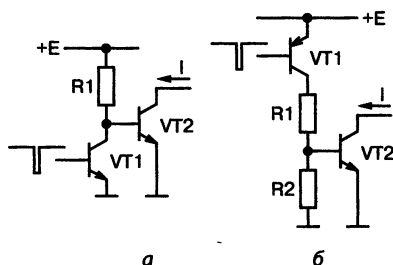


Рис. 5.14. При высокой скважности импульсов транзистор VT1 постоянно потребляет ток (а); выгоднее, когда транзисторы открываются одновременно (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Первый транзистор почти все время открыт?*

Да. Ну а в измененной структуре (рис. 5.14, б) открывание всех транзисторов соответствует только времени действия импульса.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Разумно: при работе с короткими импульсами энергия основную долю времени не потребляется.*

Причуды разделительной емкости

В «импульсном» режиме допустима передача на ключи коротких управляющих сигналов через разделительные емкости: иногда это упрощает схемы, снимая задачу преобразования уровней. Однако сочетание нелинейных элементов с реактивными всегда чревато необычным поведением и требует внимательного анализа.

В схеме на рис. 5.15, а открывающий импульс тока базы проходит через разделительную емкость C . Поскольку, разумеется, выполнено: $\tau_{и} \ll RC$, то конденсатор практически не влияет на импульс открывающего тока базы. Обратный бросок базового потенциала от заднего фронта импульса успеет затухнуть в течение сравнительно длительной паузы (рис. 5.15, б).

Однако если скважность импульсов невелика, как на рис. 5.15, в, то входная цепь транзистора работает как детектор (точнее, пик-детектор). Постоянная времени разряда $\tau_p = (R + R_B)C$ больше, чем постоянная времени заряда $\tau_z = RC$, поэтому на базе накапливается постоянный уровень в запирающей полярности. Нежелательное автоматическое смещение уменьшает степень насыщения ключа. К концу импульса даже возможно самопроизвольное его закрывание.

В таком случае поможет подключение диода (во встречной полярности) параллельно участку база-эмиттер.

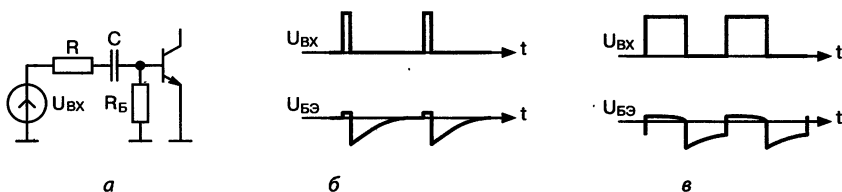


Рис. 5.15. Управление через разделительную емкость (а); в «импульсном» режиме проблем нет (б); при малой скважности — отпираение станет ненадежным (в)

Следует отметить, что построение импульсных конфигураций таким образом, чтобы транзисторы в них были либо все открыты, либо все закрыты, имеет, кроме преимущества высокого КПД, еще одну выгоду: высокую скорость переключения в момент, соответствующий началу импульса. Подробно этот вопрос, как и другие вопросы анализа, будет рассмотрен особо.

Теперь самое время вспомнить, что полевые приборы вполне пригодны для построения ключей напряжения. Но ключи приобретают в этом случае такие свойства, что есть необходимость в отдельном рассмотрении.

Аналоговые ключи

В случаях, когда приходится ставить элементы коммутации в цепях передачи сигналов, проявляется ряд нежелательных свойств биполярного ключа.

Во-первых, погрешность передачи сигнала от паразитного напряжения на открытом биполярном ключе трудноустраняема.

Во-вторых, напряжение на разомкнутом ключе (как и ток через открытый ключ) может быть только в одной определенной полярности, а как же быть с разнополярными сигналами?

В-третьих, биполярный ключ может коммутировать лишь на общую шину (либо на низкоомный источник сигнала). А иначе включающий ток базы будет оказывать воздействие на переключаемые цепи.

Иные из этих неприятностей пытались когда-то устранить экзотическими схемами двухэмиттерных транзисторных прерывателей. Но задача изоляции цепи управления от измерительной цепи и в этом случае может быть решена фактически только использованием трансформаторов. Что, разумеется, не отвечает требованиям к современной схемотехнике.

Ключ структуры МОП

На рис. 5.16 изображен ключ напряжения на основе МОП-транзистора с индуцированным каналом p -типа (или с «обогащением»). Нижний уровень напряжения на затворе U_y^- является открывающим для такой структуры; при подаче верхнего уровня U_y^+ транзистор закрыт.

Отметим важные свойства МОП ключа.

Во-первых. Отсутствует остаточное напряжение: $U_{СИ} = 0$ при $I = 0$, открытый ключ является чисто омическим сопротивлением.

Во-вторых. Цепь управления полностью изолирована от коммутируемой сигнальной цепи.

В-третьих. Ток через открытый ключ может протекать в любом направлении, если только величина этого тока не выводит прибор за пределы крутого участка стоковых характеристик. Практически этой опасности и нет: разработчик прецизионной схемы вряд ли допустит падение напряжения на ключе свыше нескольких милливольт.

В-четвертых. Напряжение может быть приложено к закрытому ключу в любой полярности, если только не нарушаются условия запираения транзистора. О них далее.

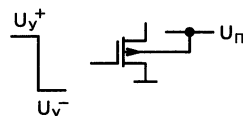


Рис. 5.16. Открытый МОП-ключ является омическим сопротивлением

Аналоговый мультиплексор

Он является типичной ключевой конфигурацией в измерительных цепях. Четырехканальная схема, изображенная на рис. 5.17, буквально воспроизводит структуру микросхемы 190КТ1. Сигналы управления на затворах МОП-ключей действуют таким образом, чтобы в известный момент времени был открыт один из них, а остальные закрыты. Таким образом, на выходе оказывается попеременно одно из действующих на входах напряжений.

Отсюда ясно, что между истоком и стоком транзистора любого канала, пока он закрыт, действует разность напряжений двух каналов. И она может быть, разумеется, произвольной полярности. Как сток, так и исток транзистора может оказаться под более высоким потенциалом; этот-то электрод и будет фактически истоком (для прибора с каналом р-типа).

Указанный транзистор, если он имеет структуру «с обогащением», надежно закрыт при $U_{зи} \geq 0$. Для мультиплексора это приво-

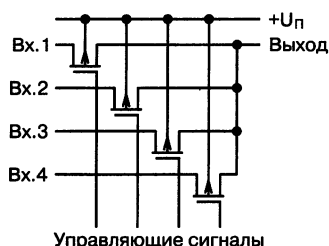


Рис. 5.17. Нижний уровень управляющего сигнала открывает один из ключей, остальные закрыты

дит к условию, накладываемому на величину верхнего уровня управляющего напряжения на затворе:

$$U_y^+ \geq U_{BX.max} \quad (5.4)$$

где $U_{BX.max}$ — максимально возможный потенциал в любом из каналов.

Разработчику не придет в голову соединить подложку ключевого транзистора с истоком, как это делают в усилительных схемах: это повлекло бы (при определенной полярности $U_{СИ}$) открытие перехода сток-подложка, а значит, утечку через «закрытый» ключ. Подобное исключается подачей на все подложки потенциала:

$$U_{\Pi} \geq U_{BX.max}$$

5.4. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Для двухполярного ключа напряжения нам требовались комплементарные транзисторы. Неужели нельзя обойтись одинаковыми?

Можно (рис. 5.18). Обязательно должно быть: $|E| > |U_{ЭТ}|$!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Требуется электронным ключом зажигать лампу. Из двух вариантов (рис. 5.19) я решил остановиться на втором: лампа должна гореть ярче за счет добавочного использования еще и тока $VT1$. Я прав?

Нет, все наоборот. Ток в ключе напряжения определяется, разумеется, нагрузкой.

В первой из схем, при плюсе на входе, к лампе приложено практически все 6 вольт ($VT2$ насыщен), во второй — насыщение $VT1$ соот-

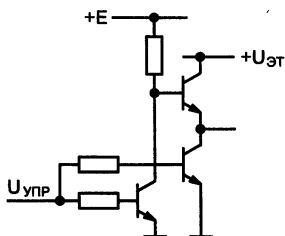


Рис. 5.18. Для насыщенного двухполярного ключа потребовался дополнительный источник напряжения

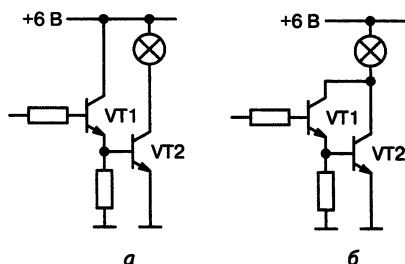


Рис. 5.19. Где лампа будет гореть ярче?

ветствует активному режиму $VT2$. $U_{K2} = U_{B2}$, т. е. на лампу придется $6 В - 0,7 В = 5,3 В$.

Впрочем, в первом варианте гореть будет не только лампа, но и транзистор $VT1$: в цепь его коллектора вы забыли включить резистор, ограничивающий ток.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я рассчитывал, что схема рис. 5.20 будет формировать короткие всплески напряжения по спаду 10-микросекундного импульса с импульсного трансформатора. Но испытание показало, что диод, открытый во время импульса, как будто остается открытым и для выброса запирающей полярности. Может, он пробит?

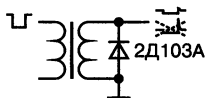


Рис. 5.20.
Куда пропал
положительный
импульс?

Полагаю, что диод исправен. Вы упустили важный параметр, характеризующий быстродействие диода: время восстановления обратного сопротивления, достигающее до 4 мкс для 2Д103А. Неудивительно, что после окончания прямого тока диод некоторое время остается открытым и для обратного напряжения. Следует взять быстродействующий импульсный диод, например, 2Д510А.

5.5. Анализ. Точность и быстродействие

Напряжение на открытом ключе

Когда мы говорим о точности ключа напряжения, проблема в двух нежелательных явлениях: утечка запертого ключа и падение напряжения на открытом. И если первое из них требует лишь правильного выбора типа ключевого элемента (по величине тока утечки), то вопрос о напряжении на насыщенном биполярном транзисторе не так-то прост.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А что сложного? В паспорте на дискретный транзистор прямо приводится напряжение $U_{KЭнас}$.

Давайте заглянем в паспорт. К примеру, для приборов типа 2Т348В-3 приведено: $U_{KЭнас} \leq 0,3 В$ при $I_K = 10 мА$, $I_B = 0,7 мА$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вот видите, можно просто взять справочное значение.*

Оно, вероятно, окажется завышенным или заниженным! Нам надо достоверно оценить значение $U_{КЭнас}$ именно при тех величинах токов коллектора и базы, которые будут реально иметь место в разрабатываемой схеме.

Напряжение коллектор-эмиттер насыщенного ключа состоит из трех составляющих.

Первая составляющая. Остаточное напряжение

Даже при $I_K = 0$ (обрыв коллекторной цепи) напряжение $U_{КЭ}$ открытого транзистора не может быть нулевым.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему же?*

Иначе при замыкании коллектора с эмиттером неоткуда было бы взяться току. А ведь он обязательно потечет: оба перехода транзистора окажутся включенными параллельно.

Остаточное напряжение $U_{КЭост}$, соответствующее $I_K = 0$, зависит от ряда факторов, в частности, от параметра $h_{21и}$ — коэффициента передачи тока в инверсном включении.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вот тебе раз! А откуда его узнать?*

Неоткуда: он, за очень редкими исключениями, изготовителями не контролируется и не гарантируется. Для планарных транзисторов величина $h_{21и}$ весьма мала (колеблется от десятых долей до нескольких единиц).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же тогда быть?*

Можно ориентироваться на то, что испытания транзисторов в режиме насыщения заводы-изготовители ведут обычно при токах, создающих напряжение на открытом ключе, по крайней мере, в 10 раз большее остаточного.

Значит, для упоминавшихся уже транзисторов 2Т348В-3 оценку $U_{КЭост} \leq 30 \text{ мВ}$ можно считать достаточно надежной; чаще она окажется даже завышенной.

Вторая составляющая. Падение напряжения

Дополнительное напряжение на ключе $U'_{кэ}$ вызвано протеканием тока коллектора, однако оно вовсе не пропорционально току. Теория полупроводников дает соотношение, не связанное с конкретным типом транзистора:

$$U'_{кэ} \leq \varphi_T \ln(1 + I_K / I_B). \quad (5.5)$$

Оно справедливо, правда, лишь при достаточно глубоком насыщении, т. е. когда $I_K / I_B \ll h_{21э}$. Это разработчик до определенной степени обеспечит.

При вычислениях не следует забывать, что известный из «Шага 1» термический потенциал φ_T равен 25 мВ только при нормальной температуре, а вообще-то пропорционален абсолютной температуре.

Третья составляющая. Сопротивление коллектора

Еще одно слагаемое напряжения ключа $U''_{кэ}$ связано с наличием омического сопротивления полупроводника, составляющего тело коллектора. Оно уже пропорционально I_K . Величину этого сопротивления $r_{нас}$ оценивают сверху исходя из следующего: нормы на $U_{кэнас}$ даются в документации для значений токов, при которых напряжение на ключе определяется, в основном, именно его омическим сопротивлением. Возвращаясь к транзистору 2Т348В-3, можно считать:

$$r_{нас} \leq 0,3 / 10 \text{ мА} = 30 \text{ Ом},$$

что позволяет давать оценку падения напряжения: $U''_{кэ} = I_K r_{нас}$.

Скорость переключения

Конечное время реакции выходной цепи ключа напряжения на коммутацию управляющего сигнала связано:

- ♦ **во-первых**, с задержками момента начала изменения тока коллектора, вызванными некоторыми физическими явлениями в транзисторе (о них сейчас и пойдет речь);
- ♦ **во-вторых**, с очевидными процессами перезаряда паразитной емкости нагрузки, приводящими к затягиванию фронтов выходного напряжения.

Барьерная емкость

При подаче насыщающего тока в базу транзистора, открытие последнего не наступит, пока не перезарядятся барьерные емкости обратно-смещенных переходов. Дело осложняется тем, что емкость запятого перехода (емкость потенциального барьера) и сама зависит от напряжения на переходе, возрастая при приближении к порогу открытия.

Цепь управления биполярного ключа связана с общими шинами через две барьерные емкости: $C_{ЭБ}$ и $C_{КБ}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: По-моему, данные об этих величинах изготовителями приводятся.

Да, но только для какого-то конкретного значения напряжения — вот в этом и проблема.

По понятной причине разность потенциалов $U_{КБ}$ при скачке управляющего напряжения, скорее всего, изменяется не так существенно, чтобы нельзя было принять емкость $C_{КБ}$ за неизменную. Другое дело — напряжение $U_{ЭБ}$: оно при коммутации ключа изменяется не только по величине, но даже и по знаку.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Тогда я в затруднении: как можно оценить влияние емкости $C_{ЭБ}$?

Тем не менее, можно, исходя из следующих принципов.

Принцип 1. Чтобы довести транзистор от запирающего потенциала $U_{УПР}^-$ до порога открытия, требуется та же величина электрического заряда, как если бы емкость перехода эмиттер-база была постоянной и равной $2C_{ЭБ}$ ($C_{ЭБ}$ — емкость при данном запирающем потенциале $U_{УПР}^-$).

Принцип 2. Если дана емкость не при фактическом запирающем потенциале $U_{УПР}^-$, а при некотором другом $U_{ЭБ}$, то перепад напряжения на емкости (для вычисления заряда) определяется не как $\Delta U_B = |U_{УПР}^-| + 0,7 \text{ В}$, а как:

$$\Delta U_{Б.э\kappa\beta} = \sqrt{(|U_{УПР}^-| + 0,7 \text{ В}) \cdot (U_{ЭБ} + 0,7 \text{ В})}. \quad (5.6)$$

Принцип 3. Величина $C_{ЭБ}$, данная для известного напряжения на переходе, справедлива с запасом и для большего запирающего напряжения $U_{УПР}^-$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Так сразу все это осознать непросто...*

А мы сейчас рассмотрим на примере.

Время включения

Допустим, в ключе напряжения использован транзистор 2Т336Б, для которого дано: $C_{КБ} \leq 5 \text{ нФ}$ при $U_{КБ} = 5 \text{ В}$, $C_{ЭБ} \leq 4 \text{ нФ}$ при $U_{ЭБ} = 0$. Но в конкретной схеме (рис. 5.21): $U_{УПР}^- = -3 \text{ В}$; емкость эмиттер-база будет при этом напряжении явно ниже указанных 4 нФ . Тем не менее, сначала, для простоты, мы принимаем все же $C_{ЭБ} = 4 \text{ нФ}$, гарантируя тем самым некоторый расчетный запас.

То же относится и к переходу коллектор-база (в схеме при запертом ключе $U_{КБ}$ составляет $6 + 3 = 9 \text{ В}$, а не 5 В).

Учтя, что потенциал базы должен измениться при открывании на: $\Delta U_B = |U_{УПР}^-| + 0,7 \text{ В} = 3,7 \text{ В}$, получаем потребные величины изменений зарядов:

$$Q_1 = C_{КБ} \Delta U_B = 5 \text{ нФ} \cdot 3,7 \text{ В} = 18 \text{ нКл},$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ} \Delta U_B = 4 \text{ нФ} \cdot 3,7 \text{ В} = 15 \text{ нКл},$$

(обратите внимание на двойку в последнем соотношении)!

При открывающем токе, равном, по меньшей мере:

$$I_B = \frac{3 \text{ В} - 0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} = 0,23 \text{ мА}.$$

Верхняя граница для времени перезаряда оценится так:

$$t_{\text{ВКЛ.1}} \leq \frac{Q_1 + Q_2}{I_B} = \frac{33 \text{ нКл}}{0,23 \text{ мА}} = 14 \text{ нс}.$$

Для сравнения применим теперь более точную методику с учетом (5.6):

$$\Delta U_{\text{Б.эКв}} = \sqrt{(|U_{УПР}^-| + 0,7 \text{ В}) \cdot (U_{ЭБ} + 0,7 \text{ В})} = \sqrt{(3 + 0,7) \cdot (0 + 0,7)} = 1,6 \text{ В},$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ} \Delta U_{\text{Б.эКв}} = 4 \text{ нФ} \cdot 1,6 \text{ В} = 6 \text{ нКл}.$$

Уточненное время перезаряда будет 9 нс вместо 14 .

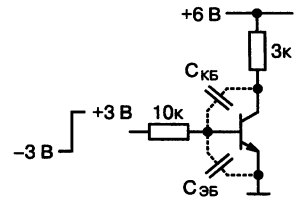


Рис. 5.21. Для открывания ключа должны перезарядиться барьерные емкости переходов

Биполярный транзистор начал открываться, и при этом должна быть заряжена известная нам диффузионная входная емкость. Что же, попробуем учесть и ее, только лучше перейти здесь к иной модели.

Инерционность транзистора бывает удобно связывать с постоянной времени τ , характеризующей процесс экспоненциального установления тока коллектора $I_K(t)$ при скачке базового тока. Правда, величина этой постоянной времени не гарантируется и не контролируется изготовителями. Впрочем, теория дает полезное соотношение:

$$\tau = h_{21э} / 2\pi f_T, \quad (5.7)$$

связывающее искомую величину со статическим значением коэффициента передачи тока, а также с характерной частотой транзистора f_T . Этого достаточно для оценочного расчета.

Для случая сравнительно глубокого насыщения соответствующий процесс длится:

$$t_{БКЛ.1} \leq \frac{1}{2\pi f_T} \cdot \frac{I}{I_B}$$

(I — ток через насыщенный ключ). Формулу предлагаю получить самостоятельно. Учитывая, что для 2Т336Б $f_T \geq 250 \text{ МГц}$, $I = 2 \text{ мА}$ (рис. 5.21), имеем:

$$t_{БКЛ.1} \leq \frac{1}{6,28 \cdot 250 \text{ МГц}} \cdot \frac{2 \text{ мА}}{0,23 \text{ мА}} = 5,5 \text{ нс.}$$

Время рассасывания

Известно, что насыщенный транзисторный ключ выходит из этого состояния лишь с определенной задержкой относительно момента подачи запирающего сигнала. Задержка связана с процессом рассасывания избыточного заряда в базе.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: В технических условиях на транзисторы приводится «время рассасывания» t_p ...

Но нам снова надо разобраться, как правильно его использовать. Выберем в качестве примера транзисторную матрицу типа 125НТ1, для которой дается: $t_p \leq 100 \text{ нс}$ при $I_K = 150 \text{ мА}$ и $I_B = 15 \text{ мА}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как это понимать?*

Это означает, что величина задержки, связанной с рассасыванием заряда в базе, контролируется в следующем режиме:

- ♦ ток через насыщенный ключ (задаваемый внешней нагрузкой) равен 150 мА;
- ♦ транзистор предварительно насыщен базовым током, равным: $I_B^+ = 15 \text{ мА}$;
- ♦ на транзистор подан запирающий сигнал, причем начальное значение тока базы $I_B^- = 15 \text{ мА}$ в направлении, противоположном I_B^+ .

Условие $I_B^+ = I_B^-$ принимают обычно из-за удобства измерений.

Возникает вопрос, как оценить время рассасывания в случае иных величин управляющих токов и тока в цепи коммутации. Разумеется, о точных расчетах говорить не приходится, а если приближенно — время рассасывания пропорционально логарифму отношения:

$$(I_B^+ + I_B^-) / I_B^-. \quad (5.8)$$

Рассмотрим сначала рис. 5.22, а. Насыщающий ток базы VT2, образуемый вычитанием двух токов, примерно равен:

$$I_B^+ = \frac{5 \text{ В} - 0,7 \text{ В}}{1 \text{ кОм}} - \frac{3 \text{ В} + 0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} \approx 3,9 \text{ мА}.$$

Рассасывающий ток базы всегда вычисляется исходя из того, что напряжение $U_{БЭ}$ ключа в течение времени рассасывания сохраняет примерно прежнюю величину (ключевой транзистор пока что открыт):

$$I_B^- = \frac{3 \text{ В} + 0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} \approx 0,37 \text{ мА}.$$

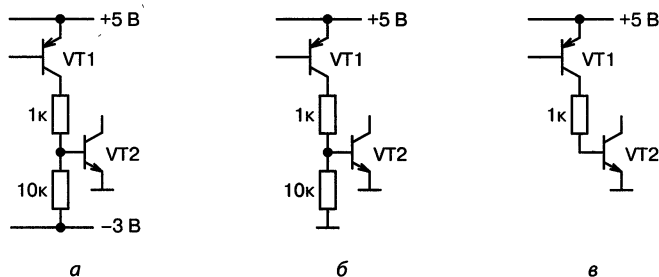


Рис. 5.22. Рассасывание в ключе форсируется запирающим током (а); отсутствие смещения снижает быстродействие (б); без рассасывающего тока быстродействие еще ниже (в)

Отношение (5.8) равно:

$$(I_B^+ + I_B^-) / I_B^- = 11,6,$$

в то время как паспортная величина t_p для ключа на 125НТ1 соответствует отношению, равному 2.

Значит, с данными транзисторами будет получено время рассасывания:

$$t_p \leq 100 \text{ нс} \cdot \frac{\ln 11,6}{\ln 2} = 230 \text{ нс}.$$

Не надо думать, что в схеме без запирающего напряжения отсутствует рассасывающий ток! Для рис. 5.22, б:

$$I_B^+ = \frac{5 \text{ В} - 0,7 \text{ В}}{1 \text{ кОм}} - \frac{0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} \approx 4,2 \text{ мА},$$

$$I_B^- = \frac{0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} \approx 0,07 \text{ мА},$$

$$(I_B^+ + I_B^-) / I_B^- = 61,$$

$$t_p \leq 100 \text{ нс} \cdot \frac{\ln 61}{\ln 2} = 0,4 \text{ мкс}.$$

Быстродействие, конечно, снизилось. Впрочем, убедитесь сами, что, уменьшив сопротивления резистора база-эмиттер до 1 кОм и снизив I_B^+ всего лишь до 3,6 мА, мы достигнем времени рассасывания, не превышающего 0,14 мкс.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я уже поглядываю на рис. 5.22, в: по нашей методике мы должны были бы получить $t_p = \infty$. Но мне приходилось встречаться с таким включением: вроде, работает...

Просто до сих пор в расчетах не фигурировал ток коллектора, и это обосновано: при сравнительно глубоком насыщении ($I_K / I_B^+ \ll h_{21Э}$) величина I_K не будет сильно влиять на результат (разве что мы получаем несколько завышенную оценку для t_p). Типичный случай, когда такое приближение оказывается несостоятельным, — это как раз $I_B^- = 0$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А причем тут ток коллектора?*

При том, что за создание избыточного заряда в базе «отвечает», строго говоря, ток величиной $I_B^+ - I_K / h_{21Э}$, а за его рассасывание — ток $I_B^- + I_K / h_{21Э}$. Внесите теперь поправки в (5.8). Что выходит?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Выходит, что если $I_B^- = 0$, надо учитывать логарифм отношения $I_B^+ h_{21Э} / I_K$.*

Да, и наименее желателен, как видим, максимальный коэффициент $h_{21Э}$.

Предположим, что ключ на рис. 5.22, в управляет током, равным 10 мА. Время рассасывания для случая, когда $h_{21Э} = 150$:

$$t_p \leq 100 \text{ нс} \cdot \frac{\ln 64}{\ln 2} = 0,41 \text{ мкс.}$$

Последний вариант управления рассмотрен лишь для познавательных целей, вообще-то реальное его применение нежелательно.

Перезаряд емкости нагрузки

Из рис. 5.23 понятно, что при закрывании транзистора должно иметь место экспоненциальное нарастание выходного напряжения к величине $+E$ с постоянной времени $R_H C_H$. Именно этот фронт (в данном случае — положительный) и оказывается наиболее затянутым.

При анализе другого (здесь — отрицательного) фронта, формирующегося при открывании ключа, надо исходить из следующего: он является также отрезком экспоненты с той же постоянной времени. Но стремящейся к уровню, равному $E - R_H(I_B h_{21Э})$. При глубоком насыщении, даже в случае минимальной величины $h_{21Э}$, второй член существенно превышает первый. Тогда фронт получается практически линейным с длительностью, примерно равной $EC_H / I_B h_{21Э}$, намного короче фронта нарастания.

Естественно, схему составляют всегда таким образом, чтобы открывающимся транзистором формировался тот именно из фронтов, к которому предъявляются более строгие требования в отношении его длительности. Если же требуется достичь предельно малой длительности как нарастания, так и спада, не обойтись без двухполярного ключа.

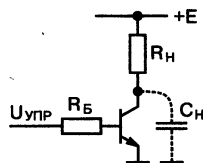


Рис. 5.23. В простом ключе один фронт напряжения на нагрузке — экспоненциален, другой почти линейен

Идеальные фронты

Не следует думать, что при $C_H \approx 0$ можно получить сколь угодно крутые фронты выходного напряжения. Вспомним о наличии паразитной емкости C_{KB} и нам станет ясно, что во время коммутации ключ должен действовать как интегратор (помните «Шаг 3»?), превращающий мгновенный скачок входного тока в линейно-изменяющееся напряжение. Убедитесь, что длительности нарастания и спада напряжения на коллекторе не могут быть короче, чем EC_{KB}/I_B . Легко подсчитать, что в структуре на рис. 5.21 с транзистором 2Т316В минимальные длительности составят: 50 нс для закрывающегося транзистора и 80 нс для открывающегося, а с 2Т201В эти цифры могут быть оказаться в 10 раз большими!

Ключ тока

В токовом ключе открытый транзистор находится в активном режиме, поэтому быстродействие получается очень высоким. Задержка появления тока в выходной цепи относительно момента включения вызвана здесь тем, что коммутируемый ток I устремляется сначала целиком в базу включающегося транзистора. Ток базы спадает далее с постоянной времени, равной τ . А ток коллектора нарастает с постоянной времени $\tau/h_{21Э} = 1/2\pi f_T$. Поэтому та же величина справедлива и для выключения.

Подумайте теперь, как отразится наличие паразитных емкостей C_{KB} на быстродействии ключа тока, проведите аналогию с «Шагом 3». Имейте в виду, что влияние междоэлектродных емкостей будет иметь место и для структуры с полевыми транзисторами.

Точность передачи аналоговых ключей

Замкнутый МОП ключ — это чисто омическое сопротивление. Параметром, характеризующим качество ключа, является здесь сопротивление канала r_K , наибольшая величина которого оговорена в технических условиях на транзисторы для известных напряжений на электродах. И, чтобы значение r_K не превысило гарантированного, разработчик должен обеспечить величину $U_{3И\min} = |U_y^- - U_{BX.\min}|$ (в абсолютном выражении) не меньше заданной. Однако он обращает внимание также и на потенциал подложки: ведь повышение его увеличивает сопротивление канала при неизменных потенциалах на остальных электродах.

При известной величине r_K паразитное напряжение на открытом ключе зависит только от протекающего через него тока:

$$U_{си} = I r_K. \quad (5.9)$$

Снижения погрешности передачи при данных транзисторах добиваются путем уменьшения тока в измерительной цепи (т. е. входного тока следующего каскада, скажем, прецизионной измерительной схемы).

Скорость переключения

Процессы в МОП-транзисторе практически безынерционны, и, тем не менее, длительности включения и выключения вполне ощутимы: они связаны с конечной скоростью перезаряда емкости затвор-канал. Цепь заряда проходит через исток или сток и в конечном итоге замыкается на один из источников входных напряжений, соответствующий открытому в известный момент времени каналу (рис. 5.24).

Следовательно, в лучшем случае, постоянная времени этого процесса достигает при закрытии ключа величины $(C_{зи} + C_{зс})R_{и}$, где $R_{и}$ — внутреннее сопротивление источника входного сигнала, а предельные значения междуэлектродных емкостей берутся из технических условий на транзистор.

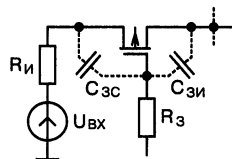


Рис. 5.24. Скорость коммутации определяется перезарядом емкостей

Сопротивление в цепи затвора

Приведенная здесь оценка скорости изменения управляющего потенциала затвор-канал окажется неверной, если не учитывает наличие сопротивления в затворной цепи. Разработчик нередко специально вводит в затворы защитные резисторы, предотвращающие аварию системы при возможном пробое затвора одного из ключей на канал.

В данной ситуации, учитывая, что $R_з$ наверняка будет составлять, по меньшей мере, десятки килоом, постоянная времени переключения равна уже $(C_{зи} + C_{зс})R_з$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Далее понятно: время переключения можно оценить как 2—3 постоянные времени перезаряда емкости затвора.*

Неправильно, вы забываете про показатели качества. Если взглянуть в этом контексте, легко сообразить: процесс переключения можно считать законченным только тогда, когда ошибка передачи напряжения в рабочем канале снизится до допустимой! Ведь ток перезаряда емкости затвора, проходя через $R_{и}$, вызывает бросок напряжения в измерительной цепи, экспоненциально спадающий со временем.

Соответствующие расчеты элементарны, но упускать их из виду нельзя.

НЕЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ

Это самый насыщенный «Шаг» книги. Рассматриваются схемы, традиционно относящиеся к нелинейным: детекторы, перемножители, ограничители, автогенераторы. Считается, что расчет подобных схем труден, и потому им обычно пренебрегают. Расчет нужен, и в то же время в нем нет ничего сложного!

Детально показано, от чего зависит качество работы перемножителей, какими приемами обеспечить стабильность частоты генераторов, как правильно строить кварцевые автогенераторы. Разобраны забавные ошибки радиолюбителей.

Продвинутый читатель узнает много неожиданного про обычный амплитудный детектор, познакомится со странными свойствами амплитудного ограничителя, с удивительным «детектором тока», с необычными схемами смесителей.

6.1. Амплитудное детектирование

Диодный детектор

Как это ни странно, встречаются самые различные взгляды на старейшую из полупроводниковых схем, известную со времен зарождения радио (рис. 6.1). Кто-то даже всерьез берется за сложные построения на вольтамперной кривой диода или транзистора.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А мне, наоборот, кажется, что в такой элементарной схеме вообще нет предмета для расчетов.

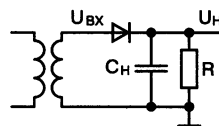


Рис. 6.1. Простейший диодный детектор совсем не так прост

Ошибочно и то и другое. А опыт доказывает: пренебрежение расчетами проявляется в виде неудовлетворительной работы заимствованного из книжки «типового каскада».

Исходят из простых соотношений, справедливых, когда входной сигнал составляет не менее десятых долей вольта, а сопротивление нагрузки — килоомы. В этих условиях допустимо представление германиевого диода как идеального вентиля; такая модель («линейного» детектирования) сразу же дает для постоянной составляющей выходного напряжения:

$$U_H \approx u_{BX}, \quad (6.1)$$

где u_{BX} — амплитуда напряжения несущей на входе детектора.

Амплитуда низкочастотного напряжения на выходе:

$$u_{ВЫХ} = mU_H. \quad (6.2)$$

m — коэффициент модуляции амплитудно-модулированного (АМ) сигнала.

Хитрости смещенного диода

Практика радиолюбителей показывает, что работа детектора с небольшим начальным током, пропущенным через диод, вроде бы слегка улучшается.

Радиолюбитель: *В книгах пишут, что происходит смещение в «точку максимальной чувствительности».*

В действительности — все дело в слишком большом сопротивлении диодного вентиля при малых входных сигналах. Оно и уменьшает в обычной схеме эффект детектирования (по сравнению с упрощенной моделью). Особенно характерно это для кремниевых диодов: они при $u_{BX} < 0,5$ В вообще практически закрыты.

Радиолюбитель: *Я понял: пропускание начального тока (рис. 6.2) выводит вентиль на участок с меньшим сопротивлением.*

Да, но... для появления эффекта детектирования на выходе требуется, чтобы источник сигнала обеспечил постоянную составляющую

выпрямленного тока, не меньшую, чем значение смещающего тока (например, 25 мкА в схеме на рис. 6.2).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Для чего?

А иначе диод будет всегда открытым!

При напряжении сигнала, допустим, 0,5 В это соответствует входному сопротивлению:
 $U_H / 2I_{CM} \approx 10 \text{ кОм}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А как этого достичь?

Несложно: пренебрегая сопротивлением открытого диода, поделите входное напряжение на сумму импедансов источника сигнала и нагрузки детектора. Если полученная амплитуда тока несущей значительно превышает величину смещающего тока, детектор работать будет. Если нет, то диод останется, увы, постоянно открытым.

Итак, детекторы со смещающим током требуют низкоомных источников сигнала! В то же время принудительное увеличение постоянной составляющей тока способствует снижению искажений, о чем будет далее.

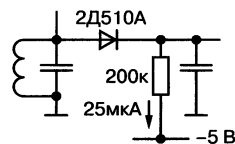


Рис. 6.2. Смещающий ток улучшает детектирование, но снижает входное сопротивление

Параллельный детектор

Присоединим «нижний» вывод резистора нагрузки к ВЧ входу, как на рис. 6.3, а. Ни для постоянной составляющей тока, ни для модулирующего колебания, по сути дела, ничего не изменилось. Перевернув теперь схему (рис. 6.3, б), получим известный по книгам так называемый параллельный детектор.

Отличием этой конфигурации от ранее рассмотренной версии является также присутствие на ее выходе, помимо низкочастотного напряжения, еще и полного входного сигнала. Поэтому в практике

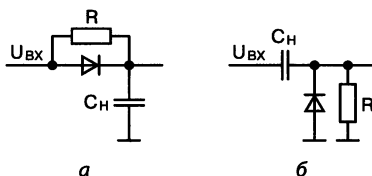


Рис. 6.3. Переброс резистора нагрузки (а) превращает детектор в «параллельный» (б)

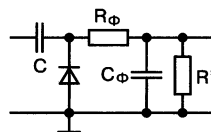


Рис. 6.4. Фильтрующая ячейка препятствует прохождению ВЧ сигнала на выход

ской схеме (рис. 6.4) предусмотрена дополнительная фильтрующая ячейка $R_\phi C_\phi$ для снятия нежелательной ВЧ составляющей.

К параллельному детектору обращаются в тех случаях, когда схема диктует необходимость непременно емкостной связи с источником сигнала.

Детектор «с удвоением»

Эта схема (рис. 6.5) часто попадает в описаниях радиолюбительских приемников.

Радиолюбитель: Пишут, что она обеспечивает вдвое большее продетектированное напряжение, чем традиционный детектор.

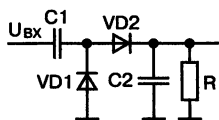


Рис. 6.5. Детектор «с удвоением» — удваивает далеко не всегда

И резон в этом, кажется, есть, не правда ли? На диоде $VD1$ мы имеем выпрямленное напряжение с наложенным на него входным сигналом; произведя повторное детектирование, получаем на выходе удвоенный эффект.

Радиолюбитель: Знаете, и сама конфигурация, в отличие от простого параллельного детектора, выглядит более «завершенной», что ли...

Механизм работы подобных схем хорошо изучен. Здесь $C1$ на отрицательном пике заряжается до амплитуды входного сигнала, а на положительном — открывается $VD2$ и заряд перераспределяется между последовательно соединенными $C1$ и $C2$. Через несколько периодов ВЧ сигнала будет достигнуто относительное «удвоение»: $C2$ оказывается заряженным примерно до двойной амплитуды. Так работают цепочечные высоковольтные выпрямители, нередко состоящие из многих звеньев.

Радиолюбитель: Значит, удвоение действительно возможно?

Да, но только при ряде условий.

Условие 1. Выходное сопротивление источника сигнала должно быть низким — на два порядка меньше R .

Условие 2. Отношение частот — несущей и модулирующей — должно быть, по меньшей мере, 50-кратным, иначе неизбежны искажения.

Условие 3. Уровень входного сигнала должен быть не ниже одного вольта, иначе добавление второго диода не усилит, а наоборот, ослабит эффект.

А самым умным решением будет — вообще избегать применения таких экзотических (и абсолютно ненужных) схем.

Эмиттерный детектор

Данная схема позволяет логично снять проблемы с искажениями в диодном детекторе (о которых будет чуть ниже). К тому же, это хороший вариант для детектора в составе интегральной схемы.

Впрочем, в схеме рис. 6.6 нетрудно опознать детектор со смещающим током, отличие состоит лишь в том, что входной ток здесь в $h_{21Э}$ раз уменьшен. Появляется возможность избавиться от недостатка диодной схемы — низкого входного сопротивления.

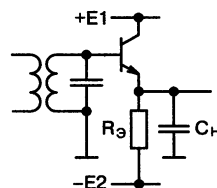


Рис. 6.6.
Эмиттерный детектор имеет высокое входное сопротивление

«Линейный» и «квадратичный» детекторы

Рассмотренные нами выше схемы детектирования имеют одну общую особенность: напряжение на открытом нелинейном элементе представляет собой только разность между огибающей АМ колебания и величиной выходного напряжения (тот же «сигнал ошибки», аналогично усилительным схемам с обратной связью). Поэтому детекторы такого вида обеспечивают малые искажения, причем форма характеристики нелинейного элемента совершенно не важна!

Радиоловитель: Я читал, что любой детектор является линейным для «сильных» сигналов. Потому что для таких сигналов характеристика детектирующего элемента аппроксимируется кусочно-линейной, состоящей из двух прямых.

Это неверно. Ни при каких условиях экспоненциальная характеристика полупроводникового перехода не эквивалентна составленной из двух прямых.

Возможны конфигурации, в которых происходит нелинейное преобразование сигнала в соответствии с формой характеристики прямой передачи транзистора, при этом отсутствует отрицательная обратная связь. Это их свойство используется для построения детекторов со специальным функциональным преобразованием, например, в измерителях эффективных или логарифмических значений. Для линейной демодуляции такие схемы непригодны: ни при каких самых «сильных» сигналах они не обеспечивают линейного детектирования.

6.2. Анализ: мнимо простой диодный детектор

Искажения в детекторе

Обратите внимание: низкочастотный ток, проходящий через резистор нагрузки, протекает также и через нелинейный элемент — диод.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Разве? Я о таком не задумывался...

А ведь это может явиться причиной искажений продетектированного сигнала.

В полном соответствии с фундаментальным правилом (4.6), как и для любой схемы, где есть элемент с односторонней проводимостью, нежелательное закрывание диода на пиках огибающей будет возникать, если не выполнено условие:

$$I > i, \quad (6.3)$$

где I — постоянная составляющая тока через диод, а i — амплитуда низкочастотного тока.

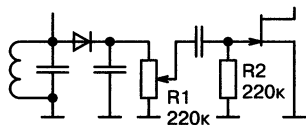


Рис. 6.7. Искажения возникают из-за различия нагрузок для постоянной и переменной составляющих

В детекторе на диоде оба эти тока создаются только входным высокочастотным сигналом. Взгляните на рис. 6.7. Пусть на нагрузке детектора $R1$ имеется постоянная составляющая продетектированного напряжения U_H и переменная mU_H , тогда очевидно:

$$I = \frac{U_H}{R1}. \quad (6.4)$$

Если потенциометр $R1$ выведен до предела (движок — в крайнем нижнем по схеме положении), то:

$$i = \frac{mU_H}{R1}. \quad (6.5)$$

Условие отсутствия искажений (6.3) выполняется автоматически: ведь всегда $m < 1$.

Если теперь движок потенциометра перемещен в положение, соответствующее максимуму усиления, то нагрузка детектора для напряжения низкой частоты будет состоять уже из параллельно соединенных $R1$ и $R2$, и:

$$i = mU_H \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right).$$

Получается, что при $m > R2 / (R1 + R2)$ (в рассматриваемой схеме — при $m > 0,5$) нарушается условие неискаженного детектирования (6.3).

Чтобы уравнивать нагрузки для постоянного и переменного напряжений, можно попытаться увеличить $R2$: так при $R2 = 1$ МОм искажения будут отсутствовать даже при 80-процентной модуляции.

Другой способ пояснен на рис. 6.8: нетрудно подсчитать, что сопротивления нагрузки детектора для постоянного и переменного напряжений различаются здесь (когда регулятор установлен на максимум) всего на 16%, т. е. до $m < 0,84$ искажения отсутствуют. Правда, и выходной сигнал снижен вдвое, но с этим можно примириться.

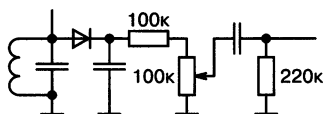


Рис. 6.8. Проиграли в усилении — зато устранили искажения

Полоса модулирующих частот

Дополнительные искажения в детекторе могут возникать для высших частот модулирующего напряжения, когда заметная доля тока выделенного сигнала будет протекать через емкость нагрузки. Амплитуда общего тока составит, с учетом этой емкости:

$$i = mU_H \sqrt{1/R^2 + (2\pi FC_H)^2}. \quad (6.6)$$

Оказывается, при $m \approx 1$ условие (6.3) опять нарушается: ток по (6.6) с ростом F превысит (6.4). В то же время слишком уменьшить C_H нельзя (во всяком случае, она должна быть на порядок больше емкости диода).

Путаница с «входным сопротивлением»

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Почему путаница, ведь для последовательного детектора в любой книжке дается формула:
 $R_{BX} = 0,5R$?

С входным сопротивлением нелинейных схем дело обстоит не просто. Понятно ли вам, что, скажем, при гармоническом напряжении входной ток детектора является резко несинусоидальным?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вообще-то да...

В этих условиях, если уж вести речь о входном сопротивлении, следует прежде оговорить, какой смысл будет придаваться этому понятию.

Допустим, источник сигнала имеет внутреннее сопротивление $R_{\text{и}}$. Следует ожидать (а так оно и есть), что выпрямленное напряжение U_H будет (даже при «идеальном» диоде) теперь заметно меньше амплитуды ЭДС сигнала $e_{\text{вх}}$, и тем меньше, чем больше $R_{\text{и}}$. Этот факт можно приписать влиянию «входного сопротивления» детектора $R_{\text{вх}}$ снижающему напряжение пропорционально $R_{\text{вх}} / (R_{\text{и}} + R_{\text{вх}})$.

Анализ приведет, правда, к трансцендентному уравнению.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Неужели его придется решать?

Не стоит. И не решая, можно сделать четкий вывод: искомая величина входного сопротивления не является постоянной; с увеличением $R_{\text{и}}$ эффект детектирования снижается медленнее, чем можно было бы ожидать. Заметим, однако, что здесь $R_{\text{вх}}$ получается принципиально во много раз меньше, чем $0,5R$ (особенно при малых сопротивлениях источника сигнала).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: И как же его рассчитывать?

При низкоомном источнике расчет «входного сопротивления» вообще теряет смысл, так как в большинстве случаев оказывается верным простое соотношение, уточняющее (6.1):

$$U_H = (0,8...0,9)u_{\text{вх}}.$$

Другое дело, если детектор подключен к колебательному контуру. Здесь нас интересует снижение его добротности, связанное с отбором

энергии. Потребуется по-иному определить входное сопротивление детектора:

$$R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}^2}{2P},$$

где P — мощность, отбираемая детектором из контура. Из условия баланса мощностей, учитывая, что:

$$P = U_H^2 / R,$$

и принимая $U_H = u_{\text{вх}}$, получаем знакомое:

$$R_{\text{вх}} = 0,5R. \quad (6.7)$$

Эту величину следует учитывать при расчете затухания, вносимого детектором в резонансную систему, но и только!

Кстати, в схеме параллельного детектора резистор R дополнительно подгружает ВЧ вход. Соответственно снижается входное сопротивление для резонансных цепей:

$$R_{\text{вх}} = \frac{0,5R \cdot R}{0,5R + R} = R/3. \quad (6.8)$$

«Обратное сопротивление»

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Есть идея: если стремиться к наибольшему входному сопротивлению, можно вообще отказаться от резистора нагрузки (или взять его очень большой величины). Роль нагрузки станет играть обратное сопротивление диода $R_{\text{ОБР}}$ а для детектора будет получено $R_{\text{вх}} = 0,5R_{\text{ОБР}}$ (рис. 6.9).*

Вот типичный пример того, как неприемлемая модель повлекла ошибочный вывод. Такого параметра перехода, как «обратное сопротивление», не существует!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же так? Во всех книжках...*

Впрочем, как и «прямого». Обратный ток I_0 почти не зависит от напряжения.

Легко подсчитать (из условия баланса мощностей): входное сопротивление детектора не может быть больше $U_H / 2I_0$. Так при использовании диода 1Д402А ($I_0 \leq 50$ мкА) и амплитуде колебаний на входе, равной 1 В,

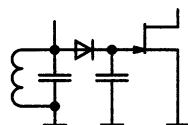


Рис. 6.9.
Высокое входное сопротивление?
Только при сильном сигнале

R_{BX} будет составлять, возможно, лишь 10 кОм... Итак, уточненная модель диода дала второе слагаемое к входной проводимости детектора.

Чувствительность детектора

Взглянем на схему эмиттерного детектора (рис. 6.10, а), как на эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой (рассмотренный ранее в «Шаге 4»).

Но, в отличие от повторителя, ток покоя в детекторе всегда должен быть выбран «неправильно», чтобы не позволять емкости разряжаться в промежутке между двумя положительными полуволнами колебаний несущей:

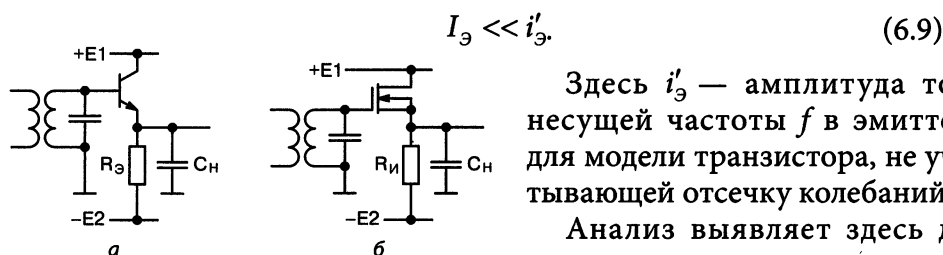


Рис. 6.10. Чувствительность не зависит от тока (а); возрастает с уменьшением тока (б)

Здесь $i'_э$ — амплитуда тока несущей частоты f в эмиттере для модели транзистора, не учитывающей отсечку колебаний.

Анализ выявляет здесь два возможных варианта.

Вариант 1. Фильтрующий конденсатор $C_н$ имеет достаточно большую емкость, чтобы выполнялось: $2\pi f C_н \ll S$, где S — крутизна прямой передачи транзистора в рабочей точке. Практически это достижимо, если несущая и модулирующая частоты различаются на порядки. Этот режим эмиттерного детектора наиболее выгоден в отношении чувствительности — она соответствует чувствительности диодного детектора.

В данном случае эмиттерный повторитель нагружен (для несущей частоты) на сопротивление, значительно меньшее его выходного сопротивления, равного $1/S$. Следовательно, гипотетическую величину $i'_э$, соответствующую линейному режиму работы, записать просто:

$$i'_э = Su_{BX},$$

как в любом каскаде, где эмиттерный резистор заблокирован конденсатором большой емкости.

Теперь получаем условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_э \ll Su_{BX}, \text{ т. е. } u_{BX} \gg I_э / S. \quad (6.10)$$

Отношение $I_{\text{э}}/S$ составляет для биполярных транзисторов, как известно, 25 мВ. Отсюда и получается оценка предельной чувствительности детектора к входному сигналу. При меньших амплитудах детектирование тоже возможно, но выходной эффект резко падает («квадратичное» детектирование).

Вариант 2. Емкость фильтрующего конденсатора сравнительно невелика: $2\pi f C_H > S$. В этом случае условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_{\text{э}} \ll 2\pi f C_H u_{\text{вх}}, \text{ т. е. } u_{\text{вх}} \gg I_{\text{э}} / 2\pi f C_H. \quad (6.11)$$

Чувствительность детектора теперь оказывается явно ниже. Повысить ее сможет снижение тока, уменьшающее крутизну: мы возвращаемся тогда к варианту 1. Именно это (а не необходимость «режима, близкого к отсечке по характеристике транзистора», как часто считают) вынуждает уменьшать эмиттерный ток детектора.

Дальнейший расчет схемы сводится к обеспечению отсутствия искажений модулирующей частоты на отрицательных полу волнах огибающей сигнала при известной амплитуде выходного напряжения $u_{\text{вых}}$.

Такой расчет (для эмиттерного повторителя, нагруженного на емкость — см. «Шаг 4») мы проводить умеем, и, разумеется, его надо вести для наивысшей из частот модуляции F_B .

На этой частоте амплитуда эмиттерного тока (а он, как и ранее, состоит из трех составляющих: через $R_{\text{э}}$, через C_H и через внешнюю нагрузку R_H , подключенную через разделительный конденсатор) получается равной:

$$i_{\text{э}} = m u_{\text{вх}} \sqrt{\left(\frac{1}{R_{\text{э}}} + \frac{1}{R_H} \right)^2 + (2\pi F_B C_H)^2}. \quad (6.12)$$

Условие отсутствия отсечки на нижней полу волне модулирующего напряжения, по-прежнему:

$$I_{\text{э}} > i_{\text{э}}.$$

Здесь это условие легко выполнить.

Кстати, входное сопротивление схемы, равное $u_{\text{вх}} |h_{21\text{э}}| / 2I_{\text{э}}$, напрямую зависит от тока транзистора.

Истоковый детектор

Данная схема (рис. 6.10, б) ценна практически бесконечным входным сопротивлением. Выполнение условия эффективного детектирования $u_{вх} \gg I_{и} / S$ прямо зависит здесь от величины тока. Например, для детектора с транзистором 2П305А при токе 5 мА (когда $S \geq 6 \text{ мА/В}$) требуется амплитуда сигнала на входе, по крайней мере, 3—5 вольт. Однако при снижении тока до 50 мкА минимальное значение крутизны составит уже $6 \cdot \sqrt{0,05/5} = 0,6 \text{ мА/В}$, отношение $I_{и} / S$ получается при этом равным 80 мВ. И опять с уменьшением тока всплывет прежняя проблема искажений, вызванных нагрузкой.

6.3. Перемножение колебаний

Перемножители и смесители

Аналоговые перемножители находят применение как в технике функционального преобразования сигналов, так и при преобразовании их спектров. Модуляторы, демодуляторы, смесители, умножители частоты — все эти распространенные узлы фактически имеют в основе схемы перемножения.

Далеко не всегда требуется полноценное (так называемое «четырехквadrантное») перемножение двух входных сигналов. Скажем, для радиочастотного смесителя нередко бывает достаточно, чтобы на выходе хотя бы присутствовала составляющая, образованная перемножением сигналов (пусть и наряду с другими). Именно со схем такого рода, как более простых, мы и начнем.

Радиоловитель: *В смесителе — выделение нужных продуктов преобразования гарантировано избирательными системами (фильтром промежуточной частоты в радиоприемнике). Поэтому, как кажется, смесителем может послужить любой нелинейный элемент.*

Схемы, действительно, получаются работоспособными, а до оптимизации руки доходят далеко не всегда.

Радиоловитель: *Просто страшат расчеты: вероятно, они очень сложны.*

Наша задача показать, что это не так.

Упрощая задачу, один из перемножаемых сигналов будем считать заведомо «слабым», тракт передачи для него — линейным. Таким образом, в аналоговых смесителях вспомогательные колебания большого уровня (колебания гетеродина) управляют передаточными характеристиками тракта для сигнала. Задача аналогична электрической регулировке усиления! Поэтому здесь вы и обнаружите многие знакомые по «Шагу 4» решения.

Крутизна преобразования

Принцип работы распространенных смесителей состоит в управлении крутизной усилительной схемы (непреренно без ООС) колебанием гетеродина. Для случаев, когда допущение линейности для сигнала в известной мере соблюдается, вводится принятый в радиотехнике параметр — крутизна преобразования:

$$i_{\text{ВЫХ}} = S_{\Pi} u_{\text{ВХ}}, \quad (6.13)$$

где $u_{\text{ВХ}}$ — амплитуда сигнала, $i_{\text{ВЫХ}}$ — амплитуда тока рабочей гармоники преобразованных колебаний (например, промежуточной частоты).

В общем случае можно ввести коэффициент преобразования:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\Pi} u_{\text{ВХ}}. \quad (6.14)$$

Амплитуда колебаний гетеродина

Очевидно, что «крутизна преобразования» подразумевает для данной схемы известную амплитуду колебаний гетеродина.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Наверно, есть смысл говорить об оптимальной ее величине?*

Да, и такой оптимум действительно существует. Кажется логичным и подтверждается анализом: если амплитуда колебаний гетеродина такова, что на их пике усилительная структура доводится до запира-ния ($S_{\text{min}} = 0$), то будет получена крутизна преобразования, близкая к предельно достижимой.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это ясно интуитивно.*

Закон управления

Поскольку желательно, чтобы функцию смесителя выполняла действительно перемножительная схема, постольку требуют, чтобы параметр прямой передачи менялся во времени по синусоидальному закону. А это значит, что связь между, скажем, гармонически изменяющимся напряжением гетеродина и крутизной управляемого усилителя должна быть линейной!

В этом случае через нагрузку, кроме токов промежуточной частоты, будут протекать лишь токи с частотами сигнала, гетеродина и второй гармоники последнего.

Радиоловитель: *А если это условие не соблюдается?*

Тогда получают смеситель, хотя и функционирующий в принципе, но содержащий в выходном токе продукты взаимодействия сигнала с многими гармониками гетеродина. А это осложняет вопросы частотной селекции, да, кроме того, и не дает возможности достичь потенциальной величины S_{Π} .

Радиоловитель: *Кстати, а какова эта величина?*

Ее значение давным-давно вычислено:

$$S_{\Pi} = 0,25S_{\max}, \quad (6.15)$$

где $S_{\max}$ — наивысшее значение крутизны на пике колебаний гетеродина.

Сложение колебаний

Представляет интерес случай, когда в каскаде применяют полевой прибор, между затвором и истоком которого действует сумма колебаний сигнала и гетеродина. Практически удобнее один сигнал подавать на затвор, другой на исток, как на **рис. 6.11, а**.

У полевого транзистора зависимость $S(U_{3и})$ — линейная. Значит, при синусоидальном напряжении гетеродина требуемый закон управления как раз обеспечен. Впрочем, для прибора с управляющим переходом схема построена все же неверно. Отраженная на **рис. 6.11, б** доработка приведет к тому, что напряжение между затвором и истоком будет действовать (при отсутствии сигнала) так, как показывает **рис. 6.12**.

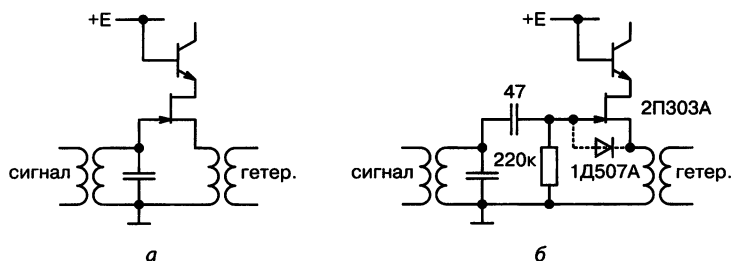


Рис. 6.11. Колебания гетеродина управляют крутизной (а);
RC-цепь обеспечивает правильный режим смесителя (б)

Заряд конденсатора приоткрывающимся переходом затвор-исток создает автоматическое смещение среднего уровня $U_3 \approx u_r$ в направлении «минуса». В итоге, как это и требуется, отрицательный пик колебаний $U_r(t)$ закрывает транзистор ($S_{min} = 0$), положительный — соответствует максимальной крутизне (S_{max}). Из графика понятно, что оптимальная амплитуда напряжения гетеродина:

$$u_r = 0,5(U_{отс} + 0,5 \text{ В}),$$

считая, что положительное напряжение отпирания управляющего перехода составляет 0,5 В. Добавив германиевый диод (обозначено пунктиром на рис. 6.11, б), мы уменьшим заход в положительную область $U_{зи}$ до 0,1—0,2 В.

Если все выполнено правильно, тогда, разумеется, в соответствии с (6.15): $S_{гг} = 0,25S$, где S — крутизна транзистора при $U_{зи} = 0$, гарантируемая паспортными данными и соответствующая здесь S_{max} .

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Но откуда взять для расчета напряжение отсечки $U_{отс}$? В справочниках оно если и дается, то с огромным разбросом...

Это так. В то же время при отклонении амплитуды колебаний гетеродина от оптимума в любую сторону крутизна преобразования снижается. Кроме того, захождение в область отсечки тока вызовет нежелательное преобразование на гармониках гетеродина.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: И как быть?

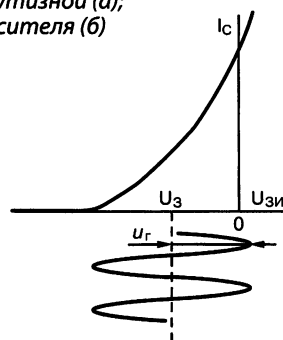


Рис. 6.12. Автоматическое смещение создается детектированием на переходе

Возможно, что разработчик предусмотрит индивидуальную регулировку величины u_r .

Пусть решено применить в смесителе транзистор структуры МОП. О смещении, конечно, заботиться теперь излишне. Задав паспортное значение тока покоя каскада, при котором гарантирована крутизна S , мы в оптимальном случае будем иметь: $S_{max} = 2S$, а отсюда рассчитываем величину S_{II} . Однако уровень амплитуды u_r , доводящий каскад до запираания, расчету и здесь не поддается.

Увы, аналогичный смеситель со сложением колебаний на биполярном транзисторе далеко не удовлетворяет строгим требованиям: зависимость $S(U_{БЭ})$ здесь не линейная, а экспоненциальная.

Каскад с развязкой

Простые смесители обладают недостатком: взаимовлиянием между цепями сигнала, гетеродина и промежуточной частоты через междueleктродные емкости. На рис. 6.13 проходные емкости исключены методами, известными по «Шагу 3».

Это — дифференциальный каскад, в котором гетеродин управляет током (а значит, и крутизной) транзисторной пары $VT1$, $VT2$. Входной сигнал на базе $VT1$ действует относительно базы $VT2$.

Оптимальная амплитуда гетеродина на базе $VT3$ относительно нижнего вывода R_3 , как и прежде, должна в крайней точке отрицательной полуволны доводить смесительные транзисторы до закрывания. То есть, должна составлять:

$$u_r \approx |E3 - E2|.$$

Рассчитаем S_{max} — крутизну прямой передачи дифференциального каскада на положительном пике колебаний гетеродина. В эти моменты ток $VT3$ будет возрастать вдвое по сравнению с током покоя (I_{K3}). Остается учесть, что ток каждого из транзисторов $VT1$, $VT2$ будет наполовину меньше, чем у $VT3$, и что при включении по дифференциальной схеме крутизна снижается вдвое, чтобы получить окончательно: $S_{max} = 20I_{K3}$.

Отметим, что требуемый закон изменения крутизны в структуре рис. 6.13 обеспечивается:

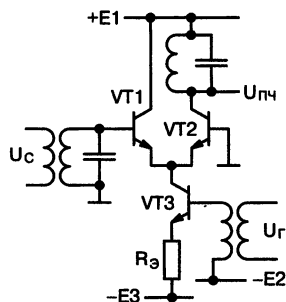


Рис. 6.13.

Трехтранзисторная схема изолирует сигналы трех частот

преобразователь напряжения в ток дает линейную связь между напряжением на базе $VT3$ и током дифференциального каскада, следовательно, и его крутизной. А значит, оценка величины S_D по формуле (6.15) будет правильной.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мне кажется, в смеситель по рис. 6.13 можно внести ряд усовершенствований. Скажем, применить полевые транзисторы на месте $VT1$, $VT2$, это даст высокое входное сопротивление для сигнала.*

Вы не приняли во внимание, что у полевых приборов крутизна вовсе не пропорциональна току. При синусоидальном напряжении гетеродина она будет изменяться несинусоидально.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, не годится...*

Почему же? Использование в качестве $VT3$ также полевого транзистора (обязательно без истокового резистора!) исправит недостаток (подумайте, почему) и даст возможность получить предельно достижимую крутизну преобразования.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А кстати, не лучше бы на рис. 6.13 зашунтировать конденсатором резистор R_3 , чтобы повысить чувствительность по входу гетеродина?*

Это будет ошибкой того же свойства: в соответствии с характеристикой прямой передачи $VT3$ связь крутизны с напряжением на базе превратится из линейной в экспоненциальную.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вообще-то, раз перед нами перемножитель, входы сигнала и гетеродина должны быть эквивалентны, их можно менять местами?*

Нежелательно. При подаче колебаний гетеродина на вход дифференциального каскада эти колебания будут управлять распределением тока $VT3$ между плечами. Можно убедиться, что линейность связи токораспределения с мгновенной величиной напряжения не соблюдается ни для биполярных, ни для полевых транзисторов; хорошего аналогового перемножения добиться нельзя. В качестве упреждения

попытайтесь все же получить токораспределение, близкое к синусоидально изменяющемуся, используя идею «токового зеркала».

Тем не менее, смеситель на токораспределении имеет право на жизнь, и мы вернемся к нему позже.

Страховка от неточности

Оценивая оптимальное значение амплитуды колебаний гетеродина, мы, разумеется, допускаем известную погрешность, к которой добавится в схеме и ошибка установки заданной величины u_r . Не очень страшен заниженный уровень возбуждения перемножителя; опаснее перевозбуждение, при котором схема в течение конечной доли периода закрыта. Следствием будет высокий уровень нежелательных продуктов преобразования.

Лучше при выборе u_r намеренно ее занижить. Конечно, значение крутизны преобразования S_{π} уменьшится пропорционально снижению амплитуды гетеродина. Для такого решения есть и еще одно соображение.

«Сильный» сигнал

Мы принимали амплитуду сигнала пренебрежимо малой, но это может быть совсем не так. Возможны нежелательные искажения полезного сигнала на минимумах тока каскада, приводящие, например, к паразитному детектированию. Выходит, что и с этой точки зрения опасно доводить схему колебанием гетеродина до запираания. Следует оставлять запас тока, чтобы выполнялось известное фундаментальное условие (4.6).

Балансный смеситель

Иногда вы, возможно, будете опасаться перегрузки выходного тракта просачивающимся колебанием гетеродина, для подавления которого селективные свойства контура на выходе преобразователя недостаточны. В различных радиосистемах применяются балансные модуляторы, для них также требуется отсутствие на выходе одного из перемножаемых сигналов.

Симметричное включение нагрузки в коллекторы обоих транзисторов дифференциальной пары позволяет добиться компенсации

противоположно направленных токов, пульсирующих с частотой гетеродина. Эта идея приводит нас к «двухквadrантной» схеме.

Ключевые смесители

Это важный класс перемножительных схем, в которых колебание гетеродина закрывает или открывает каналный тракт, что эквивалентно умножению на «прямоугольное» колебание. Недостатки очевидны: наличие продуктов преобразования сигнала на гармониках частоты гетеродина. Не всегда это так уж опасно. Зато ключевые смесители имеют серьезные преимущества.

Преимущество 1. Амплитуда колебаний гетеродина не влияет на крутизну (коэффициент) преобразования, что обеспечивает отличную стабильность параметров сигнального тракта.

Преимущество 2. Значительно легче выделить постоянную составляющую при переносе спектра сигнала на «нулевую частоту». А это необходимо при построении фазовых детекторов систем автоподстройки, синхронных демодуляторов и тому подобных функциональных узлов. Удобно применять такие схемы и при построении модуляторов (например, балансно-модулированного и однополосного сигнала).

Преимущество 3. Такие смесители более приспособлены для работы с сигналами большого уровня: ведь здесь, в первом приближении, нелинейных элементов вообще нет.

Преимущество 4. В основном тракте практически нет управляющих сигналов (а значит, легче избавиться от просачивания колебания гетеродина). Чаще всего ключевые смесители выполняются как балансные, а это еще больше ослабляет влияние гетеродина.

Радиолюбитель: Вероятно, вы дадите сейчас описание широко известного кольцевого смесителя на диодах?

Опустим: его можно найти во многих книгах. Рассмотрим более интересные схемы. На рис. 6.14, а представлен, кажется, знакомый балансный каскад с развязкой?

Радиолюбитель: Не совсем: у вас входы сигнала и гетеродина помещались местами.

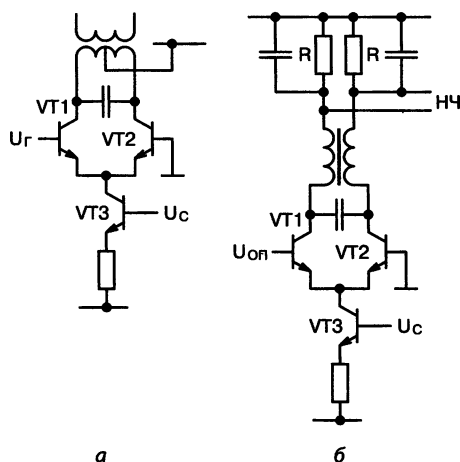


Рис. 6.14. В ключевом токочесмесителе VT1 и VT2 поочередно закрыты (а); фазовый демодулятор позволяет выделить компоненту постоянного тока (б)

Верно. И еще одно: уровень колебаний гетеродина настолько велик, что дифференциальная пара работает в режиме токового ключа. Это значит, что весь ток VT3 протекает попеременно то через левое, то через правое плечо пары. Для этого вполне достаточно, чтобы размах колебаний, действующих между базами, был не менее 0,5 В.

Нетрудно показать, что удвоенный ток ПЧ в такой балансной схеме равен:

$$i_{\text{ПЧ}} \approx 0,6i_c. \quad (6.16)$$

Здесь i_c — амплитуда тока частоты сигнала в эмиттерах токового ключа.

На рис. 6.14, б изображен синхронный демодулятор с LC фильтром, выходными величинами являются постоянная составляющая тока и модулирующее колебание. Так же выглядит схема фазового демодулятора. Разбаланс дифференциальной пары по постоянному току, обусловленный входным сигналом, равен:

$$I_1 - I_2 = I_0 \approx 0,6i_c$$

при условии, что колебания гетеродина и сигнала точно сфазированы.

Демодулированное дифференциальное напряжение на выходе фильтра НЧ равно:

$$U_H = I_0 \cdot 2R; u_{\text{ВЫХ}} = mU_H.$$

Рис. 6.15 отражает другие схемы — на базе аналоговых ключей напряжения, в качестве которых применены различные полевые транзисторы. Постоянная составляющая выходного напряжения также составляет 0,6 от входной амплитуды — при точном фазировании. Для управления ключами на их затворы подаются прямоугольные колебания в противофазе. Впрочем, они могут быть и синусоидальными, если их амплитуда велика: фактическое ограничение будет реализовано характеристиками транзисторов. Если же амплитуда

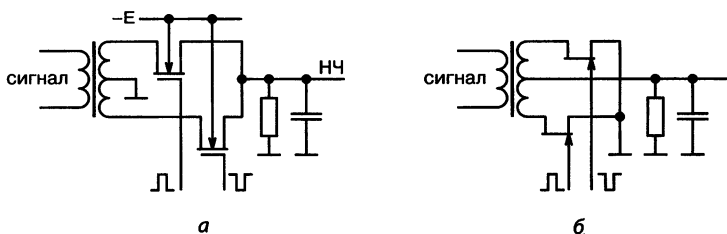


Рис. 6.15. В ключевом смесителе полевые транзисторы переключаются противофазными управляющими импульсами

управляющих колебаний недостаточна — схема превратится в подобие обычного аналогового перемножителя.

6.4. Анализ. Амплитудное ограничение

Дифференциальный ограничитель

Без ограничителей амплитуды не обойтись при создании частотных демодуляторов, формирователей опорных колебаний. Построение трактов передачи с ограничителями позволяет получить специальную амплитудную характеристику полосового усилителя, например, логарифмическую.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А по-моему, любая линейная схема будет «обрезать» передаваемый сигнал, если его размах превышает определенный предел.

Он называется апертурой ограничения $\Delta U_{\max}$ (рис. 6.16, а). Вы правы, но только в принципе.

На самом деле к ограничителю предъявляют особые требования: симметричная амплитудная характеристика, быстродействие, соответствующее рабочему диапазону частот (то есть, например, следует избегать применения насыщающихся транзисторов).

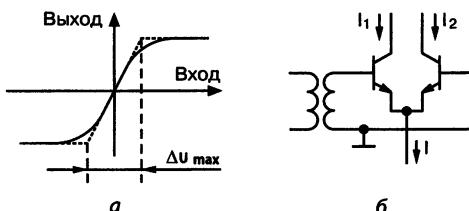


Рис. 6.16. Амплитудная характеристика реального ограничителя сглажена (а); апертюра дифференциального ограничителя не зависит от величины тока (б)

Рассматривая ключевые смесители, мы уже отметили симметричный дифференциальный каскад как ограничитель амплитуды. Разберем подробнее эту классическую схему (рис. 6.16, б), которая для малых сигналов является линейной. Ее свойства как ограничителя основаны на том, что, поскольку общий ток пары I фиксирован, ток каждого из транзисторов не может превысить I .

Апертура ограничения

Как оценить ее величину? Понятно, что амплитудная характеристика реальной схемы является не кусочно-линейной, а плавной (рис. 6.16, а). Считая выходным сигналом разность токов коллекторов, входным — разность напряжений баз, ее можно получить в таком виде:

$$\Delta I = I \cdot \frac{e^{-a} - e^a}{e^{-a} + e^a}, \text{ где } a = \Delta u / 2\varphi_T.$$

Радиолюбитель: Ну и формула!

Да, от такого «научнообразного» подхода мало пользы. Формула сложна, но не это главная беда. Хуже, что она не дает внятного критерия границ апертуры.

Радиолюбитель: Но я не вижу, как ее можно упростить.

И не надо. Помните наш секретный прием? Будем интересоваться точкой сопряжения двух моделей: линейной (для малых сигналов) и предельно нелинейной (весь ток через одно из плеч).

Для линейного случая:

$$\Delta I_K = \frac{1}{2} S \Delta U = \frac{I}{4\varphi_T} \Delta U.$$

Здесь учтено, что крутизна сбалансированной дифференциальной схемы — это половина крутизны транзистора, и при этом ток в каждый транзистор — половина общего тока.

Для идеального ограничения:

$$\Delta I_{K \max} = I.$$

Отсюда оценка апертуры между условными точками «излома» на рис. 6.16, а:

$$\Delta U_{\max} = 4\varphi_T = 100 \text{ мВ} \quad (6.17)$$

(для «нормальной» температуры). Красиво, не так ли?

Парадокс входного сопротивления

Входное сопротивление дифференциальной схемы для слабых сигналов равно, как известно:

$$R_{BX} = 2h_{21Э} / S. \quad (6.18)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но ограничитель работает ведь в режиме «перегрузки». Не снизит ли это входное сопротивление схемы? А она, возможно, подключена к колебательному контуру...*

Что же, проведем проверку (не учитывая, для простоты, частотных зависимостей).

При перегрузке на входе дифференциального каскада — входной ток не может быть меньше нуля и больше, чем $I / h_{21Э}$: когда амплитуда на входе значительно превышает половину апертуры, форма колебаний тока базы становится практически прямоугольной. Мощность, равная $u_{BX} I / h_{21Э}$, потребляемая входом во время положительной полуволны, должна быть отнесена ко всему периоду (поделена на 2), а значит, условие баланса мощности примет вид:

$$\frac{u_{BX}^2}{2R_{BX}} = \frac{u_{BX} I}{2h_{21Э}}.$$

Отсюда:

$$R_{BX} = \frac{u_{BX} h_{21Э}}{I}. \quad (6.19)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Неужели сопротивление растет с ростом входной амплитуды?*

Да! Легко подсчитать, что выражения (6.18) и (6.19) (для малого и большого сигнала) дадут одинаковый результат при $u_{BX} = 2\varphi_T = 50 \text{ мВ}$; это — оценка границы, разделяющей области применения моделей «малого сигнала» и «большого сигнала» по входному сопротивлению.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Что опять-таки соответствует апертуре 100 мВ. То же самое число!*

Теперь вы убедились, что оно не случайно.

Эти любопытные выводы пригодятся нам далее.

6.5. LC-генераторы

Баланс амплитуд

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *По-моему, вряд ли кто может пожаловаться, что созданный им автогенератор не заработал. Нужна ли здесь какая-то наука?*

Безусловно, нужна. Слепое копирование схем это не лучший путь.

Известно, что генератор — это, в сущности, усилитель, охваченный положительной обратной связью и содержащий частотно-избирательную цепь (колебательный контур).

Вы, конечно, помните условия самовозбуждения такого усилителя?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А то как же: баланс фаз (он как раз и достигается организацией положительной обратной связи) и баланс амплитуд. Второе подразумевает, кажется, что коэффициент передачи для схемы с разомкнутой обратной связью должен быть больше единицы.*

Это является условием самовозбуждения; но баланс амплитуд — совсем другое.

Не всегда понимают, что важнейшие показатели — стабильность генерируемой частоты, амплитуда и форма колебаний — определяется режимом установившихся колебаний. Именно тут и достигается баланс амплитуд в подлинном смысле.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *То есть?*

Коэффициент передач по замкнутой петле уменьшается до единицы за счет действия факторов, ограничивающих размах колебаний.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но такие факторы, мы говорили, есть в любой схеме...*

Да, однако, небезразлично, каким образом они действуют.

Насыщение транзистора

Вам встречалась схема генератора, использующая биполярный транзистор, подобная изображенной на рис. 6.17, а. Подключите осциллограф к коллектору транзистора в собранном генераторе. И, если вам повезет (не произойдет срыва колебаний), вы будете наблюдать осциллограмму, как на рис. 6.17, б.

Видно, что ограничение амплитуды связано с моментами насыщения транзистора: нарастание колебаний приводит к открыванию — на нижней полувольте при $U_K(t) < U_B(t)$ — коллекторного перехода. На нем и происходит быстрое расходование остатков энергии, запасенной в индуктивности L , затем — частичный разряд по этой цепи емкости C . А когда разряд приведет к закрыванию перехода — вновь запускается колебательный процесс.

Увы, неопределенная длительность процессов, происходящих при открытом коллекторном переходе, отрицательно влияет на стабильность частоты.

Улучшения формы колебаний (а это и значит — повышения стабильности частоты!) можно достичь ослаблением положительной обратной связи.

Радиоловитель: *В чем тут причина улучшения?*

В этом случае амплитуда каждой следующей волны колебаний нарастет относительно предыдущей незначительно, а значит, не так жестоко будет обрезаться открывающимся переходом.

Радиоловитель: *Понятно.*

Хотя, слишком уменьшая обратную связь, мы рискуем довести дело до срыва генерации.

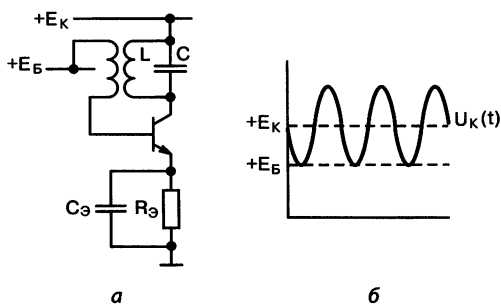


Рис. 6.17. Генерируемая амплитуда ограничивается открыванием перехода (а), поэтому она фиксирована (б)

Схемы такого рода обладают очевидным достоинством: устойчивой и легко рассчитываемой амплитудой колебаний, равной примерно $|E_K - E_B|$. Когда предъявляются серьезные требования к стабильности частоты, предпочитают останавливаться на таких автогенераторах, в которых баланс амплитуд достигается с помощью автоматического смещения.

Автоматическое смещение

Транзистор совместно с конденсатором C_2 (рис. 6.18, а) образуют знакомый эмиттерный детектор. Уровень пульсации на эмиттере остается примерно постоянным при нарастании амплитуды колебаний на контуре, а значит, в какой-то момент наступит баланс амплитуд (рис. 6.18, б).

К сожалению, в этой схеме нелегко подобрать наилучшую связь с транзистором, т. е. коэффициент включения $n = C_1/(C_1 + C_2)$: при слишком сильной связи установившееся значение амплитуды на базе может превысить $|E_K - E_B|$, и, значит, неизбежно открывание коллекторного перехода: вернулись к предыдущей схеме... Уменьшение же связи, возможно, приведет к срыву колебаний.

Аналогичными свойствами обладает автогенератор на полевом транзисторе с управляющим переходом. Два варианта приведены на рис. 6.19.

Детектирование колебаний переходом затвор-исток вызывает появление на C_p запирающего напряжения смещения. Это приводит к тому, что по мере нарастания амплитуды на контуре гармоника тока транзистора на этой частоте не увеличивается, а даже падает (из-за возрастания $U_{и}$). На определенном уровне наступает баланс амплитуд.

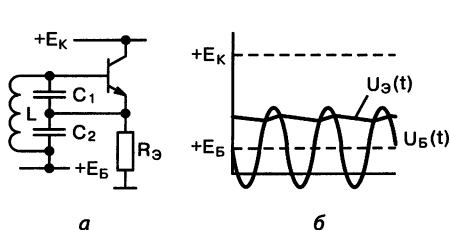


Рис. 6.18. В генераторе с автоматическим смещением (а) постоянная составляющая напряжения эмиттера зависит от амплитуды (б)

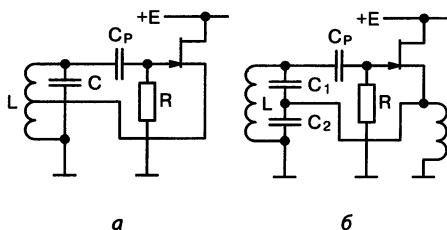


Рис. 6.19. Генератор с автосмещением на затворе выполняют с автотрансформаторной (а) или емкостной связью (б)

К сожалению, ожидаемый эффект здесь тоже достигается лишь при весьма слабой обратной связи. А иначе амплитуда установившихся колебаний на контуре легко доходит до десятков вольт. При $u_{и} \approx E$ ее стабилизация снова происходит путем ограничения, а допустимое напряжение на затворе оказывается превышенным.

Ограничение в петле

Намного предпочтительнее схемы, в которых, с ростом размаха колебаний, начинается ограничение в тракте передачи, не сопровождающееся влиянием на добротность контура. Суть дела в том, чтобы баланс амплитуд устанавливался раньше насыщения входа или выхода усилителя. Последующие схемы относятся как раз к этой категории.

Снова дифференциальный ограничитель

Эту знакомую схему прямо можно использовать как автогенератор. Мы знаем, что апертура дифференциального ограничителя «по входу» не зависит от тока. Но пределы выходного тока, безусловно, задаются режимом. На рис. 6.20 размах колебаний тока I_{K0} не может быть больше величины I , задаваемой генератором тока; этим и достигается ограничение напряжения на контуре. Если ток I не превышает десятков-сотен микроампер, так, чтобы соблюдалось:

$$IR_p / 2 < E, \quad (6.20)$$

то транзистор $VT2$ не окажется в насыщении, что и требовалось.

Здесь удвоенная амплитуда генерируемых колебаний, приблизительно равная IR_p , поддается подсчету (резонансное сопротивление контура R_p с некоторой точностью обычно известно).

Удобно и то, что амплитуда практически не зависит от уровня обратной связи; неполное подключение базы $VT1$ к контуру на рис. 6.20 может иметь смысл только с целью сохранения добротности в момент самовозбуждения.

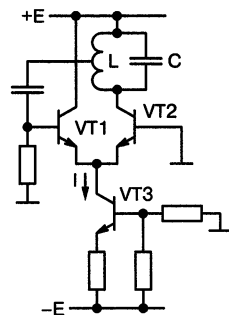


Рис. 6.20. Генератор с питанием контура ограниченным током: ограничена и амплитуда колебаний

Легко выразить и условие самовозбуждения для такой схемы (транзисторы — биполярные):

$$IR'_p n > 0,1,$$

где ток — в миллиамперах, а сопротивление в килоомах.

Проверьте вывод самостоятельно! Величина R'_p должна учитывать затухание, вносимое сравнительно небольшим входным сопротивлением дифференциальной схемы. А в режиме установившихся колебаний, как мы знаем, входное сопротивление только возрастет!

Две цепи обратной связи

Высокую стабильность частоты обеспечивают генераторы с дифференциальной усилительной схемой, в которой избирательный контур включен в цепь не положительной, а отрицательной обратной связи, например, так, как на рис. 6.21. Положительная обратная связь сделана частотно-независимой; ее величина подбирается по минимальному уровню, обеспечивающему устойчивое возбуждение.

Радиолюбитель: *Неужели такое работает?*

Да. Больше того: при указанной настройке можно добиться высокой стабильности частоты колебаний, даже если добротность контурной катушки низка: мостовая схема дает эффект увеличения крутизны фазочастотной характеристики.

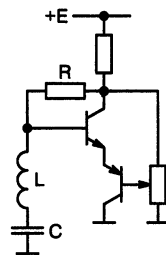


Рис. 6.21. В мостовой схеме прямоугольное колебание снимается с коллектора транзистора

Радиолюбитель: *Но у вас не параллельный, а последовательный колебательный контур...*

Потому что его сопротивление на резонансной частоте минимально. Здесь-то и будет наибольшее усиление, достаточное для возбуждения колебаний.

Баланс амплитуд достигается, конечно, ограничением в усилителе, но (за счет необычного включения) ограничение это не влияет на контур.

Условием возникновения генерации является здесь (если коэффициент передачи усилителя считать очень высоким) определенный разбаланс моста, образуемого четырьмя элементами:

$$k > \frac{r}{r + R'}$$

где k — коэффициент деления выходного напряжения, установленный потенциометром, R — сопротивление резистора, последовательного с LC -цепью, а r — сопротивление этой цепи при резонансе: $r = (\sqrt{L/C})/Q$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему же я нигде не встречаю подобных схем?*

Наличие в сигнальных цепях резистивных элементов лимитирует область использования такого рода схем диапазоном частот до сотен кГц. Другой недостаток: гармонический сигнал можно снять только с точки соединения L и C (в частности, на коллекторе имеется прямоугольное колебание).

6.6. Кварцевая стабилизация частоты

Кварцевый резонатор

Автогенераторы, стабилизированные кварцевым резонатором, находят широчайшее применение. Стабильность частоты связана с двумя факторами: высокой стабильностью эквивалентных электрических параметров резонатора (L_{KB} и C_{KB}) и его высокой эквивалентной добротностью.

Пластина пьезокварца с подключенным к ней усилительным элементом может быть возбуждена на частоте последовательного или параллельного резонанса ее эквивалентной схемы.

Параллельный резонанс

На этой частоте полное сопротивление резонатора (совместно с внешними реактивными элементами) очень велико; в цепь положительной обратной связи резонатор должен быть включен параллельно. Схемы генераторов получаются простыми (они повторяют привычные схемы с параллельными LC -контурами, см., например, рис. 6.22), легко получить синусоидальное колебание хорошей формы.

Недостаток: зависимость частоты от величины внешних реактивностей, обычно — емкости, действующей параллельно резонатору.

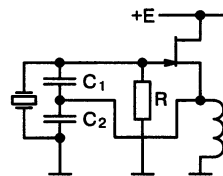


Рис. 6.22. Возбуждение на параллельном резонансе: кварц играет роль индуктивности

Кварцевая пластина играет при этом роль индуктивности, а возбуждение происходит несколько в стороне от частоты механического резонанса. Все это, конечно, не вполне отвечает задаче стабилизации частоты.

Последовательный резонанс

Здесь полное сопротивление резонатора минимально, кварц должен быть включен в цепь положительной обратной связи последовательно. При правильном построении — генератор обеспечит высокую стабильность частоты: она соответствует здесь собственной частоте механического резонанса.

Радиолюбитель: *В чем состоит это ваше правильное построение?*

Посмотрите на рис. 6.23, который изображает эквивалентную схему резонатора совместно с входной и выходной цепями усилителя, не поворачивающего фазу колебаний. Сопротивления выхода и входа усилителя соединены последовательно с эквивалентным сопротивлением потерь кварца $R_{кв}$.

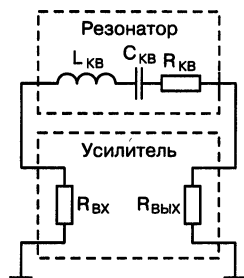


Рис. 6.23. Возбуждение на последовательном резонансе: входное и выходное сопротивления снижают добротность кварца

Радиолюбитель: *Значит, они вносят добавочные потери? Уменьшают добротность?*

Ну, конечно. Стабильность генерируемой частоты снижается, что нежелательно. Как с этим поступить?

Радиолюбитель: *Догадываюсь: снижать входное и выходное сопротивление.*

Правильно.

Низкоомный вход и выход

В схеме на рис. 6.24, а резонатор включается между эмиттерами. Конечно, вместо колебательного контура вы можете использовать и резистивную нагрузку, проверив режимы транзисторов. Но лучше все-таки сохраните контур.

Во-первых, при этом схема сможет работать на значительно более высоких частотах.

Во-вторых, соответствующей настройкой контура вы можете добиться генерации на одной из высших механических гармоник кварцевой пластины.

В-третьих, расстройкой контура относительно номинальной частоты кварца можно вызвать перестройку генерируемой частоты в небольших пределах. Хотя, возможно, это будет нелегко.

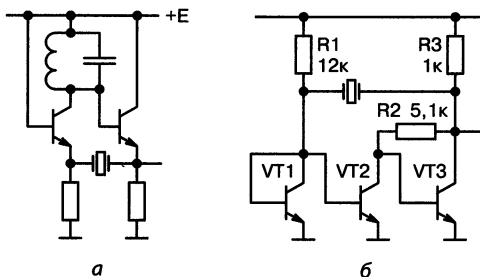


Рис. 6.24. Низкоомные вход и выход обеспечивают высокую стабильность частоты (а); применение «токового зеркала» (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Почему нелегко?

Мы же специально позаботились о том, чтобы не вносить большого затухания в резонатор! Если все-таки необходима перестройка, добротность придется искусственно снижать.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Как я понял, кварцевый генератор строится по принципу: низкоомный вход, низкоомный выход, и нет поворота фазы.

Вы поняли верно. На рис. 6.24, б как раз такой пример: преобразователь тока в напряжение дополнен «токовым зеркалом» на транзисторах VT1 и VT2; общий поворот фазы равен нулю.

Универсальная дифференциальная схема

Генераторы с дифференциальным усилителем и последовательным контуром в цепи ООС, как на рис. 6.21, отлично работают при замене контура кварцевым резонатором (конечно, на не очень высоких частотах).

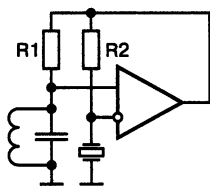


Рис. 6.25. В мостовой схеме несложно снизить мощность на кварце

тах) — см. рис. 6.25. Помимо того, что при таком включении практически не снижается добротность кварца, здесь к тому же крайне мала рассеиваемая на нем мощность.

С последним вопросом стоит разобраться отдельно.

Мощность, рассеиваемая кварцем

Она всегда указывается в документации на резонатор.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Неужели такой параметр существует?*

Да, представьте. Обычно мощность не должна превышать десятков (сотен) микроватт, иначе не может быть реализована заданная стабильность частоты; не исключено даже разрушение кварцевой пластины.

Ясно, что при резонансе, когда кварц представляет собой сопротивление R_{KB} , мощность определяется током через резонатор:

$$P_{KB} = \frac{i^2 R_{KB}}{2}, \quad (6.21)$$

где i — амплитуда тока первой гармоники генерируемой частоты, для которой, конечно, справедливо (см. рис. 6.23):

$$i = \frac{u}{R_{BX} + R_{ВЫХ} + R_{KB}}.$$

Чем выше качество схемы (т. е. чем меньше R_{BX} , $R_{ВЫХ}$, R_{KB}), тем больше, к сожалению, мощность, выделяемая на кварце при известной ЭДС на выходе усилителя u :

$$P_{KB} \approx \frac{u^2}{2R_{KB}}. \quad (6.22)$$

Подобного противоречия нет у дифференциальной структуры (рис. 6.25), где:

$$i \approx \frac{u}{R2},$$

а уменьшение R_K по (6.21), снижает и рассеиваемую мощность.

6.7. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Сосед, начинающий радиолюбитель, усовершенствовал опубликованную схему детектора миниатюрного радиоприемника: так как до диода течет ток не низкой, а высокой частоты, можно обойтись здесь конденсатором меньшей емкости (рис. 6.26). Абсурд, вроде бы...*

Да уж!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но исправленная схема заработала.*

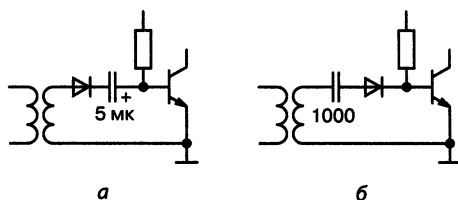


Рис. 6.26. Экономия на конденсаторе большой емкости?

Следовало пойти дальше, выбросив диод вообще. Громкость приема даже увеличилась бы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему?*

Последовательное соединение диода и конденсатора — это нонсенс; стационарным состоянием такой цепочки является запираание диода зарядом, накопленным на емкости. Значит, такая цепь эквивалентна просто конденсатору (его роль играет барьерная емкость диода).

В действительности детектирование происходит, по-видимому, на нелинейной характеристике усилительного транзистора.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ищу для усилителя «неполярный» электролитический конденсатор. В книге рекомендовано включение по рис. 6.27. Как пишут, результирующая величина емкости равна не $C/2$, а C : каждый из конденсаторов действует лишь для одной полу волны тока, а для противоположной он как бы замкнут диодом. Это так?*

Нет, это заблуждение. Вы согласитесь, что предложенный двухполюсник не может пропускать постоянный ток?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Да, это очевидно.*

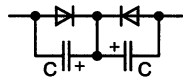


Рис. 6.27. Чему равна «неполярная» емкость?

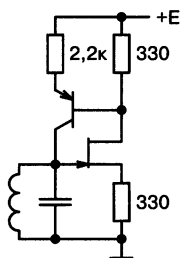


Рис. 6.28. Где причина высокой стабильности?

Значит, диоды должны быть всегда закрыты. Так и будет — из-за накопления в средней точке положительного потенциала, близкого к пику потенциалов на анодах диодов. Это поддерживает необходимую поляризацию конденсаторов, а общая емкость будет все же равна $C/2$, как для последовательного соединения.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Схему автогенератора (рис. 6.28) я отыскал в Интернете. Автор объясняет высокую стабильность частоты высокими входным и выходным сопротивлениями, не ухудшающими добротности контура. Для повышения этих сопротивлений специально введены резисторы в истоковую и эмиттерную цепи. Убедительно?*

Объяснение плохое: ведь в режиме баланса амплитуд приборы вряд ли находятся в усилительном режиме. А значит, вполне могут шунтировать контур.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вы не верите, что схема стабильна?*

Верю, но причина иная. Действует эффект ограничения в петле — за счет снижения напряжения сток-исток полевого транзистора при положительных пиках колебаний на контуре. Эти провалы $U_{СИ}$ превращают усилитель в ограничитель, снижая усиление.

Именно для того чтобы достигалось эффективное уменьшение $U_{СИ}$ и имеют смысл резисторы в истоке и эмиттере (а не для какой-либо иной цели).

6.8. Дополнение для любознательных

Обращение схем

Известно, что каждой линейной схеме можно поставить в соответствие обращенную. При этом сопротивления меняются на проводимости, емкости заменяются индуктивностями, параллельные соединения — последовательными, токи — напряжениями; и наоборот.

Интересно, что идеальный диод инвариантен к обращению. Это подсказывает путь создания необычного класса детектирующих схем, являющихся детекторами тока (в отличие от традиционных детекторов напряжения).

Детектор тока

Рассмотрим цепочку на рис. 6.29, а. При протекании высокочастотного тока в ней устанавливается режим, когда диод постоянно открыт. В образовавшемся замкнутом контуре появляется постоянный ток, по величине равный амплитуде входного тока: $I = i_{BX}$, он и будет протектированным током. Для снятия выходного тока — в детектирующую цепочку последовательно следует включить датчик тока с возможно меньшим сопротивлением.

При анализе детектора тока необходимо учитывать последовательные сопротивления, показанные на эквивалентной схеме рис. 6.29, б. Входное сопротивление детектора (из условия баланса мощности):

$$R_{BX} = 2r,$$

где r — сумма всех последовательных сопротивлений: $r = r_1 + r_2$ (рис. 6.29, б). Быть может, здесь придется учесть также входное сопротивление следующего каскада. Если принять во внимание только сопротивление полупроводникового вентиля, то легко получить:

$$R_{BX} = \frac{50}{i_{BX}},$$

где входной ВЧ ток берется в миллиамперах.

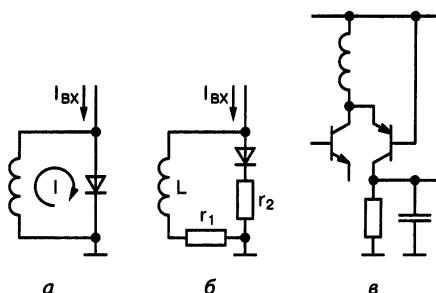


Рис. 6.29. Постоянный ток следует за амплитудой колебаний (а); сопротивления вредят низкоомности детектора (б); эмиттерный переход это вентиль и датчик тока (в)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вы излагаете какие-то новости; почему же я нигде не встречал подобных схем?*

Смотрите: чтобы получить по-настоящему низкое входное сопротивление, например, 50 Ом, потребуется значительная амплитуда входного тока — порядка 1 мА. То есть, эти схемы относительно мало-чувствительны.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Тогда стоило ли на них отвлекаться?*

Как хотите... Моя цель была: помочь расширить кругозор. Всегда необходимо подняться над любой проблемой — хотя бы на один уровень выше, чтобы найти действительно оптимальное решение.

Но завершим этот сюжет. Индуктивность L выбирается такой величины, чтобы в нее ответвлялась незначительная доля входного тока. При этом ток через индуктивность можно оценить так:

$$i_L = 0,012 / \pi f L.$$

Здесь принято, что ВЧ напряжение на переходе всегда составляет примерно 25 мВ. С другой стороны, для модулирующих частот следует учитывать величину постоянной времени цепи, равную L/r .

Практическая схема детектора тока, включенного на выходе ВЧ усилителя, изображена на рис. 6.29, в.

Управление по подложке

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему вы не упомянули смесители на двухзатворных МОП-транзисторах?*

Просто не хотел отвлекаться на тривиальные вещи. Но интересно, что аналог двухзатворного смесителя можно построить и на обычном однозатворном МОП-транзисторе.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это как?*

Использовать подложку.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вроде бы ее принято соединять с истоком...*

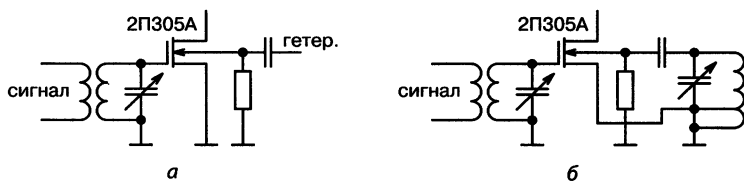


Рис. 6.30. Управление по подложке — аналог двухзатворного транзистора (а); совмещенный гетеродин (б)

Однако вспомните, что подложка является по сути дела вторым управляющим электродом.

Напряжения, подаваемые на подложку (аналогично тому, как и подаваемые на затвор транзистора с управляющим переходом), должны лежать в области отрицательных значений для прибора с каналом *n*-типа. Потому-то мы встречаем здесь знакомую *RC*-цепочку автосмещения. На рис. 6.30, а вы заметите еще одно: автосмещение исключает стабилизацию тока!

Если величина u_r подобрана правильно, ей будет соответствовать: $S_{\min} = 0$; $S_{\max} = 0$, где S — известное значение крутизны при $U_{\text{пи}} = 0$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Снова чудеса. Почему мне никогда не попадалось ничего подобного?*

Дело в том, что заводы-изготовители не испытывают усилительные МОП приборы в режиме управления потенциалом подложки. На практике встречаются работоспособные экземпляры с большой утечкой подложка-исток. Так что схему приходится адресовать лишь радиолюбителям для экспериментов.

В указанном применении можно попытаться на смесительном транзисторе организовать заодно и гетеродин (рис. 6.30, б).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вот это да!*

Но придется смириться с ухудшением качества работы схемы: ведь транзистор, работающий в автогенераторе, в течение большей части периода вообще закрыт. И, конечно, преобразователь с совмещенным гетеродином боится сильных сигналов, когда не исключено захватывание частоты гетеродина.

Четырехквadrантный перемножитель

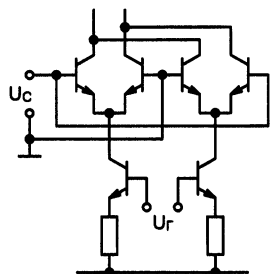


Рис. 6.31. В двойной балансной схеме компенсируются все входные составляющие

Иногда при построении перемножителя требуется полностью скомпенсировать все составляющие входных сигналов в цепи нагрузки. В таком случае применяют двойную балансную схему: добавляют второй дифференциальный каскад, возбуждаемый гетеродином противофазно, выходы его перекрестно подключают к концам выходной цепи.

Получившаяся при этом конфигурация — это и есть полноценный четырехквadrантный перемножитель (рис. 6.31). Он применяется в составе интегральных схем.

Смеситель с управляемым сопротивлением

Известная идея управляемого активного сопротивления может быть перенесена и в технику схем перемножения.

Радиолюбитель: В самом деле, возьмем аттенюатор с полевым транзистором (ка на рис. 4.18), подадим на затвор колебание гетеродина — чем не смеситель?

Смеситель. Имеющий одно достоинство — простоту, и много недостатков: неудобство сопряжения с резонансными системами, немалое затухание, ограниченный частотный диапазон...

Радиолюбитель: Жаль.

Но можно встраивать управляемое сопротивление в усилительные конфигурации! Рис. 6.32 демонстрирует одну из удачных схем такого рода.

Для ее расчета следует знать один секрет: сопротивление канала МОП-транзистора оценивается как $R_{си} \approx 1/S$ (имеется в виду крутизна для усилительного режима при равном напряжении на затворе).

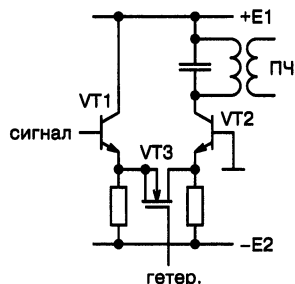


Рис. 6.32. VT3 управляет коэффициентом передачи, но не токами

Выходит, что мгновенная крутизна этой дифференциальной усиленной схемы, равная:

$$\frac{1}{1/S_1 + 1/S_2 + R_{си}}, \quad (6.23)$$

примерно равна S , то есть схема эквивалентна простому смесителю на полевом транзисторе.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В чем же тогда смысл усложненной трехтранзисторной конфигурации?*

Во-первых, здесь хорошо развязаны цепи трех частот. А, **во-вторых**, и это главное, здесь нет составляющих токов с частотой гетеродина.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Почему?*

Так ведь (при равных потенциалах эмиттеров) затвор $VT3$ никак не может влиять на токи в схеме.

В качестве упражнения дайте оценку величины амплитуды тока гетеродина через контур при небольшом разбалансе схемы, скажем, при $U_{э1} - U_{э2} = 0,1 \text{ В}$. И еще: нет ли простого способа ликвидировать влияние разбаланса?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Догадался! Но молчу...*

Оцените также влияние просачивания напряжения u_r через емкость затвор-канал.

МНОГОТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМНЫЕ СТРУКТУРЫ

Для современной аналоговой схемотехники характерны сложные схемные конфигурации из множества транзисторов, охваченные общей отрицательной обратной связью. Они приводят начинающих в замешательство: кажется, невозможно не только самостоятельно придумать нечто подобное, но и просто разобраться, как оно работает.

Данный Шаг простым языком разъяснит то, что казалось непостижимым. Начнет он со схем, в которых режим взаимосвязанных транзисторов устанавливается автоматически. Далее разъясняется: как стабилизируются сигнальные параметры, как проектируют измерительные схемы, на что влияют уровни сигналов.

Разбираются практические вопросы, ставящие в тупик радиолюбителей. Между прочим, раскрывается некий «главный секрет» которым владеют разработчики таких схем.

Вместе с любознательным читателем будет разработана микросхема промышленного выпуска.

7.1. Самостабилизирующиеся схемы

Обратная связь по режиму

При рассмотрении элементарных линейных каскадов мы постоянно обращали внимание на такие схемы, определенные свойства которых почти не зависят от параметров примененных в них полупроводниковых приборов. Эта важная особенность обеспечивается отрицательной обратной связью (ООС), действующей в отдельном каскаде.

В случаях, когда необходимо удовлетворить еще более высоким требованиям к точности, используются сложные многотранзисторные схемы, представляющие собой единую структуру, охваченную общей ООС.

Но мы начнем с применения ООС для решения частной задачи. Вместо стабилизации режимов отдельных каскадов нередко реализуется идея общей стабилизации всей взаимосвязанной структуры при помощи отрицательной обратной связи по режиму, охватывающей схему целиком.

Это придает схемам удивительное свойство сохранять работоспособность в широком диапазоне изменений величин сопротивлений резисторов, напряжений питания и т. д. при минимальном числе пассивных элементов. Что, конечно, особенно ценно для интегральных схем.

Радиоловитель: Мне всегда казалось, что авторы хитроумных схем — какие-то великие гении, владеющие секретами, неизвестными профанам.

Секреты, действительно, есть. Задача этой книги — сделать их доступными каждому желающему.

Транзисторное кольцо

Создание самостабилизирующейся схемы всегда начинают с подбора транзисторного «скелета», образующего замкнутое кольцо отрицательной обратной связи. При этом обязательно учитывают три требования.

Требование 1. Входным электродом транзистора может служить база или эмиттер; выходным — эмиттер или коллектор.

Требование 2. Должно присутствовать нечетное число транзисторов, включенных в замкнутое кольцо участками база-коллектор. Это — очевидное условие того, чтобы обратная связь по режиму оказалась отрицательной.

Требование 3. Транзисторы должны совмещаться по уровням напряжений на электродах: их сочетание в структуре обязано обеспечивать им всем одновременно активный режим работы.

Подбор транзисторного кольца заканчивается установлением потенциалов всех точек схемы. Тем самым задается режим каждого из транзисторов по напряжению.



Рис. 7.1. Построение самостабилизирующейся структуры начинается со «скелета»



Рис. 7.2. Неправильно: не согласовано по напряжениям!

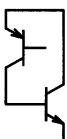


Рис. 7.3. Комбинируются приборы с разными типами структур

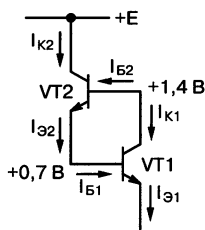


Рис. 7.4. Все токи должны протекать от «плюса» к «минусу» источника питания

Для простейшей двухтранзисторной конфигурации — требованию отрицательной обратной связи удовлетворяют два варианта, изображенные на рис. 7.1 и 7.2.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ну, вторая схема как-то подкачала...

Верно: транзисторы несовместимы по уровням напряжений. Легко проследить, что они не могут одновременно находиться в активном режиме. Трудность разрешается сочетанием приборов разных типов полупроводниковых структур (рис. 7.3).

Задание потенциалов в схеме начинают с присоединения к источникам питания (в нужной полярности). А именно: питающие потенциалы подают на все электроды, не участвующие в образовании кольца обратной связи (см. рис. 7.4, где развита идея рис. 7.1). После этого, как видно по рисунку, задача нахождения потенциалов других точек схемы сделалась тривиальной. Пойдем дальше.

Пути для токов

Каждому транзистору в кольце отрицательной обратной связи должен быть обеспечен активный режим работы. Для этого следует обеспечить пути для токов всех электродов с учетом их нормального направления. В примере на рис. 7.4, где эти направления обозначены, сразу заметно:

а) нет пути для токов I_{B2} и I_{K1} ;

б) нет пути для тока $I_{Э2}$, помимо базы транзистора VT1 (а условие $I_{Э2} = I_{B1}$ далеко не всегда приемлемо).

Дальнейшее превращение нашей схемы ясно из рис. 7.5. Осталось выбрать номиналы резисторов, с целью обеспечить заданные значения токов.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это сложно?*

Такой расчет уже подготовлен, когда мы назначили потенциалы электродов: в дело вступает просто закон Ома.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ну, его-то я знаю...*

Тогда вам (для того же примера рис. 7.5) должно быть понятно:

$$I_{K2} \approx I_{Э2} \approx I_{R1} = \frac{0,7 \text{ В}}{R1};$$

$$I_{K1} \approx I_{R2} = \frac{E - 1,4 \text{ В}}{R2}.$$

Задайте токи и получите значения сопротивлений. Правда, мы пренебрегли малыми токами баз транзисторов; иначе следовало бы учесть, что:

$$I_{Э2} = I_{R1} + I_{Б1},$$

$$I_{K1} = I_{R2} - I_{Б2}.$$

Попробуйте в собранной схеме изменить величины резисторов относительно расчетных значений.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Попытался: напряжения на выводах транзисторов почти не изменяются. Меняются только величины токов!*

Вот этим и ценны схемы, которыми мы занимаемся. Их трудно вывести из усилительного режима даже очень большими вариациями параметров элементов.

На рис. 7.6 и 7.7 показаны этапы создания варианта схемы, «скелет» которой соответствует рис. 7.3. Из рис. 7.7 легко взять соотношения, связывающие токи транзисторов и сопротивления резисторов (при выбранных напряжениях питания):

$$I_{R1} = I_{Э1} + I_{K2} = \frac{E - E_B - 0,7 \text{ В}}{R1},$$

$$I_{R2} = I_{K1} - I_{Б2} = \frac{0,7 \text{ В}}{R2}.$$

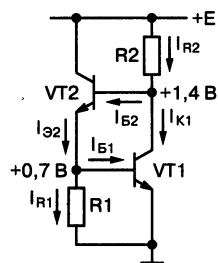


Рис. 7.5. Резисторы образуют пути для токов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Как же быть?

Например, «привязать» конец резистора нагрузки к другому потенциалу.

Взгляните на рис. 7.9, а. Ток VT_2 теперь равен:

$$I_{32} \approx \frac{E2 + 0,7 \text{ В}}{R1}.$$

То есть, он тем более стабилен, чем выше $E2$! Что, конечно, не спасет от нестабильности самого напряжения $E2$.

Та же цель на рис. 7.9, б достигнута включением стабилитрона (его относительный температурный дрейф все-таки меньше).

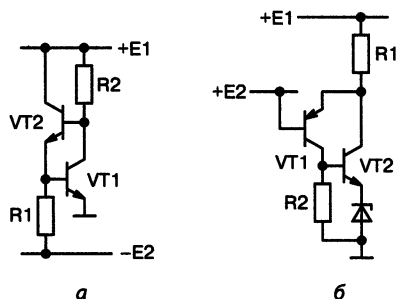


Рис. 7.9. Повышение стабильности достигается привязкой к дополнительным потенциалам

7.2. Стабилизация сигнальных параметров

Общая ООС по сигналам

Ценность сложных схем с общей ООС еще и в том, что они могут обеспечить стабилизацию рабочих параметров, — скажем, коэффициента передачи. Причем не только для переменных составляющих, а и для полных входных сигналов. Здесь мы будем впервые иметь дело с линейными схемами «постоянного тока», где до определенной степени не различаются постоянные и переменные составляющие входных напряжений (токов). Те и другие равно являются «входным сигналом».

Охват общей ООС является мощным методом получения схем с заданными свойствами, нечувствительных к параметрам отдельных элементов.

Усилитель постоянного тока

Разомкнем транзисторное кольцо самостабилизирующейся структуры в любом месте (но только не перед эмиттерным повторителем). Получится усилительная схема, имеющая вход (предназначенный для обратной связи, его принято называть инвертирующим) и выход.

Первый каскад такого усилителя должен быть непременно дифференциальным: ведь необходимо иметь и второй вход — для подачи внешнего сигнала! В простейшем случае роль сигнального входа играет второй из входных электродов первого транзистора (эмиттер или база), отсоединенный для этого от питающей шины.

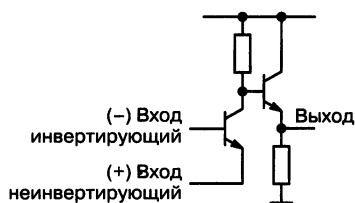


Рис. 7.10. Дифференциальный усилитель постоянного тока имеет два входа и выход

Так на **рис. 7.10** — знакомая нам по **рис. 7.5** схема превращена в дифференциальный усилитель (ДУ); вторым (неинвертирующим) входом служит эмиттер $VT1$.

Рис. 7.11 изображает несколько других конфигураций усилителей постоянного тока. Можно проследить, что каждая из них пригодна для построения схемы с общей обратной связью.

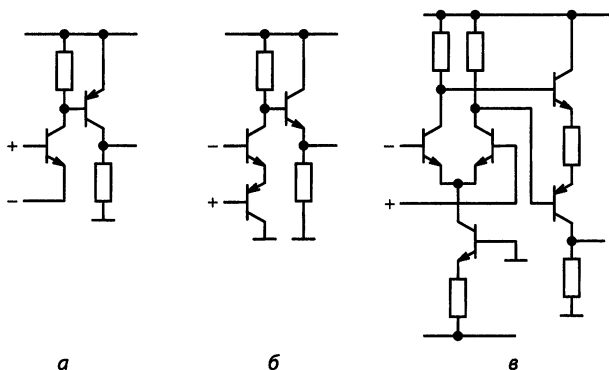


Рис. 7.11. Различные схемы дифференциальных усилительных структур работоспособны только при наличии обратной связи

Радиолюбитель: Как об этом можно судить?

Просто проверьте, что при соединении инвертирующего входа с выходом усилителя все активные приборы совмещаются друг с другом по уровням напряжений.

Радиолюбитель: Мне кажется почему-то, что схемы не будут работать.

Разумеется, — без обратной связи: ведь в них отсутствуют элементы стабилизации режимов.

Радиолюбитель: *Зачем же было их изображать?*

Дифференциальный усилитель постоянного тока служит лишь заготовкой для построения стабилизированных линейных схем. Этим мы и займемся.

Повторитель напряжения

В любой из конфигураций ДУ замкнем кольцо отрицательной обратной связи с выхода на инвертирующий вход. Свойства полученного линейного устройства оценить легко: пренебрегая до поры «напряжением ошибки» между входами, имеем: $U_{ВЫХ} \approx U_{ВХ}$.

Перед нами повторитель напряжения (см., например, рис. 7.12).

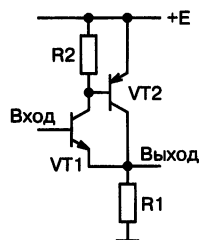


Рис. 7.12. Повторитель напряжения: входное и выходное напряжения отсчитываются от любой (но одной и той же) точки схемы

Масштабный усилитель

Если обратная связь подана через делитель напряжения (на рис. 7.13 это $R1, R1'$), — получится схема масштабного усилителя. Действительно, считая, что $U_{БЭ1} + U_{БЭ3} \approx 0$, имеем:

$$\frac{U_{ВЫХ} R1'}{R1 + R1'} \approx U_{ВХ},$$

$$U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ}, K_U = (R1 + R1') / R1'.$$

Кстати, применение здесь специального дифференциального входного каскада позволило снизить погрешность, вызванную протеканием входного тока по сопротивлениям делителя.

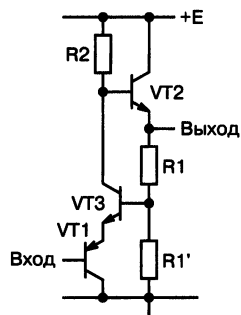


Рис. 7.13. Масштабный усилитель: входное и выходное напряжения отсчитываются от «нижнего» конца делителя

Преобразователь тока в напряжение

Соединим неинвертирующий вход усилителя с общей шиной. Если выходной сигнал подан через резистор обратной связи на вход усилителя, то эта же точка явится входом получившегося преобразователя тока в напряжение, например, так, как на рис. 7.14.

Считая пренебрежимо малыми как $U_{БЭ1}$, так и $I_{Б1}$, получаем:

$$I_{ВХ} \approx I_R, \quad I_R \approx U_{ВЫХ} / R, \quad \text{отсюда:}$$

$$U_{ВЫХ} \approx I_{ВХ} R.$$

Смещение нуля

Выводимые выше формулы для выходного напряжения можно принять разве что в начальном приближении. Мы сознательно игнорировали влияние постоянного напряжения между входами ДУ в рабочем режиме, а ведь оно далеко не нулевое! Составляющую этого напряжения, не зависящую от величины сигнала, называют напряжением смещения нуля. Точнее говоря, напряжение, которое потребуется подать на вход, чтобы добиться нуля на выходе, и будет смещением нуля.

В схемах, где применен несимметричный входной каскад, нуль ДУ грубо смещен: для рис. 7.10, 7.12 — на 0,7 В, а для рис. 7.13 — даже на 1,4 В. В самом деле, более точные соотношения для, например, масштабного усилителя рис. 7.13:

$$\frac{U_{ВЫХ} R1'}{R1 + R1'} \approx U_{ВХ} - (U_{БЭ1} + U_{БЭ3}),$$

$$U_{ВЫХ} \approx K_U U_{ВХ} - K_U (U_{БЭ1} + U_{БЭ3}).$$

Возможно, что нежелательный, нестабильный второй член и будет в основном определять выходное напряжение схемы.

Радиолюбитель: Это крайне неприятно, разумеется.

Отметьте: чем выше усиление, тем больше нестабильность!

Радиолюбитель: Согласен. И как же бороться со смещением нуля?

В зависимости от ситуации, пойдем по одному из трех путей.

Путь 1. Иногда можно примириться с наличием значительного смещения нуля. Например, в стабилизаторе напряжения это смещение

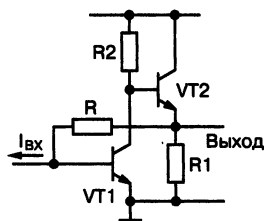


Рис. 7.14. В преобразователе тока в напряжение — выходное напряжение отсчитывается от неинвертирующего входа

можно учесть соответствующей корректировкой величины опорного напряжения.

Путь 2. Если требуется повышенная точность передачи постоянных уровней (усилитель постоянного тока), не обойтись без симметричного дифференциального входного каскада (рис. 7.11, в). Грубое смещение нуля ликвидировано, а тонкими эффектами мы займемся в «Шаге 8».

Путь 3. Если схема призвана работать только с переменными составляющими, можно просто разделить задачи: точной передачи колебаний и стабилизации режимов.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Как это сделать?

Сейчас будет показано.

Усилитель переменного напряжения

Выведенные формулы для выходных напряжений не теряют ведь своей силы, если относить их лишь к амплитудным значениям переменных составляющих, когда интересуют именно они? Более того, в последнем случае работа схем гораздо лучше соответствует ожиданиям: выполнение условий типа $u_{БЭ1} \ll u_{ВЫХ}$ и $u_{БЭ1} \ll u_{ВХ}$ для амплитуд напряжений гарантируется высоким усилением в петле.

Когда не требуется усиления постоянных составляющих входного сигнала, приходят к вариантам, подобным рис. 7.15.

Здесь $K_U = (R3 + R4)/R4$ действителен только на тех частотах, где емкостное сопротивление $1/2\pi fC$ мало по сравнению с $R4$. Высокое усиление для переменных сигналов не сопровождается нежелательным увеличением дрейфа напряжения на выходе. Ведь с точки зрения режима (для постоянной составляющей) схема является просто повторителем напряжения.

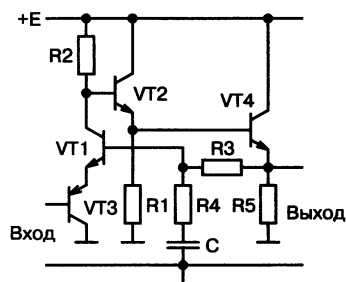


Рис. 7.15. Для постоянной составляющей напряжения на входе усилитель является повторителем

Операционные усилители

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Чем дальше, тем больше мне ясно, что вы, по сути дела, разбираете операционные усилители (ОУ) и линейные схемы на их основе.*

Это отчасти верно. Если мы применим упрощенные схемные обозначения, как на рис. 7.16, то поймем существо структуры линейных устройств с общей обратной связью, независимо от того, как реализован усилитель.

Однако схемы, которые мы разбирали, не являются классическими ОУ.

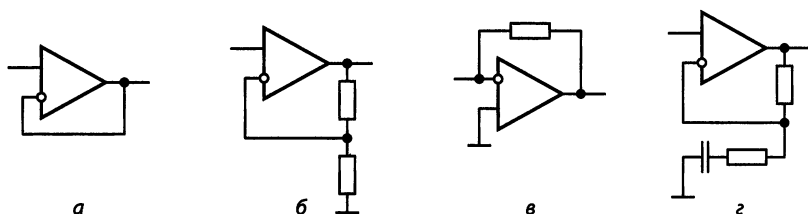


Рис. 7.16. Повторитель (а), масштабный усилитель (б), преобразователь тока в напряжение (в), усилитель переменного напряжения (г) — структуры на основе дифференциальных усилителей

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Тогда что есть операционный усилитель?*

Понятие операционного усилителя пришло из техники аналогового моделирования. С появлением дешевых интегральных ОУ они сделали типowymi элементами различных линейных и нелинейных устройств.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но почему же то, что мы рассматривали, это не ОУ?*

Собственно, универсальный операционный усилитель — это и есть дифференциальный усилитель постоянного тока. Только к нему предъявляются некоторые особые требования.

Требование 1. Шкала уровней выходных напряжений ОУ должна быть достаточно широкой, и примерно симметричной относительно «средней точки» источников питания.

Требование 2. Диапазон допустимых синфазных входных напряжений должен соответствовать шкале выходных напряжений.

Требование 3. Принимаются меры для улучшения всех параметров, влияющих на точность измерительных схем с ОУ (это касается коэф-

фициента усиления, смещения и дрейфа нуля, величин входных токов, уровня подавления синфазного сигнала).

Требование 4. Специально решаются вопросы устойчивости.

Мы не будем здесь разбирать ни схемотехнику универсальных операционных усилителей, ни их применение: этим темам посвящена своя литература. Хотя принципиальные стороны этих вопросов в «Шаге 7» и «Шаге 8» так или иначе затрагиваются.

Отдельно мы рассмотрим лишь общие подходы к синтезу специальных схем, от которых требуется точная передача постоянных напряжений и токов.

7.3. Измерительные схемы

Обходимся без операционного усилителя

Термином «измерительные схемы» мы объединим функциональные узлы, к которым предъявляются требования предельно достижимой точности того или иного электрического параметра, в том числе и для постоянных составляющих сигналов. Причем диапазон входного (выходного) сигнала может быть сопоставим с уровнями питающих напряжений. Разработчик оказывается порой в ситуации, когда применять готовую интегральную схему ОУ для построения прецизионного устройства нецелесообразно или затруднительно.

Во-первых, имеющиеся напряжения питания могут не соответствовать требующимся для универсального усилителя.

Во-вторых, рабочий диапазон уровней сигналов может превышать тот, на который рассчитаны стандартные ОУ.

В-третьих, быстродействие, ограниченное еще и элементами частотной коррекции (нужной для обеспечения устойчивости усилителя с коэффициентом усиления в десятки тысяч, охваченного глубокой обратной связью), иногда оказывается недостаточным.

В-четвертых, речь, возможно, вообще идет о реализации узла разрабатываемой интегральной схемы.

Проработка вариантов может склонить нас к отказу от универсального (и, в сущности, в каждом частном случае «избыточного») операционного усилителя в пользу применения несложной специализированной прецизионной схемы. На этот случай существует и подход к разработке.

Напряжение ошибки

В рассмотренных нами выше схемах с ООС входное напряжение первого каскада представляет собой ту «ошибку», которая и отражает несоответствие действительных передаточных свойств схемы простой расчетной модели.

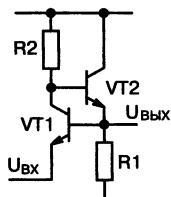


Рис. 7.17. В некомпенсированном повторителе выходной потенциал отстает от потенциала входа

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Нельзя ли разобрать какой-нибудь пример?*

Давайте рассмотрим элементарную схему повторителя напряжения (рис. 7.17).

Входное (для первого транзистора) напряжение $U_{БЭ1}$ прямо является абсолютной погрешностью: ведь вместо требуемого для повторителя: $U_{ВЫХ} = U_{ВХ}$ здесь мы имеем:

$$U_{ВЫХ} = U_{ВХ} + U_{БЭ1}.$$

Добавочное слагаемое не будет, конечно, постоянной величиной. Дело не только в его температурной зависимости, хотя и она неприятна. Обратитесь к схеме: потенциал коллектора VT1 равен $U_{ВЫХ} + U_{БЭ2}$, а значит, для тока первого транзистора (если не учитывать $I_{Б2}$) справедливо:

$$I_{К1} \approx I_{R2} = (E - U_{ВЫХ} - U_{БЭ1}) / R2.$$

С ростом входного (и выходного) напряжения ток коллектора VT1 уменьшается! Следовательно, снижается и величина $U_{БЭ1}$: выходной потенциал отстает в своем увеличении от потенциала входа.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Короче, $K_U < 1$.*

Именно так.

Компенсирующий транзистор

В измерительных схемах напряжение база-эмиттер входного транзистора нейтрализуют путем встречного включения второго перехода. Но чтобы добиться действительной компенсации, недостаточно еще идентичности транзисторов и единого их температурного режима (это достигается использованием согласованных транзисторных пар в общем кристалле).

Предельная точность схемы реализуется, когда обеспечен одинаковый электрический режим обоих транзисторов пары: то есть — одинаковые значения коллекторных токов и потенциалов, независимо от сигнала на входе.

Преобразованные транзисторные кольца того же повторителя, но уже с добавленной компенсацией, изображены на рис. 7.18, однако следует предпочесть вариант с включением компенсирующего транзистора внутрь кольца обратной связи.

Радиолюбитель: Почему?

Следите за мной: в точном повторителе схема должна быть построена таким образом, чтобы при любом входном напряжении соблюдалось: $U_{БЭ3} = U_{БЭ1}$. Значит, с увеличением $U_{ВХ}$ ток коллектора компенсирующего транзистора $VT3$, так же, как и у $VT1$, обязан снижаться.

Радиолюбитель: Да; ну так что?

То, что пропорционально уменьшающийся ток базы входного транзистора на рис. 7.18, б соответствовал бы отрицательному входному сопротивлению структуры; реализация компенсированной схемы потребует введения положительной обратной связи!

Радиолюбитель: Получается, так.

А это небезопасно; скажем, в случае, если выходное сопротивление источника сигнала превысит $|R_{ВХ}|$, неизбежна потеря устойчивости.

Согласование режима пары

Итак, остановившись на первом варианте, мы должны дополнить ее теперь цепями, обеспечивающими согласованный режим для транзистора $VT3$. Начинают всегда с включения коллекторного резистора такой же величины, что и у другого транзистора пары: теперь остается уравнивать лишь потенциалы коллекторов.

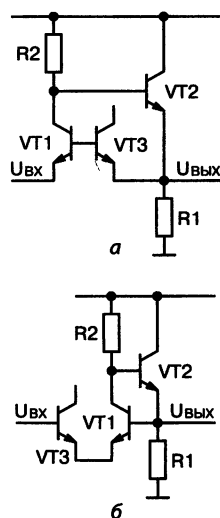


Рис. 7.18. Напряжения база-эмиттер $VT1$ и $VT3$ должны взаимно компенсироваться (а); вывод компенсирующего транзистора из кольца обратной связи (б)

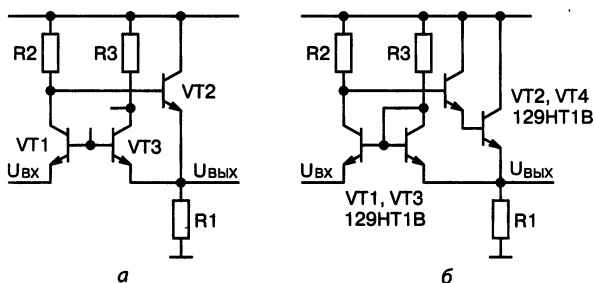


Рис. 7.19. При $R_2 = R_3$ равенство коллекторных потенциалов означает равенство токов (а); компенсированный повторитель готов (б)

Для $VT1$ (см. рис. 7.19, а):

$$\begin{aligned} U_{K1} &= U_{ВЫХ} + U_{БЭ2}, \\ U_{Б1} &= U_{ВЫХ} + U_{БЭ3}, \\ U_{КБ1} &\approx 0. \end{aligned}$$

Обеспечить такой же режим для компенсирующего транзистора ($U_{КБ3} = 0$) не представляет трудностей: см. рис. 7.19, б.

На последнем рисунке повторитель, вдобавок, несколько улучшен. Устранен очевидный недостаток — довольно большой входной ток (ток эмиттера $VT1$); соотношение для него выведите самостоятельно. Снижению этого тока посредством увеличения сопротивлений коллекторных резисторов препятствует возможный разбаланс согласованной пары базовым током $VT2$. Уменьшить его и помогает составной транзистор.

Радиолюбитель: И неужели эта примитивная схема эффективна?

Она дает точность передачи напряжения, не меньшую, чем схема со сложным операционным усилителем — можете проверить.

Конечно, мы не переберем здесь множества возможных схемных решений: на простейшем примере мы разобрали лишь метод, подход.

7.4. Диапазон уровней

Шкалы уровней

Схемы со стабилизированными параметрами (особенно — схемы типа измерительных) работают в широком диапазоне уровней вход-

ных и выходных напряжениях и токах нагрузки, когда нет смысла выделять понятие «входного сигнала» в противоположность «режиму покоя». Исходными данными являются границы шкал возможных мгновенных значений входных и выходных электрических величин.

И расчет номинальных значений для схемы ведется здесь уже не исходя из несуществующего «режима покоя», а из того условия, чтобы при любом возможном сочетании этих электрических величин сохранялся активный режим транзисторов схемы.

Проблема синфазного напряжения

Анализируя в «Шаге 4» соотношения уровней в простых линейных каскадах, мы заботились лишь о выходной цепи усилительной схемы, где присутствует «большой» сигнал. Но здесь уже этого недостаточно: ведь на первый каскад схемной структуры по цепи обратной связи тоже поступает, по меньшей мере, часть входного «большого» сигнала (а, то и весь целиком, как в повторителе).

Практически равные друг другу потенциалы на инвертирующем и не инвертирующем входах дифференциального усилителя — это так называемое синфазное напряжение. Собственно для ДУ оно вовсе не является входным, потому и не распространяется дальше первого каскада. Однако оно все-таки присутствует на выводах транзисторов (относительно «земли»). Значит, приходится не забывать проверять уровни напряжений не только в последнем, но и в первом (дифференциальном) каскаде.

Радиолюбитель: *В чем суть проверки?*

Это же очевидно: при любых допустимых синфазных потенциалах на входе (от $U_{ВХ. max}$ до $U_{ВХ. min}$) коллекторные переходы всех транзисторов, относящихся к входному каскаду, должны быть закрыты.

Радиолюбитель: *Ах, да, раньше мы уже накладывали такое требование для дифференциального каскада.*

Верно.

Подобные же проверки для различных конфигураций вряд ли могут вызвать затруднения. К примеру, для рис. 7.13 потенциал на базе VT1 не вправе превышать значения $E - U_{БЭ2} = E - 0,7 В$ и не дол-

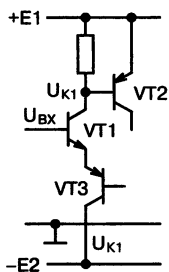


Рис. 7.20. Расширение диапазона допустимых синфазных сигналов требует повышения $U_{к1}$ и понижения $U_{к3}$

жен опускаться ниже $U_{БЭ1} + U_{БЭ3} = 1,4 В$. Если нужно предусмотреть работу схемы также и при отрицательных напряжениях на входе, соответственно опускают и потенциал на коллекторе $VT3$ (рис. 7.20).

Разумеется, подобные проблемы отпадают для схем типа преобразователей тока в напряжение: там синфазный сигнал равен нулю.

Уровни выхода

Вопрос об уровнях напряжений на выходе оконечного транзистора, освещенный в «Шаге 4», требует здесь уточнения по причинам, которые будут сейчас ясны. Так, рассмотрев в качестве примера схему на рис. 7.21, а, мы заключаем, что потенциал на ее выходе (эмиттер $VT4$) не может быть произвольным.

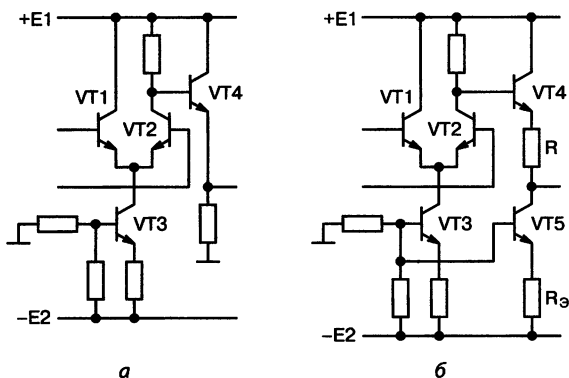


Рис. 7.21. Шкала выходных напряжений ограничена (а); генератор балластного тока одновременно решает и задачу сдвига уровня (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я вижу, что он никак не ниже напряжения на базе $VT2$, а иначе открылся бы коллекторный переход $VT2$.

Да, выходное напряжение не может стать ниже синфазного. Возникает задача сдвига шкалы выходных уровней «вниз».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Для чего?

Потому что, возможно, требуется более широкий диапазон выходных напряжений. Заметьте еще одно: уже при $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ закроется $VT4$ — ток его эмиттера снизится до нуля.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Разве?

Это закон Ома — посмотрите на ток через нагрузочный резистор. Возникает задача баллаستирования выходного транзистора.

Итак, работа с разнополярными сигналами даже на холостом ходу, т. е. при $I_H = 0$, требует доработки схемы.

Сдвиг уровня

Строя схему типа масштабного усилителя разнополярных напряжений по типу рис. 7.16, б, мы сталкиваемся с ситуацией, когда выходное напряжение может быть как выше, так и ниже синфазного входного сигнала. Значит, приходится сопоставлять диапазоны уровней синфазного напряжения и уровней напряжений на выходе (шкалу выходных напряжений). Не всегда их легко совместить (рис. 7.21, а).

Схемы, подобные рис. 7.20, разрешают подобную трудность за счет применения транзистора другого типа проводимости, но этот вариант может быть проблематичным для интегральной схемы.

Рис. 7.21, б показывает реализацию сдвига уровня с применением генератора тока на $VT5$. В ней шкала выходных напряжений смещена относительно диапазона напряжений на коллекторе $VT2$ вниз на величину $U_{\text{БЭ4}} + I_{\text{К5}}R$. Регулируя второе слагаемое, можно расположить эту шкалу относительно «нуля» желаемым образом, например, симметрично.

Балластный ток

Снова сравним рис. 7.21, а и б. Генератор тока на $VT5$ выполняет также еще одну функцию: задает балластный ток выхода, равный $I_{\text{К5}}$, не допуская запираения выходного транзистора $VT4$ и обеспечивая самый нижний уровень выходного потенциала, равный потенциалу базы $VT5$.

Подведем итог — что мы должны сделать при создании схемы.

Во-первых. Выбрать напряжения питания так, чтобы $E1 > U_{\text{ВЫХ.max}}$ и $-E2 < U_{\text{ВЫХ.min}}$.

Во-вторых. Если это требуется, то тем или иным способом «отвязать» шкалу выхода от шкалы синфазных напряжений.

В-третьих. Задать балластный ток оконечного транзистора из условия отсутствия закрывания для всех возможных значений $U_{\text{ВЫХ}}$.

Радиоловитель: *Но ведь простой резистор, присоединенный к «минусовой» питающей шине, тоже создает балластный ток.*

Это так, но проведите элементарные расчеты, и вы убедитесь, что оптимальное значение сопротивления подобрать сложно.

Ток нагрузки

Расчет требуемого балластного тока усложняется при $I_H \neq 0$. Наивно было бы полагать, что «сопротивление нагрузки» всегда включено между выходом и нулем.

Радиоловитель: *Мне так и казалось...*

Нагрузка может быть «привязана» не к нулевой шине. И даже быть вовсе не омической.

Радиоловитель: *То есть — нелинейной?*

Да. Следовательно, мы должны располагать в общем случае данными о том, как меняется I_H в зависимости от $U_{\text{ВЫХ}}$, то есть вольтамперной кривой нагрузки!

Впрочем, фактически требуется знать лишь одно значение I_H : для $U_{\text{ВЫХ. max}}$ либо для $U_{\text{ВЫХ. min}}$ — смотря по тому, какой из этих случаев является «наихудшим», соответствующим наименьшему току последнего транзистора. Подгрузка балластным током призвана не допустить его закрывания в этом случае.

Двухполярные каскады

Схемы, подобные изображенной на рис. 7.22, исключают закрывание оконечного каскада. Поэтому они не нуждаются в балластных токах. Но надо быть готовым столкнуться со своими особенностями, иные из которых будут затронуты в дальнейшем.

Наше рассмотрение многотранзисторных схем, охваченных общей обратной связью (в том числе измерительных) ограничивалось пока лишь одной стороной: вопросами синтеза. Не менее важный вопрос количественного анализа — требует особого разговора, в «Шаге 8».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Предвижу, что это сложная тема.*

Да, поэтому начинающий может поначалу ее и пропустить. Хотя проблемы стоят того, чтобы потратить на них время. В том числе, чтобы осознать: многотранзисторные структуры с общей отрицательной обратной связью — вовсе не панацея для решения любых задач линейной схемотехники, а лишь частное средство, занимающее (при грамотном его применении) свое скромное место.

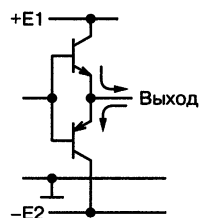


Рис. 7.22. В двухполярных оконечных каскадах обеспечиваются любые направления выходного тока

7.5. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В брошюре, откуда я взял схему предусилителя (рис. 7.23), сказано, что режим первого транзистора устанавливается потенциометром R2. Только этот режим почему-то не регулируется...*

Естественно. Величина R2 определяет режим вовсе не VT1, а VT3! В самом деле, на основании нашего «главного секрета» — ток стока VT1 зависит от входа следующего каскада. В данном случае:

$$I_{C1} = \frac{U_{БЭ2} + U_{БЭ3}}{R1} = \frac{1,3 \text{ В}}{56 \text{ кОм}} = 23 \text{ мкА}$$

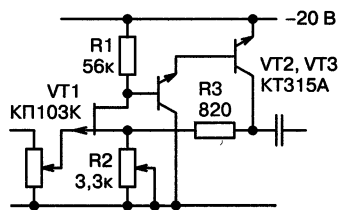


Рис. 7.23. На что влияет потенциометр?

(не принимая во внимание незначительного базового тока VT2).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А что там насчет VT3?*

Мы убедились, что ток полевого транзистора крайне мал. Следовательно, потенциал истока примерно равен напряжению отсечки (ведь $U_3 = 0$), и:

$$I_{K3} = U_{отс} / R_2.$$

От R_2 зависит также и коэффициент передачи напряжения: $K_U = (R_2 + R_3) / R_2$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я собрал лабораторный стабилизатор по схеме рис. 7.24. Но при испытании на холостом ходу не удается получить выходное напряжение ниже 0,5 В (далее потенциометр почему-то прекращает управлять напряжением)...

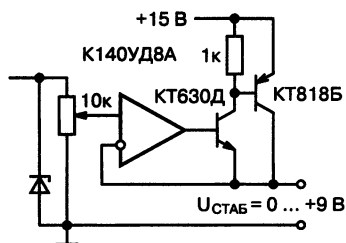


Рис. 7.24. Почему не получается снизить стабилизированное напряжение?

Когда вы строили повторитель, не убедились в возможности активного режима для транзисторов во всем диапазоне входных уровней. Ведь при $U_{BX} = 0$ (чему должно соответствовать $U_{ВЫХ} = 0$) транзисторы будут закрыты!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Точно...

А еще точнее, они закроются уже тогда, когда ток нагрузки сравняется с током утечки коллекторного перехода транзистора КТ818Б. Из вашей информации следует, между прочим, что:

$$R_H = 0,5 \text{ В} / I_{КБ0},$$

это позволяет оценить входное сопротивление вашего вольтметра...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Понимаю: это шутка.

Если серьезно, то нужно было обеспечить выходному каскаду балластный ток, хотя бы так, как на рис. 7.25. Ток через R , при минимальном выходном напряжении, должен быть больше $I_{КБ0}$ окончного транзистора (с учетом его возможного нагрева).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Есть идея: в двухтранзисторной структуре для повышения стабильности тока коллектора VT1 добавить резистор в цепь эмиттера (R1 на рис. 7.26).*

Давайте проверим:

$$E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3} = I_1(R1 + R2),$$

$$I_1 = \frac{E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3}}{R1 + R2}.$$

Резистор R1 влияет на величину тока, но не имеет отношения к степени стабильности, определяемой числителем выражения. Самостабилизирующиеся структуры не соответствуют известным по традиционным схемам шаблонам. Данный резистор излишен.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *У меня отказала усилительная схема. На рис. 7.27 я проставил результаты замера потенциалов. И все-таки не могу определить, какой из транзисторов надо заменять.*

Отыскать дефектный транзистор в неработающей самостабилизирующейся структуре бывает нелегко: при выходе из строя одного из транзисторов изменяются режимы всех! В большинстве случаев разрыв кольца обратной связи ведет к тому, что исправные приборы оказываются или закрытыми, или переходят в насыщение. Значит, надо искать тот, для которого сочетание напряжений не соответствует ни одному из возможных состояний: он-то и будет дефектным.

Для исправной схемы, очевидно, потенциалы всех баз и коллекторов должны составлять 0,7 В. На рис. 7.28 подозрителен режим VT3: нулевое напряжение на базе соответствует закрытому транзистору, но при этом $U_{КЭ}$ не может быть нулевым!

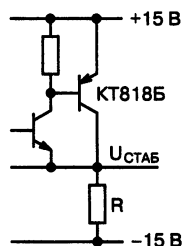


Рис. 7.25. Балластный ток должен превышать ток утечки транзистора

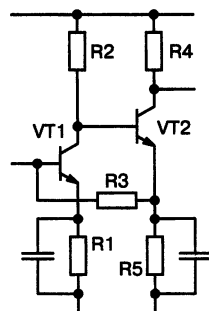


Рис. 7.26. Улучшили стабильность?

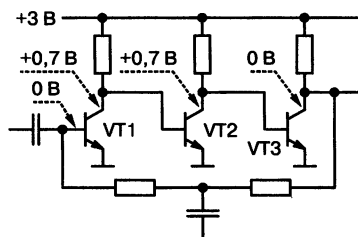


Рис. 7.27. Какой из транзисторов неисправен?

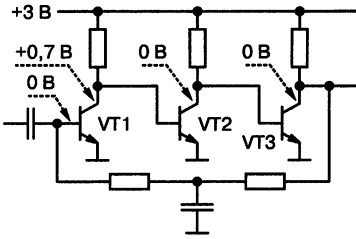


Рис. 7.28. У неисправного VT3 потенциалы базы и коллектора несовместимы

Налицо короткое замыкание коллектор-эмиттер.

Радиолюбитель: *Хорошо, а что же у меня?*

Ситуация в вашей задаче сложнее: напряжения на электродах всех приборов в принципе совместимы. Отметим транзистор, находящийся в мнимо активном режиме (VT2). При разрыве кольца активный режим невозможен; после некоторого раздумья готово и заключение: обрыв коллектора VT2.

7.6. Дополнение для любознательных

Стабилизированный усилитель

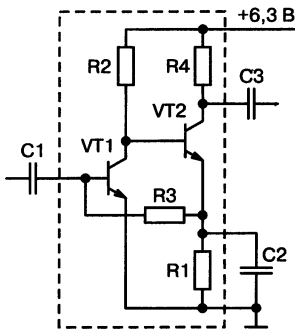


Рис. 7.29. Конденсатор C2 устраняет обратную связь по усишаемому сигналу

Знакомясь с порядком создания схем с общей стабилизацией режима, мы составили одну из простых конфигураций (рис. 7.5). А рис. 7.29 уже изображает построенный на ее основе двухкаскадный усилитель. Добавлен резистор коллекторной нагрузки для VT2 (он находится вне кольца обратной связи, а значит, не влияет на токи транзисторов). Кроме этого, предусмотрено включение резистора между базой VT1 и эмиттером VT2 (это позволило подавать на базу входной высокочастотный сигнал). Пожалуй, конфигурация удобна для выпуска ее в качестве микросхемы усилителя; что же, займемся ей детальнее.

Разрабатываем интегральную схему

Зададим токи каскадов: $I_{K1} = 0,4 \text{ мА}$, $I_{K2} = 2 \text{ мА}$. Считая $h_{21Э} \approx 30$, получаем величины базовых токов: 13 и 66 мА.

Резистор R3 включен в кольцо обратной связи, а значит, наличие его может снизить стабильность. Предусмотрим хотя бы, чтобы дополни-

тельное падение напряжения на нем от тока базы составляло не более 0,1 В, тогда для $R3$ получается:

$$R3 = 0,1 \text{ В} / 13 \text{ мкА} = 8 \text{ кОм}.$$

Потенциал эмиттера $VT2$ составляет: $U_{БЭ1} + 0,1 \text{ В} \approx 0,8 \text{ В}$, отсюда получаем для $R1$:

$$R1 = 0,8 \text{ В} / 2 \text{ мА} = 400 \text{ Ом}.$$

Потенциал базы $VT2$: $U_{Б2} = U_{Э2} + 0,7 \text{ В} = 1,5 \text{ В}$, отсюда имеем для $R2$:

$$R2 = (6,3 \text{ В} - 1,5 \text{ В}) / (0,4 \text{ мА} + 0,066 \text{ мА}) = 10 \text{ кОм}.$$

Увеличению номинала резистора нагрузки $R4$ (при желании получить большее усиление) будет препятствовать снижение предельной амплитуды неискаженных колебаний на выходе. Для $u_{вых} = 1 \text{ В}$ — по меньшей мере такой же величины должна быть разность потенциалов коллектора и базы $VT2$. Прибавляя еще 0,5 В (запас на возможную нестабильность), будем иметь:

$$U_{К2} = U_{Б2} + 1,5 \text{ В} = 3 \text{ В},$$

$$R4 = (6,3 \text{ В}) / 2 \text{ мА} = 1,7 \text{ кОм}.$$

Расчет элементов воображаемой интегральной схемы на этом завершен.

Радиоловитель: *Погодите, да судя по величинам сопротивлений получилась в точности микросхема типа 122УН1 — широкополосный усилитель!*

Сюрприз. Как видите, мы воспроизвели ход мысли ее разработчиков.

Физический эталон

Радиоловитель: *Мне кажется, что повышения стабильности режима схем можно достичь более сильной отрицательной обратной связью. Она лучше будет противодействовать любому изменению режима.*

Это заблуждение. Электрические режимы в сколь угодно сложной структуре всегда опираются на некоторые эталонные физические величины, которые и фигурируют в числителях расчетных формул.

Радиолюбитель: *Что это за эталоны такие?*

Теоретически возможно, чтобы роль эталона выполнил какой-либо ток. В качестве курьеза можно припомнить опубликованные схемы, в которых физическим эталоном являлся по существу $I_{КБ0}$...

В зависимости от схемы, опорными могут оказаться напряжения питания, напряжения стабилизации стабилитронов. В конце концов, им может служить просто $U_{БЭ}$ транзистора, что мы и имели в примитивных схемах (реальным физическим эталоном тогда является термический потенциал перехода φ_T).

Ни при какой самой «глубокой» обратной связи стабильность режимов не может быть лучше стабильности опорного эталона. Всегда надо осознавать, каким физическим эталоном определяются режимы в схеме. Иначе она строится по догадке, и можно ждать сюрпризов.

АНАЛИЗ МНОГОТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ С ООС

Этот «Шаг» предназначен для профи и желающих углубить понимание. Он посвящен вопросам анализа линейных схем с общей ООС: в отношении точности, частотного диапазона, динамических свойств. Оказывается, что расчеты не так сложны, как можно было вообразить. Но неожиданно выясняется, что в подобных схемах основную роль играют нелинейные эффекты. Заодно приходится развеивать ходячие заблуждения.

Как частотная граница может зависеть от температуры; почему эмиттерный повторитель хуже, чем простой усилитель, работает на нагрузку; что может и что не может обратная связь — читателя ожидает много сюрпризов. Как обычно, разобраны вопросы из практики.

А страницы, посвященные разработке аналоговых стабилизаторов напряжения, будут полезны абсолютно всем.

8.1. Точность измерительных схем

Показатели качества

Разработка аналоговых схем предполагает непременно количественную оценку параметров. Вспоминаются такие величины, как входное и выходное сопротивления, коэффициент передачи (или отклонение его от установленного значения)... Кажется, они-то и должны интересовать в первую очередь: как при выборе конфигурации, так и при ее расчете. Но это заблуждение, и нам предстоит разобраться — почему.

Имея дело со схемами типа **измерительных**, приходится скептически относиться к дифференциальным параметрам. В самом деле, такие схемы никак нельзя отнести к малосигнальным. Диапазон входных и выходных электрических величин бывает таков, что теряет смысл привычное понятие «режима» активных элементов.

Так что функционирование схем вряд ли может характеризоваться параметрами, связанными с небольшими приращениями напряжений и токов относительно фиксированных их значений.

Одним из условий, определяющих успех, является **правильное назначение** показателей качества.

Прав ли радиолюбитель, считающий, что точная измерительная схема, предназначенная для подключения к высокоомной цепи, должна иметь максимально возможное входное сопротивление?

Радиолюбитель: *Не сомневаюсь.*

А зря. Одно только неограниченное увеличение dU_{BX} / dI_{BX} еще не означает устранения постоянного (или, что еще хуже, дрейфующего с температурой) входного тока. Который, быть может, настолько резко снизит точность, что борьба за получение высокого дифференциального сопротивления потеряет смысл.

Радиолюбитель: *Тогда как же правильно подходить к делу?*

Для схемы, от которой требуется наивысшая точность передачи сигнала, интересует, в конечном счете, одно: в каких пределах будет находиться результирующая погрешность, ошибка. Причем в зависимости от любых факторов, подлежащих учету: уровня входного сигнала, изменений напряжений питания и тока нагрузки, температуры и т. д.

Составляющие этой погрешности определяются общей структурой линейной конфигурации. Но вне зависимости от структуры — предельная величина напряжения ошибки на входе дифференциального усилителя постоянного тока наложит ограничение на точность, которую вообще можно ожидать от схемы.

Анализ напряжения ошибки

Конечно, нас будут интересовать только схемы с балансным каскадом на входе (о других нет смысла и говорить). Будем заниматься

факторами, препятствующими полной компенсации ошибки. Таких факторов два.

Фактор 1. Неидентичность транзисторов. Она характеризуется разностью напряжений база-эмиттер транзисторов при одинаковом их режиме.

Например, для согласованной пары 129НТ1В технические условия предусматривают: $|U_{БЭ1} - U_{БЭ2}| \leq 3 \text{ мВ}$ при $I_K = 1 \text{ мА}$ и $U_{КБ} = 5 \text{ В}$.

На самом деле указанная разность почти не зависит от режимов транзисторов, пока эти режимы согласованы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вы имеете в виду, что при других значениях токов — погрешность будет та же?*

Да. Но для биполярных, а не для полевых транзисторов!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ну вот, например, у согласованной полевой пары 504НТ2А разность напряжений затвор-исток не более 30 мВ при $I_C = 100 \text{ мкА}$, $U_{СИ} = -5 \text{ В}$.*

Эта справедливо только для оговоренного режима. Правда, можно полагаться на то, что величина $\Delta U_{ЗИ}$ с уменьшением I_C может снижаться, но не возрастать.

Следует обращать внимание и на предельную величину температурного дрейфа разности входных напряжений; соответствующие данные можно найти в документации.

Фактор 2. Разбаланс токов. Степень влияния его на разность напряжений взаимно компенсируемых эмиттерных переходов выражается, собственно, крутизной транзистора. То есть надо иметь в виду простое, но фундаментальное соотношение:

$$\Delta U_{БЭ} = \Delta I_K / S. \quad (8.1)$$

Из (8.1) мы легко выведем: 10-процентное различие коллекторных токов идентичных транзисторов вызывает разницу напряжений $U_{БЭ}$, равную 2,5 мВ.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как, независимо от абсолютных величин этих токов?*

Да, но опять же — не для полевых транзисторов. Убедитесь элементарным расчетом, что для них — влияние относительного разбаланса токов на $\Delta U_{ЗИ}$ падает с уменьшением I_C .

Именно разбаланс транзисторов согласованной дифференциальной пары требует детального рассмотрения. Потому что он определяет ту составляющую погрешности, на которую можно реально повлиять. Сначала нас интересуют причины возможного различия токов.

Разброс коллекторных резисторов

Этот фактор непосредственно диктует разницу токов, если потенциалы коллекторов согласованной транзисторной пары равны. Не забудем, что относительное различие фактических величин двух сопротивлений при допуске, например, $\pm 10\%$ может достичь 20 процентов. Если резисторы выполнены на кристалле интегральной схемы, то их идентичность весьма высока.

Различие коллекторных напряжений

Разумеется, в структуре с общей обратной связью мы ведем речь о той величине ΔU_K , которая обусловлена схемой последующих каскадов — не забываем наш «главный секрет».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Понятно. Вероятно, различие коллекторных напряжений влияет на характеристики прямой передачи транзисторов?*

Нет, практически не влияет — при очень малых токах коллектора (что типично для режима компенсированного входного каскада).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Тогда чем же опасна разница коллекторных потенциалов?*

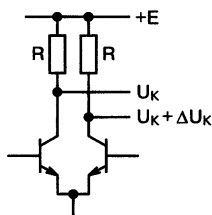


Рис. 8.1. Чем выше E , тем меньше разбаланс, создаваемый различием коллекторных напряжений

Она вызывает различие токов резисторов. Опять приходим к разбалансу.

Из рис. 8.1 видно, что относительный разбаланс равен:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U_K}{E - U_K}.$$

Очевидно, увеличение потенциала питания улучшает симметрию токов.

Ответвление тока

Равенство токов резисторов нагрузки дифференциальной пары не означает еще равенства токов коллекторов. Должна быть оценена доля тока, ответвляющаяся в последующую часть схемы.

Нередко величина ответвляющегося тока более всего зависит от внешней нагрузки, и от уровня входного сигнала. Значит, анализ должен быть проведен для всего диапазона возможных изменений упомянутых величин.

Парадокс «выходного сопротивления»

Для многих привычно, впрочем, что величина дифференциального параметра $dU_{\text{ВЫХ}} / dI_{\text{Н}}$ как раз и должна характеризовать влияние тока нагрузки на точность схемы.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ну, конечно, это же выходное сопротивление.

То есть требуется вроде бы провести его расчет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Это сложно?

Не очень. Надо оценить величину крутизны прямой передачи усилительной схемы $S_y = |dU_{\text{ВЫХ}} / dI_{\text{ВХ}}|$ (при этом схема считается работающей на короткозамкнутую нагрузку).

Сейчас я продемонстрирую один фокус. Рассмотрим схему рис. 8.2, для нее крутизна:

$$S_y = \left| \frac{dI_{\text{Э2}}}{dU_{\text{БЭ1}}} \right|$$

(входы дифференциального усилителя — это эмиттер и база VT1).

Глядя на схему, развернем цепочку формул:

$$dI_{\text{Э2}} = h_{21\text{Э2}} dI_{\text{Б2}};$$

$$dI_{\text{Б2}} = dI_{\text{Р1}} - dI_{\text{К1}};$$

$$dI_{\text{Р1}} = -dU_{\text{БЭ2}} / R1 = -dI_{\text{Э2}} / S_2 R1;$$

$$dI_{\text{К1}} = S_1 dU_{\text{БЭ1}}.$$

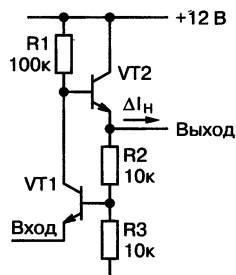


Рис. 8.2. Выходное сопротивление имеет смысл лишь для малых изменений тока нагрузки

Отсюда без труда получается:

$$S_y = \frac{S_1 h_{21\Omega 2}}{\frac{h_{21\Omega 2}}{S_2 R_1} + 1}.$$

Зачем мы вычисляли S_y ? Потому что с этой величиной прямо связано искомое выходное сопротивление:

$$\frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} = S_y \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dU_{\text{ВЫХ}}},$$

где $dU_{\text{ВХ}} / dU_{\text{ВЫХ}}$ имеет смысл коэффициента передачи напряжения с выхода на вход по цепи обратной связи. Например, для рис. 8.2 он равен $R_3 / (R_2 + R_3)$. Следовательно:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 + \frac{h_{21\Omega 2}}{S_2 R_1}}{S_1 h_{21\Omega 2}} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (8.2)$$

Полагая $U_{\text{ВЫХ}} = 5\text{ В}$, без труда определим токи транзисторов (без внешней нагрузки): $I_{K2} = 0,25\text{ мА}$, $I_{K1} = 0,065\text{ мА}$. Это дает значения дифференциальных параметров транзисторов: $S_2 = 10\text{ мА} / \text{В}$, $S_1 = 2,6\text{ мА} / \text{В}$. Считая, что $h_{21\Omega} = 40$ для VT2, из (8.2) получается: $R_{\text{ВЫХ}} = 20\text{ Ом}$.

Радиолюбитель: Громоздко... Но в общем-то понятно.

Теперь можно смело взяться за оценку влияния нагрузки на выходное напряжение. Скажем, при появлении тока нагрузки величиной 5 мА — насколько снизится $U_{\text{ВЫХ}}$?

Радиолюбитель: Это ясно: на $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta I_{\text{Н}} R_{\text{ВЫХ}} = 0,1\text{ В}$.

А теперь прикиньте, как изменятся режимы в схеме при $I_{\text{Н}} = 5\text{ мА}$: ток базы VT2 возрастет до 125 мА , VT1 закроется, напряжение на выходе упадет практически до нуля!

Радиолюбитель: Вот это сюрприз...

Данный шокирующий пример того, что линейная модель оказывается полностью неадекватной — отнюдь не последний в этом Шаге.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Значит, мы зря потратили время на математические упражнения...*

Пожалуй. Впрочем, анализ выходного сопротивления схемной структуры может оказаться небесполезным, если применить его там, где линейная модель действует. А именно, соотношением для $R_{ВЫХ}$ удобно воспользоваться в целях проверки на возможность самовозбуждения.

8.2. Устойчивость схем с ООС

Комплексный коэффициент передачи тока

Было бы слишком смелым утверждать, что задача анализа устойчивости проста. Мы здесь лишь попытаемся разобраться в существе явлений.

Возможную неустойчивость схем с обратной связью удобно интерпретировать как раз через ее дифференциальное выходное сопротивление, обратно пропорциональное крутизне усилителя — имея в виду частотную зависимость этого параметра. Учитывать здесь практически приходится лишь коэффициент передачи тока базы — самый зависимый от частоты параметр.

Говоря языком теоретической электротехники, коэффициент передачи тока базы является не действительной, а комплексной величиной. В весьма высокой степени справедливо:

$$\bar{h}_{21\vartheta} = \frac{h_{21\vartheta}}{1 + jf / f_{\beta}}, \quad (8.3)$$

где в числителе — статическое значение параметра, а относительно f_{β} будет сказано ниже.

Анализ ДУ на устойчивость начинается с того, что в соотношение для выходного сопротивления подставляют комплексные коэффициенты передачи тока, зависящие от частоты. Например, к рассмотренной ранее схеме (рис. 8.2), для которой формула для $R_{ВЫХ}$ (8.2) уже получена, мы теперь запишем:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\frac{\bar{h}_{21\vartheta 2}}{S_2 R_1} + 1}{S_1 \bar{h}_{21\vartheta 2}}.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А куда же подевались R2 и R3?*

Для упрощения примем $R2 = 0$ (превратим масштабный усилитель в повторитель, см. рис. 8.3, а). Вы простите мне желание не загромождать суть дела добавочными коэффициентами?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Охотно.*

Далее:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\left[\frac{h_{21Э2}}{S_2 R1 (1 + jf / f_{\beta 2})} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})}{S_1 h_{21Э2}} =$$

$$= \frac{1}{S_1 h_{21Э2}} + \frac{1}{S_1 S_2 R1} + \frac{jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21Э2}} \quad (8.3)$$

Потенциальная неустойчивость

Для того чтобы схема с общей обратной связью самовозбудилась, нужно, чтобы выполнялись сразу несколько условий.

Во-первых, активная часть выходного сопротивления должна быть отрицательной. На тех частотах, где это происходит, схема становится потенциально неустойчивой.

Во-вторых, на одной из частот в диапазоне потенциальной неустойчивости реактивные составляющие выходной проводимости и проводимости нагрузки должны скомпенсироваться (сумма равна нулю). Эта точка и соответствует возможной частоте генерации.

В-третьих, активная проводимость (положительная) нагрузки на этой частоте должна оказаться меньше абсолютной величины отрицательной выходной проводимости схемы (то есть сумма — отрицательной).

Теперь совершенно ясно, что ДУ, который мы анализировали (рис. 8.3, а), устойчив всегда: актив-

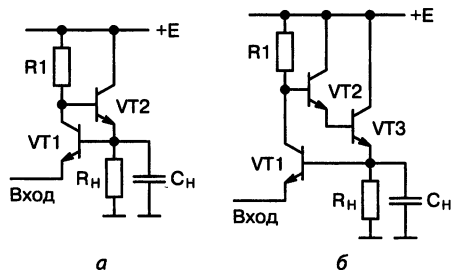


Рис. 8.3. Устойчивый повторитель (а) при добавлении транзистора превращается в потенциально неустойчивый (б)

ная составляющая $Z_{\text{вых}}$, то есть первые два слагаемых (8.3), положительна.

Однако рассмотрим похожую конфигурацию с составным транзистором на выходе (рис. 8.3, б).

Приняв, для упрощения выкладок, что транзисторы $VT2$ и $VT3$ одинаковы ($f_{\beta 2} = f_{\beta 3}$), мы, без особого дополнительного анализа, исходим из прежнего выражения для выходного сопротивления. Только заменяем в нем, по понятным причинам, $\bar{h}_{21\beta 2}$ на $\bar{h}_{21\beta 2} \cdot \bar{h}_{21\beta 3}$, а S_2 на $0,5S_2$. Тогда:

$$\bar{Z}_{\text{вых}} = \frac{\left[\frac{h_{21\beta 2} h_{21\beta 3}}{0,5S_2 R_1 (1 + jf / f_{\beta 2})^2} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})^2}{S_1 h_{21\beta 2} h_{21\beta 3}} =$$

$$= \frac{1}{S_1 h_{21\beta 2} h_{21\beta 3}} + \frac{2}{S_1 S_2 R_1} - \frac{f^2}{f_{\beta 2}^2 S_1 h_{21\beta 2} h_{21\beta 3}} + \frac{2jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21\beta 2} h_{21\beta 3}}. \quad (8.4)$$

«Незначительная» доработка схемы существенно изменила ее свойства: с повышением частоты активная часть выходного сопротивления (первые три члена) непременно станет отрицательной!

Легко увидеть, что это случится, во всяком случае, при $f > f_{\beta 2}$. А значит, применение транзисторов с лучшими частотными свойствами расширит диапазон устойчивости, и дальше мы увидим, чем это полезно.

Далее, из (8.4) видно, что реактивная составляющая $\bar{Z}_{\text{вых}}$ (последний член) имеет индуктивный характер. Следовательно, опасна емкостная нагрузка.

Реальная неустойчивость

Наша новая схемная структура стала потенциально неустойчивой.

Радиоловитель: *Что значит — потенциально? Будет ли самовозбуждение в действительности?*

Чтобы это узнать, придется получить выражение для обратной величины: комплексной выходной проводимости $1/\bar{Z}_{\text{вых}}$, выделив действительную и мнимую части.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Погодите: так ведь выходное сопротивление это величина, обратная крутизне. Значит, выходная проводимость это и есть крутизна. А ее мы получили раньше.*

В принципе, верно — с двумя поправками.

Во-первых, выражение для S_y надо сделать комплексным, подставив комплексные коэффициенты передачи тока.

Во-вторых, учесть коэффициент обратной связи (выходной делитель).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Пусть мы это сделали — и что дальше?*

Анализируя выражение для $1/\bar{Z}_{\text{вых}}$, надо ответить на вопросы:

- ♦ не становится ли на некоторых частотах абсолютная величина отрицательной активной составляющей выходной проводимости большей, чем активная проводимость (положительная) нагрузки?
- ♦ имеют ли реактивные проводимости выхода и нагрузки разные знаки?
- ♦ не становятся ли одинаковыми на этих частотах их величины?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Если есть хотя бы одно «нет»?*

Тогда опасения снимаются.

Само собой разумеется, что надо проводить расчеты, ориентируясь на наихудший случай (максимальная ожидаемая величина R_H), а если C_H предполагается меняющейся, — то в диапазоне возможных значений этой емкости.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Допустим, расчет показал, что самовозбуждение реально. Или же собранный усилитель возбудился. Как быть?*

Возможно, придется использовать элементы частотной коррекции. Здесь мы подошли к сложным вопросам, уж точно выходящим за рамки книги. Но я все равно не могу удержаться от некоторых замечаний.

Предельная частота усиления по току

Выше у нас фигурировал параметр f_β , и пора объяснить, что это. Это та частота, на которой модуль коэффициента передачи тока снижается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением $h_{21Э}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Откуда ее взять?*

Для отдельных приборов (например, 1Т403) f_β непосредственно гарантируется изготовителем, но это редко. Чаще приходится самому давать оценку f_β .

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как это можно сделать?*

Просто знать, что на данной частоте сопрягаются две различные модели транзисторов, которые нам приходилось использовать ранее:

- ♦ с фиксированным коэффициентом передачи тока, равным его статическому значению (для низких частот);
- ♦ с коэффициентом передачи тока, модуль которого обратно пропорционален частоте (для очень высоких частот).

Можно прямо пользоваться удобным соотношением: $f_\beta = f_T / h_{21Э}$, связывающим искомую частоту с характерной частотой транзистора f_T (той, при которой $|h_{21Э}| = 1$).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не очень-то понятно...*

Разберем конкретный пример. Для 2Т608Б справочник дает: $|h_{21Э}| \geq 2$ на частоте 100 МГц. Тогда $|h_{21Э}| = 1$ будет на частоте, как минимум, $100 \cdot 2 = 200$ МГц.

А величина $h_{21Э}$ для этого же транзистора лежит в пределах 40—160. Значит, в наихудшем случае: $f_\beta = 200/160 = 1,25$ МГц.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В наихудшем — это в каком?*

В данном случае — при максимальном $h_{21Э}$.

Звено первого порядка

На частотах, существенно меньших, чем f_β наиболее высокочастотного из транзисторов, схема с отрицательной обратной связью само-

возбудиться не может: частота возможной генерации всегда будет лежать вблизи предельной частоты усиления по току.

На это и рассчитывают: просто искусственно сужают во много раз частотный диапазон ДУ. Для этого намеренно вводят какую-либо из емкостей, от которых при разработке высокочастотных усилителей старались, напротив, избавиться (сравните с «Шагом 3»).

Не всякое сужение частотного диапазона достигает цели. Но если оно обуславливается единственным инерционным звеном (так называемым звеном 1-го порядка) — схема устойчива. В самом деле, какова бы ни была конфигурация, крутизна усилителя при этом будет выражаться так:

$$\bar{S} = \frac{S_y}{1 + jf / f_{max}}, \quad (8.5)$$

где f_{max} — частота, для которой начинается спад частотной характеристики звена.

В числителе — статическое значение крутизны: ведь мы предполагаем, что

$$f_{max} \ll f_\beta \quad (8.6)$$

и, следовательно, частотные свойства транзисторов принимать в расчет нет смысла.

Условие (8.6) для (8.5) приводит к тому, что любая схема оказывается потенциально устойчивой — активная составляющая комплексного выходного сопротивления, обратно пропорционального $\bar{S}_y$, заведомо положительна.

Виртуальный транзистор

Обратитесь к примеру на рис. 8.4, где частотная коррекция создана включением конденсатора. По существу, его емкость имитирует диффузионную емкость «транзистора», образованного из VT2 и VT3 и имеющего параметры: $h_{219} = h_{2192} h_{2193}$, $S = 0,5S_2$, $C_d = C$.

Поскольку величина C значительно больше собственных емкостей транзисторов (а иначе она бесполезна), такое включение превращает, с точки зрения частотных свойств, два транзистора в один. В самом деле, известное нам из «Шага 3» соотношение:

$$C_d = S / 2\pi f |h_{219}|,$$

мы легко можем преобразовать:

$$C_d = S / 2\pi f_T = S / 2\pi f_\beta h_{213}.$$

Введение добавочной емкости C , играющей как бы роль «диффузионной», соответствует эквивалентному значению f_β для составного «виртуального транзистора»:

$$f_{\beta \text{ЭКВ}} = S / 2\pi C h_{213} = S_2 / 4\pi C h_{2132} h_{2133}.$$

Если величину C выбрали так, чтобы наибольшее значение $f_{\beta \text{ЭКВ}}$ было во много раз ниже минимально возможных $f_{\beta 2}$ и $f_{\beta 3}$, то будут практически исключены влияния других частотно-зависимых факторов, кроме звена 1-го порядка. В сущности, мы вернулись (в отношении устойчивости) к конфигурации рис. 8.3, а.

Любопытно, что теоретически — аналогичный эффект коррекции может быть достигнут иначе: если один из транзисторов $VT2$, $VT3$ взят с граничной частотой f_β во много раз меньшей, чем другой.

Радиоловитель: *Смысл частотной коррекции — ухудшить передаточные свойства схемы в диапазоне частот. Но ведь, с другой стороны, это и плохо?*

Да, к сожалению. Однако заметьте: если применены транзисторы с высокими значениями f_β , потребуется корректирующая емкость меньшей величины.

Радиоловитель: *Значит, частотные свойства улучшатся?*

Вообще-то да. Но, в частности, не обойтись без расчетов. Ими мы займемся далее.

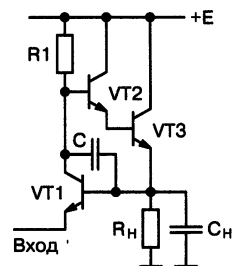


Рис. 8.4. Включение корректирующего конденсатора превращает составной транзистор в «одиночный» — виртуальный

8.3. Частотные свойства схем

Типичные ошибки

Распространено мнение, что отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания и стабилизирует амплитудно-частотную характеристику линейных схем.

Радиоловитель: *А разве это не так?*

Да, в общем, так оно и есть... Во многих книгах можно встретить выкладки, подтверждающие, что применение общей ООС якобы улучшает во много раз частотные свойства усилителя.

Радиоловитель: *Якобы???*

Снова и снова мы будем предостерегать от наивного доверия к готовым рецептам.

Типичная ошибка в том, что упускают из виду границы применимости тех или иных общих положений. Выводы, базирующиеся на линейных моделях, нужно с великой осторожностью распространять на схемы, работающие с большими сигналами. Потому что такие выводы соблазняют не заглядывать «внутрь» схемы, не пытаться понять происходящие в ней процессы.

Радиоловитель: *Это и не кажется необходимым...*

Ваше мнение ошибочно. Сейчас пойдем, почему.

Звено с ограничением

Вспомним положения теории замкнутых систем автоматического регулирования. На структурной схеме, изображенной на рис. 8.5, представляет интерес последовательно включенные: звено с ограничением и инерционное звено.

Очевидно, что с повышением частоты ω входного синусоидального колебания выше $1/\tau$, при заданной амплитуде на входе (а значит, и выходе) системы, должна резко нарастать амплитуда сигнала на выходе (а значит, и входе) звена с ограничением. Наконец, колебания

выйдут за пределы аперттуры ограничителя: это и будет реальным пределом частотного диапазона системы.

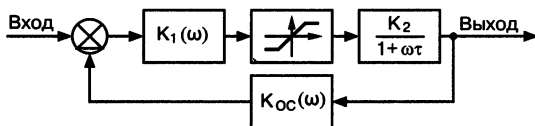


Рис. 8.5. С ростом частоты возрастает амплитуда сигнала на входе ограничителя

Радиолюбитель: Но какое отношение это имеет к усилительной схеме, пусть и с общей обратной связью?

Прямое. В каждом из каскадов принципиально имеются факторы как амплитудного, так и частотного ограничения. Но раньше всего они проявятся, конечно, в том месте ДУ, где имеется транзистор, работающий с максимальным использованием динамического диапазона.

Радиолюбитель: То есть окончанный?

Нет, предоконечный.

Радиолюбитель: Как же так?

Это мы разберем ниже.

Низкочастотный выходной транзистор

Листая старые радиолюбительские журналы, отмечаешь: в прежние годы казалось заманчивым использовать в широкополосных низкочастотных усилителях дешевые мощные транзисторы. Их плохие частотные свойства препятствовали бы их применению, будь это в каскадах без обратной связи.

А между тем подобные эксперименты вели порой к странным результатам.

Для рис. 8.6 при фиксированной амплитуде высокочастотного тока коллектора выходного транзистора $i_{K2} = i_H$ — амплитуда его базового тока в схеме с общей ООС нарастает с увеличением частоты передаваемых колебаний. Действительно:

$$i_{B2} = i_{K2} / |h_{21\beta}|$$

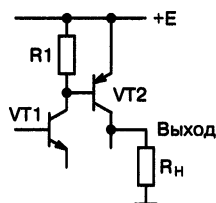


Рис. 8.6. При снижении $|h_{21\beta}|$ предвыходной каскад перегружается базовым током окончного транзистора

а модуль коэффициента передачи тока выходного транзистора с частотой падает. Не надо удивляться, если амплитуда тока базы даже превысит его постоянную составляющую ($i_B > I_B$), ведь мы имеем здесь дело с током перезаряда диффузионной входной емкости.

Теперь понятно, что если нарушится обязательное условие:

$$i_{K1} < I_{K1}, \quad (8.7)$$

то неизбежен заход в область отсечки транзистора VT1, он-то и проявит свойства «звена с ограничением». Кстати, сигнальная составляющая тока коллектора VT1 включает не только ток базы VT2 (амплитудой i_{B2}), но и ток через резистор R (амплитудой $i_R = u_{B2} / R = i_{K2} / S_2 R$).

Полная амплитуда:

$$i_{K1} = i_{B2} + i_R.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не согласен с вами: ведь базовый ток на высоких частотах емкостный. Значит, суммировать надо с учетом фазы?*

В принципе вы правы, и сумма вроде бы должна быть меньше. Но для не слишком высоких частот — лучше в видах надежности намеренно зависить оценку тока. Кстати, возможны ведь дополнительные повороты фазы базового тока, из-за того, что ток нагрузки имеет емкостную составляющую. А это случается часто!

Исходя из (8.7), оцениваем предельную частоту, на которой неискаженная передача сигнала еще гарантирована. Если же потребуются расширить частотный диапазон схемы, придется увеличивать ток

покоя предвыходного каскада путем уменьшения R!

В схеме с эмиттерным выходом (рис. 8.7) предвыходной транзистор должен обеспечивать ту же самую амплитуду тока базы VT2. Но только переменная составляющая тока через резистор вычисляется, конечно, иначе:

$$i_R = u_{B2} / R \approx u_{\text{ВЫХ}} / R.$$

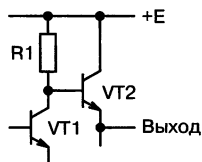


Рис. 8.7. Эмиттерный выход не дает расширения частотного диапазона

Требования к току покоя VT1 получатся практически теми же.

Впрочем, как мы сейчас увидим, вопрос о реализации выбранного тока покоя предвыходного транзистора не так-то прост.

Температура и предельная частота

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Неужели температура может влиять на частотные свойства схем? Не верится...

Однако это так. Вспомним «главный секрет»: базовая цепь выходного транзистора определяет режим предыдущего. А режим предыдущего прибора, как мы выяснили, имеет решающее значение.

Рассмотрим рис. 8.8, а. Очевидно:

$$I_{K1} = I_R + I_{B2} = U_{БЭ2} / R + I_{B2}.$$

Знакомое нам «слабое звено»: стабильность тока коллектора $VT1$ невысока. Но теперь мы понимаем, чем это опасно: ухудшением частотных свойств при снижении I_{K1} ниже определенного уровня (определяемого амплитудой тока базы выходного транзистора I_{B2}), когда нарушится условие (8.7). А такое снижение весьма вероятно при работе в условиях повышенной температуры.

Особенно — если в качестве $VT2$ взят германиевый транзистор, как это практиковалось в схемах прежних лет.

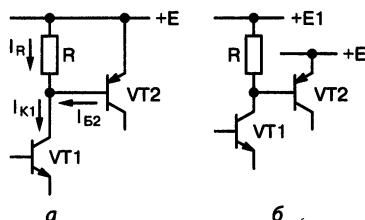


Рис. 8.8. «Слабое звено» (а): температурное снижение тока приводит к искажениям высоких частот; необходима фиксация режима (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Почему плох именно германиевый?

Во-первых, с ростом температуры снижается величина $U_{БЭ}$ выходного транзистора, причем, у германиевых приборов — относительно сильнее.

Во-вторых, увеличение температуры приводит к резкому росту тока утечки коллекторного перехода $I_{КБ0}$. Величина этого тока может доходить до миллиампер у мощных германиевых приборов.

Заметьте, $I_{КБ0}$ протекает в базовой цепи противоположно рабочему базовому току.

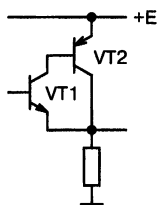
РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Выходит, что I_{B2} с ростом температуры может изменить направление?

Легко. Тогда (при постоянном I_R) I_{K1} упадет еще сильнее!

По крайней мере, первый из этих двух факторов устраняется переходом к известному из «Шага 7» включению с повышенной стабильностью режима (рис. 8.8, б). Ценно: уменьшается заодно и переменная составляющая коллекторного тока предвыходного транзистора (она включает практически только i_{B2}).

По страницам старых журналов

Включение, наподобие варианта, изображенного на рис. 8.9, соблазняет начинающих радиолюбителей «экономией элементов». Здесь ток коллектора первого транзистора равен:



$$I_{K1} = I_{B2} = \frac{I_{K2}}{h_{21Э}} - I_{KB0}.$$

Обязательное условие:

$$I_{K1} > i_{B2} = \frac{i_{K2}}{|h_{21Э}|}$$

Рис. 8.9. В «упрощенном» повторителе ток коллектора VT1 недостаточен, линейность сохраняется лишь при низком КПД

будет нарушено уже на умеренно высоких частотах, что повлечет за собой неизбежные искажения. Впрочем, влияние тока I_{KB0} может привести к прекращению работы схемы на всех частотах и для любых сигналов, подробнее вы узнаете об этом из «Шага 10».

Схемы с коррекцией

В «закорректированном» усилителе всегда имеется одно звено, инерционность которого несравненно больше прочих: то самое звено первого порядка, которое и служит гарантией устойчивости.

С ростом частоты раньше всего начинает повышаться уровень сигнала на входе именно этого инерционного каскада. И вполне вероятно, что перегрузка произойдет в каскаде, предшествующем ему, а вовсе не в предоконечном (впрочем, они могут и совпадать).

Мифы «полосы пропускания»

Для аналоговой схемы с общей ООС обязательным является сохранение линейности в заданном диапазоне частот, исключаящее

моменты размыкания обратной связи. Заметьте: пока это обеспечено, никакого спада амплитудно-частотной характеристики наблюдаться вообще не будет.

Радиоловитель: Стало быть, граница полосы пропускания зависит от уровня сигнала?

Да, если ее эту границу понимать в смысле сохранения линейности передачи. Радиоловитель-практик и по опыту хорошо знает: в таких схемах, при превышении определенной частоты входных колебаний, никогда не наблюдается просто спад амплитуды на выходе, а всегда появляются искажения.

Радиоловитель: Но повсюду пишут о расширении полосы пропускания за счет обратной связи...

При этом упускают из виду: спад амплитудно-частотной характеристики, обусловленный параметрами активной части ДУ, означает резкое возрастание напряжения ошибки, схема просто оказывается перегруженной. Анализ частотных свойств усилителей с общей ООС на базе линейной модели, как правило, вообще недопустим!

Выше мы разобрались в том, как оценить гарантированную верхнюю граничную частоту работы схемы в режиме большого сигнала при испытании ее синусоидальным колебанием. Однако это мало что даст для выяснения реакций структур на нестационарное воздействие, например, импульс на входе. В таких случаях полезнее не частотный, а временной подход.

8.4. Динамические свойства схем

Скорость нарастания

Реальная электронная схема не способна воспроизвести на выходе скачок напряжения (тока) с бесконечной крутизной фронта. Этому препятствует ряд факторов, ограничивающих предельную величину $V_U = [dU_{\text{ВЫХ}}(t)/dt]_{\text{max}}$ так называемой скорости нарастания (или спада) выходного напряжения. Существенно то, что для одной и той

Радиолюбитель: *Вывод представляется очевидным.*

По мере нарастания выходного напряжения величина V_U^+ будет изменяться в зависимости от вида вольтамперной кривой нагрузки.

Радиолюбитель: *А если нагрузка — резистор?*

Тогда просто: $I_H = U_{ВЫХ} / R_H$, ток нагрузки увеличивается по мере заряда. Значит, даже для более удачного варианта рис. 8.10, а ток заряда будет, к сожалению, снижаться с нарастанием $U_{ВЫХ}$.

Радиолюбитель: *Значит, наилучшие динамические свойства соответствуют высоким уровням выходного напряжения?*

Да, это следует из (8.8). Возможно, это не вызовет проблем в реальных случаях (например, передача импульса с экспоненциальным передним фронтом).

Радиолюбитель: *Кажется, что вариант с эмиттерным повторителем (рис. 8.10, б) должен быть значительно лучше...*

Он значительно хуже! Здесь даже при $I_H = 0$ емкость C_H заряжается практически экспоненциально (см. 8.9).

С ростом $U_{ВЫХ}$ допустимая схемой скорость нарастания напряжения стремится к нулю, отсюда — возможные искажения переднего фронта входного воздействия (там, где значение V_U^+ уже недостаточно): так, как это показано на рис. 8.11.

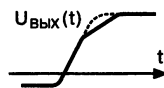


Рис. 8.11. Заряд емкости нагрузки вызовет искажения фронта

Разумеется, поправить дело может использование повышенного потенциала E для питания резистора R на рис. 8.10, б, или даже генератор тока в качестве нагрузки перед выходного транзистора. Проверьте, что изменится при этом в соотношении (8.9).

Разряд емкости нагрузки

Он гарантируется правильным выбором балластного резистора R_B (см. рис. 8.12, а), ведь он и образует путь разряда.

Радиолюбитель: *Емкость разряжается еще и через нагрузку.*

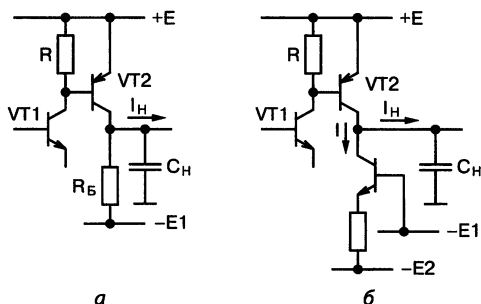


Рис. 8.12. Балластный резистор может не обеспечить быстрого разряда C_H (а); предпочтительнее генератор балластного тока (б)

Возможно. Но ведь нагрузка может быть высокоомной. А может даже давать ток, наоборот, заряжающий емкость.

Легко проследить по схеме, что в самом крайнем случае, когда выходной транзистор почти закрыт:

$$I_{PA3P} = \frac{U_{ВЫХ} + E1}{R_B} + I_H. \quad (8.10)$$

Здесь положительное направление I_H отвечает втекающему в нагрузку току (а противоположное направление будет препятствовать разряду емкости). Снижению уровня потенциала на выходе соответствует уменьшение разрядного тока, что грозит искажениями нижней части спада импульсного сигнала, как на рис. 8.13.

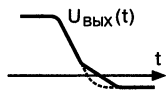


Рис. 8.13. Разряд емкости нагрузки — причина искажений спада импульса

Заменив разрядный резистор генератором балластного тока, мы несколько улучшим динамику схемы (см. рис. 8.12, б), так как теперь уже:

$$I_{PA3P} = I + I_H \quad (8.11)$$

Когда нагрузкой является омическое сопротивление, получается:

$$I_{PA3P} = I + U_{ВЫХ} / R_H.$$

Хорошо видно: чем шире должен быть диапазон уровней на выходе схемы (в сторону отрицательных значений $U_{ВЫХ}$), тем труднее обеспечить заданный предел на скорость спада V_U^- .

Радиолюбитель: Значит, надо увеличивать балластный ток.

Увы, это приведет к добавочной нагрузке на выходной транзистор во время положительного фронта. То есть к уменьшению гарантированной скорости нарастания!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же быть?*

Считают иногда оправданным применение уже упоминавшихся двухполярных выходных каскадов. Они работают для любого из перепадов сигнала так же, как рассмотренные нами в качестве примера схемы — для положительного фронта.

Схем двухполярных каскадов предложено множество; в каждой из них как заряд, так и разряд емкости нагрузки происходит через открытый транзистор.

Быстродействие выходного транзистора

Разумеется, динамические свойства схем с общей обратной связью будут ограничены даже при работе на чисто активную нагрузку. А основным фактором, влияющим на возможности схемы воспроизводить нарастания и спады напряжений, окажется в большинстве случаев быстродействие транзистора последнего каскада.

Как указывалось ранее, для нестационарных воздействий инерционность транзистора бывает удобно связывать с постоянной времени τ . Она характеризует процесс экспоненциального установления тока коллектора $I_K(t)$ при скачке базового тока. Так, если происходит известное изменение коллекторного тока, то значение тока базы реального транзистора в данный момент времени определяется следующим образом:

$$I_B(t) = \frac{I_K(t)}{h_{21Э}} + \frac{\tau}{h_{21Э}} \frac{dI_K(t)}{dt}, \quad (8.12)$$

где $h_{21Э}$ — статическое значение параметра. Базовый ток, по сравнению с безынерционной моделью (ей соответствует первое слагаемое), имеет добавок:

$$\Delta I_B = \frac{\tau}{h_{21Э}} \frac{dI_K(t)}{dt}. \quad (8.13)$$

Он связан с постоянной времени реального транзистора, и скоростью нарастания (спада) тока с учетом знака производной.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Откуда взялись такие формулы?*

А вы изучали в вузе преобразование Лапласа?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Да, припоминаю.
Что-то довольно
хитрое.*

Если вы попытаете припомнить, то легко проверите (8.12). Во всяком случае, характер тока базы иллюстрируется рис. 8.14.

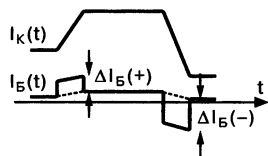


Рис. 8.14. При воспроизведении фронтов — базовый ток оконечного транзистора имеет выбросы обоих направлений

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но я вижу, между прочим, что I_B в процессе спада даже сменяет направление на противоположное!*

И это вполне может соответствовать действительности.

Итак, для того, чтобы благополучно передавать фронты сигнала с заданной крутизной, диапазон токов базы выходного транзистора должен обеспечиваться с запасом, равным ΔI_B в каждую сторону (рис. 8.14). А это, как и прежде, накладывает соответствующие требования на предвыходной каскад: он не должен выходить из активного режима даже в случае минимального из возможных значений $h_{21Э}$. И, разумеется, качественная оценка, данная нами ранее в отношении их частотных свойств, остается вполне справедливой и теперь.

Например, для прибора 2Т608Б мы ранее уже получили: $f_T \geq 200$ МГц. А, зная, что для него же: $h_{21Э} = 40—160$, в наихудшем случае постоянную времени имеем равной — по формуле (5.7):

$$\tau = h_{21Э} / 2\pi f_T = \frac{160}{6,28 \cdot 200} = 0,12 \text{ мкс.}$$

Это будет верхней оценкой; фактическое значение в большинстве случаев намного меньше.

Между прочим, нетрудно теперь переписать и формулу для непосредственного расчета величины выброса базового тока известного транзистора, если требуется обеспечить заданную величину параметра V_I :

$$\Delta I_B = V_I / 2\pi f_T. \quad (8.15)$$

Бросок тока нагрузки

Случай переменной нагрузки на выходе — не редкость в электронных устройствах, и, в ряде случаев, необходимо, чтобы линейный режим не нарушался в моменты скачков тока, иначе неизбежны нежелательные «всплески» выходного напряжения.

Расчет допустимой величины $V_I = dI_H / dt$ ведется, как и ранее, с учетом того, что коммутация нагрузки приводит к появлению выброса базового тока выходного транзистора (относительно его величины в установившемся режиме) на $(dI_K / dt) / 2\pi f_T$.

Не следует упускать из вида, что этот выброс возможен и в направлении, противоположном обычному направлению тока! Оценку проводят, конечно, для $U_{\text{вых}} = \text{const}$, но обязательно надо убедиться, что предвыходной каскад способен обеспечить требуемый ток базы при любом уровне напряжения на выходе (в пределах рабочего диапазона).

В качестве конкретной реализации изложенных общих принципов — стоит рассмотреть теперь стабилизаторы напряжения.

8.5. Аналоговая стабилизация напряжения

Создаем стабилизатор

Трудно найти электронное устройство, где не применялись бы стабилизаторы напряжения. И, тем не менее, ошибки здесь нередки. Поэтому есть смысл не ограничиваться отсылкой к имеющейся в достатке литературе, а указать все же на особенности этого класса линейных схем с общей обратной связью. Мы подчеркнем те моменты, которые чаще всего упускают.

По существу аналоговый стабилизатор напряжения является повторителем (либо масштабным усилителем) высокостабильного опорного напряжения — вот и определена структура схемы... Но для успеха этого недостаточно.

Сетевой выпрямитель

Ошибку в расчете выпрямителя, предшествующего стабилизатору (рис. 8.15, а), не исправить потом никакой, даже самой «усиленной», стабилизацией. Чтобы такого не случилось, необходимо ясно представлять соотношения уровней напряжений, как они изображены (для синусоидального питающего напряжения) на рис. 8.15, б. И, в первую очередь, форму выходного напряжения сетевого выпрямителя.

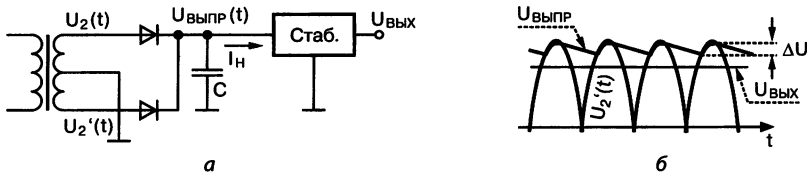


Рис. 8.15. Нижний уровень пульсаций на входе стабилизатора (а) должен оказаться выше требуемого выходного напряжения (б)

Как видно, на пиках напряжения вторичной обмотки конденсатор фильтра заряжается почти до амплитудного значения u_2 . Точнее:

$$U_{\text{ВЫПР.max}} = u_2 - U_{\text{ПР.}}$$

Прямое падение напряжения на диодном вентиле $U_{\text{ПР}}$ — его важнейший справочный параметр. Обычно оно не превышает 1 В для кремниевых диодов, а в случае мостового выпрямителя эту величину надо удвоить.

В промежутке между соседними пиками конденсатор разряжается на нагрузку. Считая процесс разряда линейным, а его длительность равной половине периода частоты сети (для двухполупериодного выпрямителя), получаем спад напряжения на емкости:

$$\Delta U \approx I_H \Delta t / C, \quad (8.16)$$

где, например, $\Delta t = 0,01$ с для частоты сети 50 Гц. Уровень минимумов выпрямленного напряжения будет равен:

$$U_{\text{ВЫПР.min}} = U_{\text{ВЫПР.max}} - \Delta U.$$

Радиолюбитель: В книгах даются более сложные формулы, чем (8.16).

Потому что их авторы принимают процесс разряда конденсатора экспоненциальным.

Радиолюбитель: Да ведь так оно и есть!

Да — для омической нагрузки. А откуда вы взяли, что она такова?

Радиолюбитель: Не знаю...

К тому же мы здесь пренебрегли тем, что длительность разряда все же меньше полупериода — сколько-то длится и заряд.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вот видите!*

Но принятые нами допущения приведут просто к тому, что вычисленный по (8.16) размах пульсаций ΔU получится слегка завышенным. И прекрасно: это обеспечит полезный запас.

Учитесь упрощать расчеты, принимая модели, которые будут заведомо не лучше реальности (помните, мы об этом говорили?)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Да я не против.*

Принцип аналоговой стабилизации состоит в гашении излишнего напряжения. Однако невозможно добавить недостающего! Поэтому в любой момент времени должно соблюдаться: $U_{\text{ВЫПР}}(t) > U_{\text{ВЫХ}}$.

Некоторые источники питания (например, преобразователи постоянного напряжения в переменное в составе DC/DC конвертеров) выдают почти прямоугольные колебания, что намного снижает требования к величине фильтрующей емкости. В такой ситуации за Δt следует брать длительность фронтов колебаний.

Коэффициент полезного действия

Минимально допустимая разница ($U_{\text{ВЫПР.min}} - U_{\text{ВЫХ}}$) определяется конкретной схемой стабилизатора, но, во всяком случае, не может быть меньше 1—2 В. Неоправданное повышение выпрямленного напряжения снижает КПД схемы: ведь мощность, равная $(U_{\text{ВЫПР.min}} - U_{\text{ВЫХ}}) \cdot I_H$, рассеиваемая регулирующим транзистором, теряется впустую! Кроме всего прочего, это связано с проблемой отвода тепла. Но нельзя и балансировать «на грани»: стабилизатор напряжения должен быть таковым. То есть обеспечивать работоспособность и при сниженном до заданного предела первичном напряжении.

Впрочем, эти соображения иногда отступают перед соблазном, увеличив u_2 , сэкономить на величине емкости конденсатора фильтра.

Итак, при заданном токе нагрузки I_H разработчику придется позаботиться о соответствующем выборе величин u_2 и C , чтобы их сочетание, как минимум, обеспечивало работоспособность стабилизатора. Хорошо фиксируемые осциллографом «лунки» на выходном напряжении будут свидетельствовать о том, что автору конструкции не удалось этого добиться. Подобный «стабилизатор» лучше было бы не делать вообще.

Опорное напряжение

Оно создается обычно кремниевым стабилитроном, через который задан ток. От качества источника опорного напряжения на девять десятых будут зависеть параметры стабилизатора.

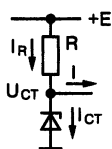


Рис. 8.16. Чем ближе E к напряжению стабилизации, тем чувствительнее схема к нестабильности этого напряжения

Первое, чему надо уделить внимание, — это режим стабилитрона. Технической документацией оговорен диапазон допустимых токов I_{CT} (рис. 8.16), обычно широкий. С другой стороны, для часто применяемого включения, изображенного на рис. 8.16, справедливо:

$$I_{CT} = I_R - I = \frac{E - U_{CT}}{R} - I. \quad (8.17)$$

Что вы усматриваете в этой формуле?

Радиолюбитель: Я замечаю обилие знаков «минус», а это всегда настораживает.

Верно: это отражает высокую чувствительность тока стабилитрона к изменению различных факторов.

Радиолюбитель: Каких именно?

Таких факторов столько, сколько независимых переменных в (8.17): нестабильность питающего напряжения E и входного тока ДУ I , разброс фактических величин напряжений стабилизации U_{CT} и сопротивлений резистора R . Как всегда, следует убедиться в том, что значение I_{CT} не выходит за допустимые пределы даже при самых неблагоприятных сочетаниях.

И основной проблемой оказывается то, что сравнительно небольшая нестабильность напряжения питания E может вызвать изменение разности $(E - U_{CT})$ в несколько раз! Снизить столь высокую чувствительность поможет увеличение E , по этой причине для питания стабилитрона не довольствуются порой имеющимся уже выпрямителем, а устраивают отдельный выпрямитель с повышенным напряжением.

Так как источник опорного напряжения определяет потенциальные точностные параметры всей схемы, то им мы займемся далее.

Стабильность опоры

Возможная нестабильность величины U_{CT} связана с изменениями тех же самых величин, о которых мы говорили в связи с (8.17). Два фактора: температурная нестабильность сопротивления R и температурный дрейф рабочей ветви характеристики стабилитрона — устраняются (в случае необходимости) использованием прецизионных элементов.

Степень влияния изменений питающего напряжения E на опорное напряжение зависит от паспортного параметра стабилитрона — дифференциального сопротивления r_{CT} . Обычно приводится верхний предел этой величины с указанием тока I_{CT} при котором производится замер (а вообще с ростом тока r_{CT} падает).

Пусть на схеме рис. 8.16 стабилитрон типа 2C117T, $U_{CT} = 6,4$ В, $R = 2,2$ кОм. Нестабильность U_{CT} легко оценить для известных пределов изменения напряжения питания. Так при $E = 15...30$ В диапазон тока I_R будет заключен между 4 и 10,7 мА. Если $I \approx 0$, а $r_{CT} \leq 20$ Ом, то получаем, что при колебаниях напряжения питания в указанных пределах изменение опорного напряжения может достигать:

$$\Delta U_{CT} = \Delta I_{CT} r_{CT} = 6,7 \cdot 20 = 130 \text{ мВ.}$$

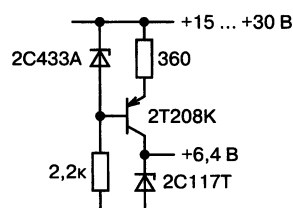


Рис. 8.17.
Стабилизированный генератор тока делает опорное напряжение независимым от первичного питания

Как быть, если такая величина недопустима? Применить каскадное включение двух ячеек со стабилитронами. Но значительно удобнее использовать стабилизированный генератор тока — рис. 8.17.

Влияние на опорное напряжение изменений входного тока усилителя I оценивается, аналогично, как $\Delta I r_{CT}$.

Радиолюбитель: Ну, ток входа несущественен, и, следовательно, на этом расчет нестабильности закончен.

Это не так: чуть ниже мы рассмотрим вариант, в котором только данный ток (вытекающий из входа) и питает стабилитрон.

Изменения тока входа могут быть вызваны:

- ♦ во-первых, изменением тока нагрузки от $I_{H \min}$ до $I_{H \max}$, следствием будет влияние этого тока на выходное напряжение стабили-

затора. Уменьшить его возможно увеличением общего усиления ДУ по току dI_H / dI .

- ♦ **во-вторых**, изменением питающего напряжения от наименьшего до наибольшего, следствием будет дополнительная зависимость стабилизированного напряжения от первичного. Уменьшить ее можно схемотехническими приемами, стабилизирующими ток входа.

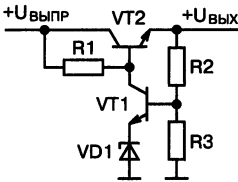


Рис. 8.18. Стабилизатор питается эмиттерным током VT1

Разберем эти приемы на типичной для стабилизатора схеме (рис. 8.18). Это знакомый масштабный усилитель, только здесь стабилизатор является источником входного напряжения. Очевидно:

$$I_{CT} = I_{Э1} \approx I_{К1} = (U_{ВЫП} - U_{ВЫХ} - U_{БЭ2}) / R1 - I_{Б2}.$$

Ток базы VT2 рассчитывается просто:

$$I_{Б2} \approx I_H / h_{21Э2}.$$

Учтя минимально гарантированное значение коэффициента передачи тока транзистора VT2, мы получим верхнюю границу для $I_{Б2}$, которую удобно использовать для оценки возможного влияния нагрузки.

В самом деле: пределы изменения $I_{Б2}$ при известных колебаниях тока нагрузки определяют ту величину $\Delta I_{CT} = \Delta I_{К1} \approx \Delta I_{Б2}$, от которой зависят:

- ♦ колебания опорного напряжения $\Delta U_{CT} = \Delta I_{CT} \cdot r_{CT}$;
- ♦ колебания напряжения ошибки усилителя $\Delta U_{БЭ1} = \Delta I_{CT} / S_1$.

И первое, и второе равно приводят к изменениям выходного напряжения. Не следует забывать, конечно, что, как для масштабного усилителя:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{R2 + R3}{R3} (\Delta U_{CT} + \Delta U_{БЭ1}) = \frac{R2 + R3}{R3} \cdot \Delta I_{Б2} (r_{CT} + 1/S_1). \quad (8.18)$$

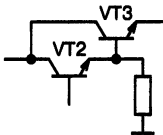


Рис. 8.19. Уменьшение влияния нагрузки достигается повышением усиления по току

Если нестабильность напряжения (8.18), вызванная непостоянством нагрузки, получается слишком большой, есть смысл уменьшить ток базы VT2, например, применением составного транзистора (рис. 8.19). Подумайте, какой важнейший неучтенный нами фактор будет определять теперь воздействие тока нагрузки на величину U_{CT} , а тем временем мы пойдем дальше.

Из соотношения (8.17) очевидно, что чем меньше разница между $U_{\text{выпр}}$ и $U_{\text{вых}}$, тем сильнее влияет первичное напряжение на ток, проходящий через стабилитрон. Более того: тем сильнее влияет на этот ток величина входного напряжения регулирующего транзистора $U_{\text{БЭ2}}$, зависящая от тока нагрузки.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это и есть дополнительный фактор, о котором вы упоминали?*

Точно. Радикальное решение состоит в том, чтобы заменить резистор $R1$ схемой генератора тока (рис. 8.20).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Думаю, что эта схема потребует запаса входного напряжения. Пострадает КПД...*

Да, величина ($U_{\text{ВЫПР. min}} - U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{БЭ2}}$) не может быть теперь меньше того предела, при котором насыщается транзистор VT3 (напряжения стабилизации вспомогательного стабилитрона). Поэтому всегда желательно иметь для питания базовой цепи регулирующего транзистора дополнительный выпрямитель, дающий повышенное напряжение.

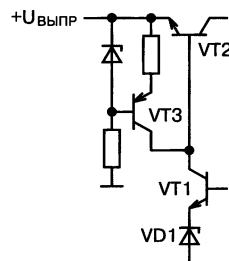


Рис. 8.20. Генератор тока:
потенциалы в схеме не
влияют на ток опорного
стабилитрона VD1

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Но если будет такой выпрямитель, тогда удастся обойтись и без генератора тока!

Вполне возможно — расчет покажет.

Дрейф напряжения ошибки

Уже указывалось, что изменения входного напряжения усилителя постоянного тока (т. е. напряжения ошибки) могут быть вызваны: колебаниями выпрямленного напряжения, непостоянством тока нагрузки...

Нельзя забывать и про температурный дрейф напряжения база-эмиттер. В заданном диапазоне температур окружающей среды эта нестабильность ($\Delta U_{\text{БЭ}}$) может вызвать недопустимые изменения $U_{\text{ВЫХ}}$.

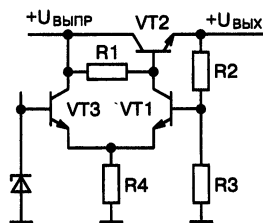


Рис. 8.21.
Дифференциальное
включение
компенсирует дрейф $U_{БЭ}$

Для нерегулируемых стабилизаторов (фиксированное синфазное напряжение) компенсация напряжения ошибки может быть упрощенной: применением компенсирующего транзистора, поставленного в такой же режим — как, например, на рис. 8.21. Здесь, разумеется, сумма токов транзисторов $VT1$ и $VT3$ равна $(U_{СТ} - 0,7 В) / R4$.

Уровень пульсаций

Собственно говоря, пульсации выпрямленного напряжения входят в общую нестабильность первичного напряжения.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Так ведь мы проследили, каким образом учитывается влияние этой нестабильности (будь она долговременной или действующей с удвоенной частотой питающей сети), наметили возможные пути ее снижения; о чем же разговор?

Нередки случаи, когда медленная нестабильность выходного напряжения блока питания все-таки не столь опасна.

А вот наложенные на него низкочастотные пульсации могут оказаться, например, в рабочем диапазоне частот питаемой усилительной схемы. И тогда пытаются, не усложняя существенно стабилизатор, как-то снизить уровень пульсаций опорного напряжения.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вероятно, можно просто включить фильтрующую емкость параллельно стабилитрону (рис. 8.22, а).

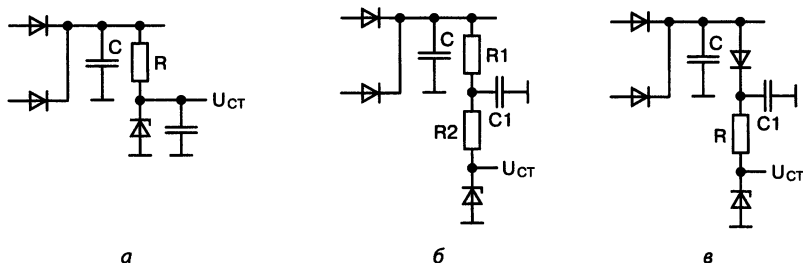


Рис. 8.22. Ошибка: включение фильтрующего конденсатора параллельно стабилитрону бессмысленно (а); следует использовать RC фильтр (б) или повторное выпрямление (в)

Часто так и поступают. Эффект, разумеется, равен нулю: сопротивление стабилитрона для переменной составляющей тока и без того мало.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А присоединить конденсатор параллельно выходу стабилизатора?*

Еще более нелепо.

Чтобы наилучшим образом проявился эффект фильтрующего конденсатора, следует разделить балластный резистор на две равные части, как на рис. 8.22, б, где $R1 = R2 = 0,5R$. Амплитуда первой гармоники пульсаций на емкости $C1$ будет в $\pi fRC1$ раз меньше, чем на выходе выпрямителя.

Если балластный резистор и без того имеет небольшой номинал, тогда проверьте, не даст ли лучшие результаты фильтр с диодом (рис. 8.22, в), величину пульсаций на выходе которого оцените, как и для обычного выпрямителя, по (8.16).

Коммутация нагрузки

Подключение и отключение потребителей связано с мгновенными бросками выходного тока стабилизатора, которые, разумеется, не могут быть отработаны схемой. Значит, возможны нежелательные всплески напряжения, к примеру, в моменты переключения логических микросхем.

Чтобы защититься от этих всплесков, нередко предусматривают емкость на выходе стабилизатора, так, как показано на рис. 8.23. Ее роль — ограничить величину V_p , связанную с бросками тока нагрузки. Вряд ли кто-то отважится утверждать, что величину этой емкости выбирают расчетным путем. И, тем не менее, простейший анализ был бы поучительным.

Допустим, что в стабилизаторе (рис. 8.23) произошло скачкообразное увеличение тока нагрузки $I_H = 20$ мА на величину $\Delta I_H = 5$ мА. Начинается разряд выходного конденсатора так, что:

$$\frac{dU_{ВЫХ}}{dt} = \frac{\Delta I_H}{C}.$$

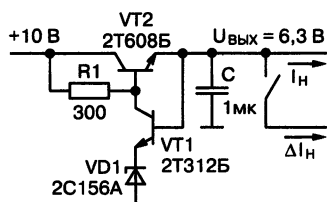


Рис. 8.23. Выходной конденсатор предотвращает всплеск напряжения при коммутации нагрузки

В схеме, представленной на рис. 8.23, этот процесс оказывается непосредственно на входе ДУ: $dU_{ЭБ1} / dt = dU_{ВЫХ} / dt$, что вызывает нарастание выходного тока (т. е. тока эмиттера VT2) со скоростью, определяемой крутизной усилительной схемы:

$$\frac{dI_{Э2}}{dt} = S_y \frac{dU_{ЭБ1}}{dt}.$$

Если окажется, что это, полученное из линейной модели, значение скорости нарастания тока не может быть реально обеспечено схемой, значит, моменту коммутации нагрузки будет соответствовать провал $U_{ВЫХ}$.

Для рис. 8.23 легко получить (считая, что $dI_{Б2} \approx dI_{К1}$):

$$S_y = \frac{dI_{Э2}}{dU_{ЭБ1}} \approx \frac{dI_{К1}}{dU_{ЭБ1}} \frac{dI_{Э2}}{dI_{Б2}} \approx S_1 h_{21Э2}.$$

Полагая $h_{21Э} \approx 40$ для прибора 2Т608Б, и учитывая, что при $I_{К1} = 10 \text{ мА}$ $S_1 = 400 \text{ мА/В}$, получаем:

$$S_y = 40 \cdot 400 = 16 \text{ А/В}.$$

Чтобы сохранялась линейность схемы в момент скачка тока, для нее должна быть обеспечена скорость нарастания:

$$V_I \geq \frac{dI_{Э2}}{dt} = 16 \cdot \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} = 80 \text{ мА/мкс},$$

а весь переходный процесс будет длиться менее 0,1 мкс.

Иной и не подозревает, что с увеличением усиления в петле обратной связи стабилизатора напряжения возрастают требования к его динамическим свойствам. «Высококачественные» схемы питания, использующие сложные операционные усилители, вообще не способны отслеживать пульсации нагрузки! В таких случаях функция конденсатора состоит лишь в том, чтобы поддержать на какое-то время выходное напряжение в разумных пределах; о точности этого параметра не идет и речи.

Оценим наибольший бросок базового тока транзистора VT2 в рассматриваемой схеме, учитывая, что выше для 2Т608Б было получено: $f_T \geq 200 \text{ МГц}$.

$$\frac{dI}{dt} \cdot \frac{1}{2\pi f_T} = \frac{80}{6,28 \cdot 200} = 0,06 \text{ мА}.$$

Выброс тока базы регулирующего транзистора оказался незначительным по сравнению со статическим значением тока в цепи коллектора $VT1$ (несколько $мА$): нарушения точности выходного напряжения в момент скачка нагрузки не предвидится, величина C достаточна.

8.6. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Вот пример, вычитанный из книги. В усилителе с $K_U = 200$ нелинейные искажения составляют 10%. Снизить их до 1% легко: достаточно ввести обратную связь с учетом того, что:

$$U_{\Pi}' / U_{\Pi} = 1 / (1 + K_U \beta),$$

где U_{Π} и U_{Π}' — прежнее и новые значения напряжений эквивалентной помехи, а β — коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи. Подсчет дает $\beta = 0,045$. Почему вы не говорили о таких вычислениях?

А если подумать? Нелинейные искажения в усилителе означают: K_U вовсе не является константой, как наивно полагается в выкладках! В частности, если искажения вызваны каким-либо видом ограничения в активных приборах, их не снизить никакой обратной связью (при заданных уровнях сигнала на выходе).

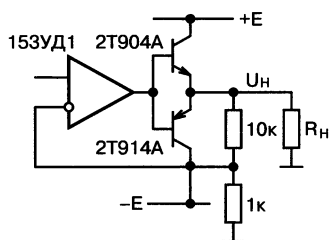


Рис. 8.24. Широкополосный усилитель?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Приятель решил собрать аудиоусилитель (рис. 8.24) для частот 20 Гц — 20 кГц. На всякий случай он даже взял СВЧ транзисторы. Удивительно простая схема!

Посмотрите внимательно: при передаче непрерывных двухполярных колебаний неизбежны моменты размыкания обратной связи (когда оба транзистора закрыты). На рис. 8.25, а показан процесс на базах транзисторов $U_B(t)$ в идеализированной схеме.

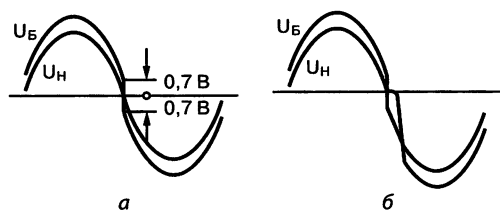


Рис. 8.25. Точное воспроизведение колебаний требует мгновенных скачков базового напряжения (а); в реальной схеме сигнал искажается (б)

Реальный операционный усилитель не может, конечно, воспроизвести мгновенные скачки напряжения величиной около 1,4 В. Можно было бы, пожалуй, удовлетвориться, если бы переходный процесс занимал, скажем, до 5% от длительности полуволны колебаний (25 мкс

для $f = 20$ кГц), т. е. до 1,2 мкс. Но даже для этого ОУ должен обладать предельной скоростью нарастания по выходу более 1 В/мкс.

У примененной микросхемы 153УД1 гарантированное значение V_U во много раз меньше. Искажения на частоте 20 кГц будут, конечно, куда большими, чем показанные на рис. 8.25, б.

Радиолюбитель: В блоке питания стабилитрон должен, по моему замыслу, питаться уже стабилизированным напряжением (рис. 8.26). Но макет не работает... В чем дело?

При подаче питания — на выходе схемы и не может возникнуть другого напряжения, кроме нуля: проследите, что состояние «все транзисторы закрыты» является вполне устойчивым. Изменение схемы (рис. 8.27) избавит от этого недостатка, сохраняя вашу (безусловно, полезную) идею.

Радиолюбитель: Сделал 12-вольтовый выпрямитель, но выпрямленное напряжение равно почему-то 16 В! Проверяю вольтметром вторичную обмотку трансформатора — требуемые 12 В налицо. Откуда лишнее напряжение?

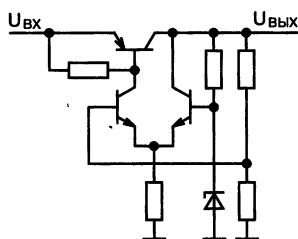


Рис. 8.26. Почему на выходе ноль?

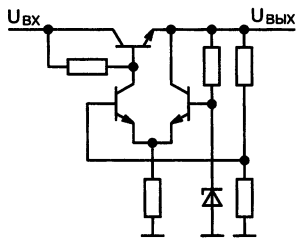


Рис. 8.27. Здесь «начальный старт» гарантирован

Вы забыли, что шкалы вольтметров переменного тока градуируются в эффективных значениях синусоидальных напряжений. Показание, равное 12 В , соответствует амплитуде напряжения $12\sqrt{2} = 17\text{ В}$! Надо уменьшать число витков.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мой друг — радиолюбитель собирает усилитель мощности класса А. Ток покоя транзистора (рис. 8.28) стабилизирован на уровне 1,5 А. Только вот усилитель почему-то отказывается у него работать. В чем причина?*

В «чересчур сильной» стабилизации. Вспомогательный транзистор, стабилизирующий ток коллектора, подавляет также и составляющую полезного сигнала. Надо включить фильтрующее звено (рис. 8.29).

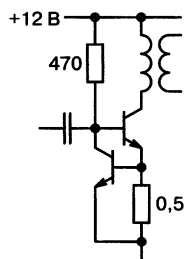


Рис. 8.28. Как заставить усилитель усиливать?

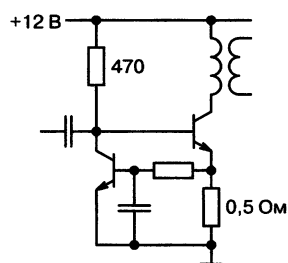


Рис. 8.29. RC звено устраняет отрицательную обратную связь по сигналу

МНОГОКАСКАДНЫЕ АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ

Вопросы совместимости разработанных по отдельности каскадов часто выпадают из поля зрения, в крайнем случае, говорят о каком-то «согласовании». Но ошибки приводят к тому, что сопрягаемые каскады неправильно функционируют в цепочке.

В этом «Шаге» разъясняется, что такое совместимость по информации, и какими решениями она достигается. Ошибки в сопряжении каскадов оборачиваются и другой стороной: воздействием помех и даже самовозбуждением. Если не понимать причин явлений, то борьба с ними окажется безуспешной. Но проблемы легко снимаются правильными схемными решениями.

Разобраны интересные практические ситуации, например, когда эмиттерный повторитель не является таковым.

9.1. Совместимость по информации

Система и подсистемы

Привычно считать, что электронная схема составлена, как из кубиков, из отдельных каскадов.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А разве разработка устройства не начинается с подразделения на функциональные узлы?

В принципе, это так: оптимизацию всей схемы как целого можно разве что вообразить в качестве идеала. Реальной задачей является разработка каждого из «кубиков» в отдельности. Собственно, чему и были посвящены предыдущие «Шаги».

Однако специалисты, владеющие основами так называемого «системного подхода», предвидят тут некоторую трудность.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Какую?*

Разработчик вынужден постоянно обращаться к заданным для системы техническим требованиям, чтобы наилучшим образом выбрать параметры ее составных частей (подсистем).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не понимаю. Допустим, мы задумали радиоприемник. Зададим коэффициенты усиления каскадов...*

Но ведь это оптимизационная задача, требующая учета комплексного показателя качества. В самом деле: масса, стоимость, надежность будущего аппарата, вероятно, не менее важны, чем электрические параметры (чувствительность, наличие и степень подавления паразитных каналов приема, уровень перекрестных помех и т. п.) Да и последние могут противоречить друг другу.

Разработчик, придумавший «хорошие» каскады для своего аппарата, не закончил дело, а сделал только первый шаг. Еще не раз придется ему пересмотреть схему, проводя оценку различных характеристик получившегося устройства, пробуя добиться наилучшего их сочетания изменением схем отдельных каскадов. Возможно, он придет в результате к решению переработать и функциональную схему (забраковав всю прежнюю работу), чтобы радикально повысить эффективность устройства в целом.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это, вероятно, следствие неопытности.*

Наоборот, этот-то путь и позволяет хотя бы отчасти приблизиться к оптимуму системного показателя качества.

И первым из тех факторов, которые придется учитывать тому, кто составляет сложную схему из элементарных «кубиков», будет взаимодействие, взаимовлияние каскадов. Возникающим здесь проблемам и посвящен этот «Шаг».

«Согласование» каскадов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Не понимаю, почему вы взяли кавычки этот привычный по литературе термин...*

Просто хочется привлечь внимание к ошибкам, бездумно допускаемым в простом, казалось бы, вопросе. Говоря о правильном согла-

совании выхода одного каскада с входом другого, мы подразумеваем, конечно же, определенный критерий «правильности»?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Разумеется: равенство выходного сопротивления источника сигнала входному сопротивлению приемника ($R_{\text{и}} = R_{\text{вх}}$). Все мы читали, что при этом достигается передача максимума мощности полезного сигнала.*

Но как раз это-то (кроме редких случаев) не слишком важно.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вот тебе раз! Почему?*

Потому что усиление транзистора по мощности (если только речь идет не о сверхвысоких частотах) достаточно велико, чтобы на первый план выдвигались совсем другие показатели качества.

Даже во входных каскадах высокочувствительных приемно-усилительных устройств, где, казалось бы, наилучшее использование мощности сигнала гарантирует минимальный уровень шумов, дело в действительности обстоит сложнее — этот вопрос пояснен в самом конце.

А нам здесь, рассматривая задачу сопряжения каскадов, нельзя забывать главного: и входные, и выходные сопротивления в схемах являются принципиально нелинейными, да еще и весьма неопределенными. Поэтому указанная задача интересует нас, прежде всего, с точки зрения сохранения расчетных свойств каскадов при их стыковке. То есть, информационной совместимости каскадов.

Информационные электрические величины

Вопрос, какое из четырех приведенных ниже приближенных соотношений характеризует работу эмиттерного повторителя?

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}}; \quad (9.1)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВХ}} h_{21Э} R_{\text{Н}};$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} R_{\text{Н}};$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВХ}} h_{21Э}.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Странно... Пожалуй, абсолютно каждое! В каждом — выходная электрическая величина (напряжение или ток) связана со входной.*

Совершенно верно.

Но лишь первое (9.1) отражает существо передаточных свойств рассматриваемого каскада, будучи свободным, к тому же, от участия параметров транзистора и нагрузки. Входящим сюда величинам (входному и выходному напряжению) мы придаем смысл электрических аналогов передаваемой информации.

Для каждого из каскадов, рассмотренных нами, всегда давалась формула, связывающая информационные величины: например, выходной ток со входным напряжением (для преобразователя напряжения в ток), выходное напряжение со входным током (для преобразователя тока в напряжение)...

И, скажем, в последнем случае напряжение на входе вовсе не является информационной величиной. Оно не обязано быть в строгом соответствии с полезным сигналом!

Когда упускают из виду такие вещи, следствием является ошибочная стыковка цепей с разнородными информационными электрическими величинами. Проиллюстрируем это примерами.

Связь напряжение-напряжение

В усилительной схеме (рис. 9.1, а) низкоомный выход преобразователя тока в напряжение чрезмерно нагружен низким входным сопротивлением аналогичного каскада. Выигрыш в усилении получается ценой неверного информационного сопряжения (выходная величина первого каскада — напряжение, а входной для второго должен являться ток).

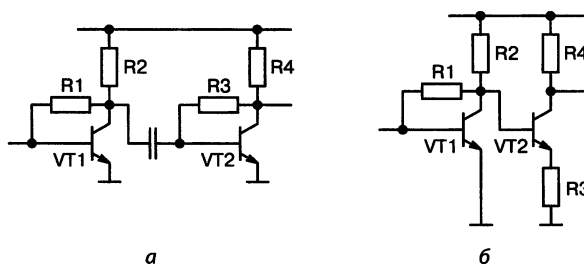


Рис. 9.1. Ошибка: два преобразователя тока в напряжение стыковать нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{вх2} \gg R_{вых1}$ (б)

Результатом стыковки несовместимых каскадов является следующее. В зависимости от соотношения между выходным ($R_{ВЫХ.1}$) и входным ($R_{ВХ.2}$) сопротивлениями смежных каскадов — в одном из них будет нарушено действие обратной связи, и он превратится в обычный каскад максимального усиления.

При $R_{ВЫХ.1} > R_{ВХ.2}$: $u_{ВЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} h_{21Э1} R_3$.

При $R_{ВЫХ.1} < R_{ВХ.2}$: $u_{ВЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} R_1 S_2 R_4$.

В обоих случаях в соотношение, характеризующее передаточные свойства двухкаскадной схемы, вошли параметры транзисторов. Что это означает?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Знаю: нестабильность характеристик передачи, возможность искажений сигналов.*

Верно, но заметьте еще одно. Записанные соотношения никак не вытекают из базовых формул, справедливых для каждого из каскадов до их стыковки:

$$u_{ВЫХ.1} = i_{ВХ.1} R_1; u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.2} R_3.$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А как же должны быть правильно сопряжены каскады?*

Грамотно построенный вариант двухкаскадного усилителя — на рис. 9.1, б.

Здесь справедливо:

$$u_{ВЫХ.1} = i_{ВХ.1} R_1; u_{ВЫХ.2} = u_{ВХ.2} R_4 / R_3.$$

При соединении каскадов состыкованы теперь однородные величины — выходные и входные напряжения, так что $u_{ВХ.2} = u_{ВЫХ.1}$, следовательно:

$$u_{ВЫХ.2} = i_{ВХ.1} R_1 \cdot R_4 / R_3. \quad (9.2)$$

Свойства каскадов при их сопряжении не нарушены.

Связь ток-ток

Высокое входное сопротивление каскада на VT2 на рис. 9.2, а «согласовано», как кажется, с выходным сопротивлением предшеству-

ющего генератора тока. Но в такой схеме состыкованы несовместимые каскады:

$$i_{\text{ВЫХ.1}} = u_{\text{ВХ.1}} / R1, u_{\text{ВЫХ.2}} = u_{\text{ВХ.2}} R3 / R2,$$

$$\text{однако: } u_{\text{ВЫХ.2}} = u_{\text{ВХ.1}} h_{213} R3 / R1$$

(при одинаковых обмотках трансформатора и достаточно большой их индуктивности).

Так как выходной информационной величиной первого каскада является ток, правильнее применить во втором каскаде, например, преобразователь тока в напряжение (рис. 9.2, б):

$$i_{\text{ВЫХ.1}} = u_{\text{ВХ.1}} / R1, u_{\text{ВЫХ.2}} = i_{\text{ВХ.2}} R3,$$

$$i_{\text{ВЫХ.1}} = i_{\text{ВХ.2}}, u_{\text{ВЫХ.2}} = u_{\text{ВХ.1}} R3 / R1. \quad (9.3)$$

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Полагаю, что схема по рис. 9.2, а дала бы большее усиление.

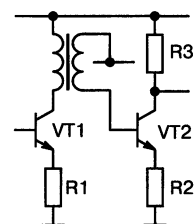
Безусловно. Но меньшее усиление оборачивается высокой стабильностью и отсутствием искажений. Кстати, двухкаскадная схема со связью ток-ток — и есть так называемая **каскадная**.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Я замечаю, что правильное информационное сопряжение предполагает вовсе не равенство сопротивлений соединяемых каскадов, а, наоборот, их резкое различие?

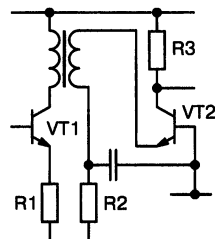
Да. Это требование, впрочем, можно и обойти.

Связи напряжение-ток и ток-напряжение

В знакомом уже нам по рис. 9.1, а двухкаскадном усилителе для правильного сопряжения каскадов введен дополнительный резистор R5 (рис. 9.3), «превращающий в ток» выходное напряжение первого



а



б

Рис. 9.2. Ошибка: два преобразователя напряжения в ток соединять нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{\text{ВХ.2}} \ll R_{\text{ВЫХ.1}}$ (б)

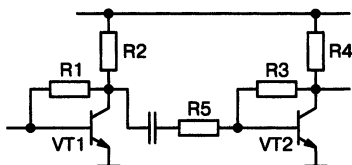


Рис. 9.3. Для правильного сопряжения с входом второго каскада добавлен последовательный резистор

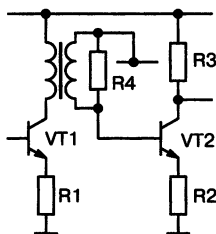


Рис. 9.4. Сопряжение с высокоомным входом достигается параллельным резистором

каскада. Если только обеспечено: $R5 \gg R_{\text{ВЫХ.1}}$ и $R5 \gg R_{\text{ВХ.2}}$, то легко получить:

$$u_{\text{ВЫХ.2}} = i_{\text{ВХ.1}} R1 \cdot R3 / R5. \quad (9.4)$$

Аналогично можно доработать известную по рис. 9.2, а схему, включив параллельный резистор $R4$ как нагрузку первого каскада.

Когда взято: $R4/n^2 \ll R_{\text{ВЫХ.1}}$ и: $R4 \ll R_{\text{ВХ.2}}$, то для усилителя на рис. 9.4 получается:

$$u_{\text{ВЫХ.2}} = u_{\text{ВХ.1}} R4 \cdot R3 / (n R1 \cdot R2). \quad (9.5)$$

Между прочим, в схеме с трансформатором резистор нагрузки обеспечивает еще и равномерность амплитудно-частотной характеристики: как вблизи

резонанса трансформатора, так и на низких частотах — когда снижается индуктивное сопротивление первичной обмотки.

Разветвления

Вопросы совместимости сопрягаемых каскадов играют важную роль при организации разветвлений в схеме. Например, не вызывает сомнений подключение к одному выходу нескольких высокоомных входов следующих каскадов (рис. 9.5, а). Однако для связи типа токов параллельное соединение низкоомных нагрузок противопоказано (рис. 9.5, б).

Радиоловитель: Почему?

Во-первых, трудно обеспечить распределение выходного тока первого каскада в заданной пропорции между отдельными входами.

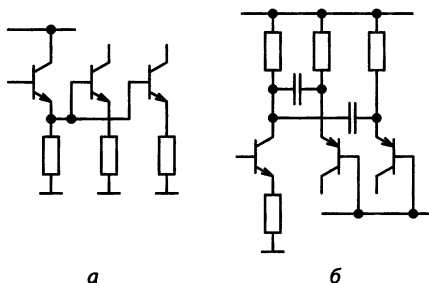


Рис. 9.5. Параллельные высокоомные входы не влияют друг на друга (а); неправильно: токовые входы параллелить нельзя (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Понятно: он будет растекаться обратно пропорционально сопротивлениям входов...*

И учтите, что, вдобавок, из-за нелинейности сопротивлений это распределение, возможно, не обойдется без искажений сигналов.

Два (и более) низкоомных входа совместимы только тогда, когда включены последовательно в цепь, информационной величиной которой является ток.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же можно организовать здесь последовательное включение?*

Например, с помощью разделительных трансформаторов.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ну, это плохой выход.*

Пожалуй. Тогда вот вам приемлемое решение — «размножение» тока предыдущего каскада с помощью «токового зеркала» (рис. 9.6).

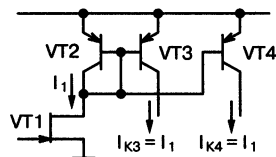


Рис. 9.6. «Токовое зеркало» создает независимые цепи выходного тока

Объединения

Не менее внимательно должны прорабатываться вопросы объединения выходов. Неопытный радиолюбитель, сведя две цепи в одну точку, воображает, что сложил сигналы. Хотя результат существенно будет зависеть как от выходных сопротивлений источников сигналов, так и от входа последующего каскада.

Типичный пример подобного рода «связи» изображен на рис. 9.7 (преобразователь частоты, в котором сигнал гетеродина поступает на вход смесительного транзистора через емкость C_{CB}).

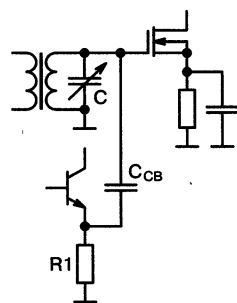


Рис. 9.7. Упрощенное «сложение» сигналов приводит к взаимозависимости цепей

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А что, классическая схема. В чем тут ошибка?*

Во взаимозависимости объединяемых цепей. Из-за малого выходного сопротивления источника колебаний гетеродина конденсатор C_{CB} оказался включенным параллельно колебательному контуру, влияя на

его перестройку по частоте. В свою очередь, эта перестройка не может не воздействовать на уровень колебаний гетеродина на затворе. Этот уровень зависит от коэффициента передачи, равного $C_{CB} / (C_{CB} + C)$, который при регулировании входного контура меняется пропорционально квадрату частоты настройки...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Тогда вот вам схема с «дифференциальным» включением входа (рис. 9.8, а). Между базой и эмиттером действует сумма двух входных напряжений U_1 и U_2 .

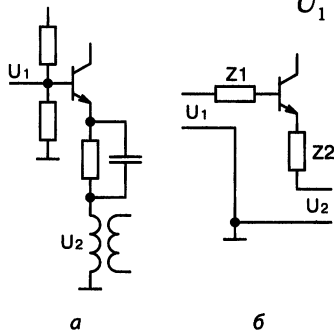


Рис. 9.8. Напряжение база-эмиттер смесителя — вовсе не сумма двух ЭДС (а); обратная связь действует через выходное сопротивление гетеродина (б)

Из эквивалентной схемы (рис. 9.8, б) вы поймете, что это совсем не так. Передаточные свойства для суммы сигналов будут определяться выходным сопротивлением Z_2 источника, действующего в эмиттере. И если не удастся сделать сопротивление Z_2 очень малым, то это обернется снижением усиления каскада (в разной мере на различных частотах).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ну, это еще не так страшно...

Но вдобавок произойдет линеаризация его характеристики прямой передачи.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: И прекрасно!

А вы не забыли, что собирались получить нелинейный каскад — смеситель?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Ах, да...

Трудности отпадают, когда для сложения двух напряжений используют полноценные дифференциальные схемы, разобранные в «Шаге 2». Но как быть, если требуется объединение большого числа сигналов? Тогда используют различные конфигурации преобразователей тока в напряжение, позволяющих суммировать токи. В том же

«Шаге 2» мы уже рассматривали вариант подобной схемы с суммирующими резисторами.

Возможны и другие решения, в развитие каскодных схем — со сложением токов. Так, для рис. 9.9 (при достаточно большом индуктивном сопротивлении дросселя на рабочих частотах) выходной ток будет образован сложением токов объединяемых каскадов $i_1, i_2...$

Эти каскады при любом их числе всегда совместимы, если их общее выходное сопротивление существенно выше входного сопротивления каскада с токовым входом.

До сих пор мы занимались вопросами совместимости каскадов по виду информационных электрических величин. Не менее важна совместимость их по сигналам. Она имеет прямое отношение к степени воздействия на тракт сигнала различных помех.

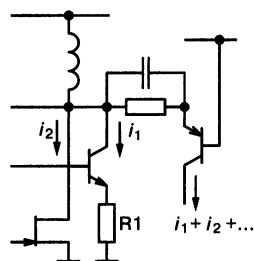


Рис. 9.9. Для суммирования сигналов пригодны различные конфигурации каскодных схем

9.2. Неконтролируемые связи в схемах

Проблемы самовозбуждения усилителей

Если вам приходилось работать с высокочувствительными усилителями, вы хорошо знаете, как легко самовозбуждаются такие схемы. Для того чтобы создавать устойчивые многокаскадные линейные устройства, необходимо разобраться в причинах неработоспособности усилителя, каждый из каскадов которого сам по себе совершенно устойчив.

Немаловажные в этом аспекте вопросы правильного конструирования — выходят, разумеется, за рамки схемотехники. Но, между прочим, следует заметить, что степень опасности, создаваемой нежелательными связями через паразитные емкости, а также через паразитные взаимные индуктивности между схемными элементами, относящимися к различным каскадам, обычно преувеличивают.

Радиолюбитель: Да, я как-то воевал со свистящим усилителем. Пробовал усилить экранировку — это никак не помогло.

Все верно. Наша задача — рассмотреть схемотехнические факторы, влияющие на устойчивость. Это те же самые факторы, которые определяют защищенность тракта от любых помеховых воздействий. Дело в том, что в большинстве случаев нежелательные связи действуют через общие цепи усилителя в местах сопряжений каскадов.

Паразитные параметры общих шин

Я не раз напоминал о том, что сигнальные напряжения в схемах (как и любые напряжения) имеют два полюса.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Знаете, вырабатывается привычка считать второй полюс напряжения как бы автоматически «заземленным»...*

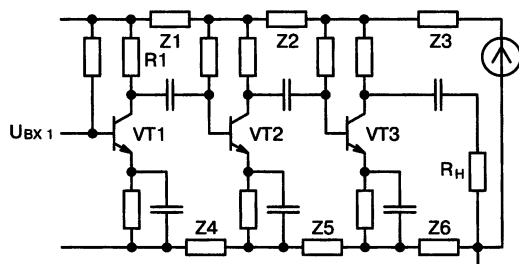


Рис. 9.10. Общие шины усилителя — это распределенные сопротивления

Знаю. Продуктом такой иллюзии являются усилители, увешанные гирляндами развязывающих и фильтрующих цепей.

Попытаемся разобраться, как действуют паразитные междукаскадные связи в схемах, построенных без учета совместимости каскадов по сигналам.

В типичной структуре такого вида, изображенной на рис. 9.10, вы сразу отметите элементы $Z_1 — Z_6$, которых не было, разумеется, в первоисточнике, откуда заимствована схема. Эти элементы отражают паразитные параметры общих цепей усилителя: шины питания и общей, «земляной» шины.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вообще-то считают все точки соединительного проводника эквипотенциальными.*

Это ошибка. Даже сравнительно короткий отрезок монтажного провода или печатного проводника обладает заметным активным сопротивлением.

Радиолюбитель: *Какое уж там сопротивление!*

Так ведь нередко сотых или тысячных долей Ома в общей цепи достаточно для самовозбуждения низкочастотного усилителя с мощным выходным каскадом, работающим на низкоомную нагрузку. Возвращаясь к схеме рис. 9.10, вы отметите, что в Z_3 входит также и внутреннее сопротивление источника питания.

Радиолюбитель: *Оно, возможно, не так уж мало, согласен.*

В диапазоне радиочастот значительно весомее вклад паразитной индуктивности проводников общих цепей. Отрезок монтажного провода длиной 10 см покажет значение индуктивности около 0,1 мкГн; на частоте 20 МГц индуктивное сопротивление получается 12 Ом.

Радиолюбитель: *Неужели? Не ожидал.*

Рассмотрим под новым углом зрения поведение усилительной схемы на рис. 9.10.

Напряжение сигнала на выходе, например, первого каскада выражается, как известно:

$$u_{\text{ВЫХ.1}} = u_{\text{ВХ.1}} S_1 R_1.$$

Это напряжение действует на нагрузке каскада и выделяется на коллекторе VT1 относительно верхнего (по схеме) конца R_1 . Но оно не является входным для второго каскада, во что, может быть, хотелось бы верить: $u_{\text{ВЫХ.1}} \neq u_{\text{ВХ.2}}$.

Действительно, два полюса входа — это эмиттер и база транзистора. И если база VT2 для сигнала соединена с коллектором предыдущего каскада, то потенциал эмиттера по сигналу вовсе не соответствует потенциалу верхнего конца нагрузки R . И в той, и в другой точке присутствуют различные напряжения помех, вызванные протеканием сигнальных токов каскадов через сопротивления общих цепей. Между полюсами входа второго каскада, кроме полезной составляющей $u_{\text{ВЫХ.1}}$, присутствуют слагаемые напряжения помех.

Понятно, что эти помехи будут усилены последующей частью схемы.

Из-за того, что паразитные переменные потенциалы общих шин (мы их называли помехами) образуются за счет прохождения сигнальных составляющих токов каскадов по сопротивлениям Z_1 — Z_6 этих

шин, понятен вывод о наличии в такой схеме неконтролируемых обратных связей между последующими и предыдущими каскадами усиления.

Если же любитель вдобавок подсоединит заземляемый конец источника сигнала не к эмиттеру $VT1$, а, например, к точке, отмеченной на схеме значком «земля», включив тем самым паразитные падения напряжения на $Z_4 — Z_6$ во входную цепь первого каскада, то на этом построение полностью неработоспособного усилителя будет завершено.

Радиолюбитель: *Можно поправить дело, подключая между шиной питания и «землей» блокировочный конденсатор. А еще лучше — несколько конденсаторов в разных точках.*

Это не даст желаемого эффекта: емкостные сопротивления обычно слишком велики, чтобы заметно изменить распределение помеховых потенциалов на низкоомных элементах. В таких случаях в радиолюбительской литературе выносятся забавный вердикт: «склонен к самовозбуждению»...

Конструкции общих шин

Все-таки лобовой путь борьбы с паразитными связями в усилителе — снижение активных и реактивных составляющих сопротивлений общих цепей. Трудно обойти этот важный вопрос, хотя и относящийся к конструированию, а не к схемотехнике.

Вы, наверно, неоднократно видели высокочастотную схему, помещенную в замкнутую металлическую коробку?

Радиолюбитель: *Конечно: это, видимо, делается в целях экранировки.*

Не только. Но и для того, чтобы получить идеальный провод «земли», индуктивность которого равна нулю.

Радиолюбитель: *Почему нулю?*

Индуктивность проводящей полости точно равна нулю (но только если ее размеры не таковы, чтобы явиться непредусмотренным резонатором).

Удовлетворительно служит для этой же цели просто плоская металлическая пластина (шасси), на которой располагается монтаж — не слишком близко к краям. Понятно, что такое шасси должно не только присутствовать, но и являться фактическим проводом «земли»: каждый элемент присоединяется к нему отдельно в ближайшей точке, иной вариант просто не имеет никакого смысла.

При использовании печатного монтажа общим проводом обычно является один проводящий слой двухстороннего металлизированного диэлектрика.

Если вы с заземляющей пластиной сложите вторую, изолированную от нее тонкой прокладкой, получится высококачественная шина питания. В производстве — подобный сэндвич реализуется многослойной печатью.

Не следует надеяться, что указанные меры застрахуют от самовозбуждения низкочастотный усилитель: в нем паразитная связь замыкается чаще всего через внутреннее сопротивление источника питания.

Защищенные междукаскадные связи

Правильная их конфигурация обеспечивает совместимость по сигналам, и делает абсолютно устойчивой работу высокочувствительного многокаскадного усилителя. Даже при «неудачных» конструкциях общих цепей и низкокачественном источнике питания!

Радиоловитель: И каким же фокусом это достигается?

Достигается выбором таких связей, при которых во входную цепь каждого каскада не включаются помеховые сигналы с общих проводников.

На рис. 9.11, а в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком затвор-исток транзистора (входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины. Если схема отражает действительный монтаж, то налицо ошибка, связанная с внесением в контур сопряжения помех от падения напряжения на участке общей шины.

Рис. 9.11, б отображает правильную организацию контура сопряжения: оба

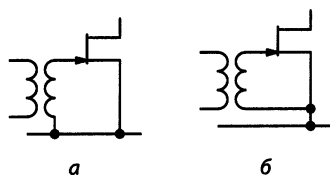


Рис. 9.11. Неправильно: помеха вносится в контур сопряжения отрезком шины (а); связь с шиной должна быть в одной точке (б)

полюса выходного напряжения источника прямо соединены с двумя полюсами входа. Связь с шиной должна быть всегда лишь в единственной точке. Но проблема в том, что добиться этого не всегда так же легко, как здесь.

Восстановить «разбитый» контур сопряжения, и тем самым получить защищенную междукаскадную связь, помогают схемотехнические методы, их мы и рассмотрим.

Связь напряжение-напряжение

Она очень чувствительна к помехам на общих шинах, которым подвержена при ошибках. Для успеха необходимо всякий раз помнить, относительно каких точек схемы действуют входные и выходные полезные напряжения примененных каскадов.

Напряжение сигнала, поданное на базу (затвор) транзистора, действует относительно его эмиттера (истока), а поданное на эмиттер — относительно базы. Если в эмиттере включен резистор обратной связи, то напряжение, приложенное к базе, действует относительно конца этого резистора.

Входное напряжение дифференциального усилителя, поданное хотя бы только на один его вход, все равно действует относительно второго входа.

Выходное напряжение схем, созданное падением от тока на нагрузке, действует относительно второго конца нагрузки.

Выходное напряжение схем, для которых коэффициент передачи напряжения определяется отрицательной обратной связью, имеющих низкое выходное сопротивление, действует относительно той же точки схемы, что и входное.

Радиоловитель: *Все это звучит абстрактно, а нельзя ли рассмотреть практические ситуации?*

К ним мы и переходим. На рис. 9.12, а (связь напряжение-напряжение) контур сопряжения грубо разрушен, на вход VT2 поступает сумма сигналов — полезный (на контуре) плюс помехи, присутствующие на шине питания относительно «земли». Налицо неверное сопряжение по сигналам.

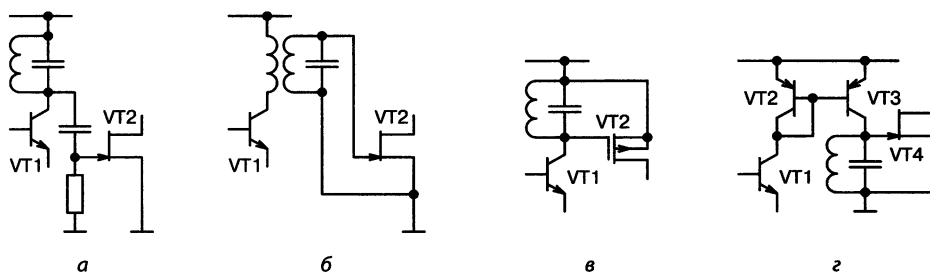


Рис. 9.12. Неправильно: усилена помеха с шины питания (а); следует применить: индуктивную связь (б); транзистор обратной проводимости (в); «токовое зеркало» (г)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Позвольте, да я сто раз встречал подобное включение!*

Вот потому ваши схемы и самовозбуждались сто раз. Проблема в том, что (в отличие от рис. 9.11) контур сопряжения связан с двумя разными шинами. Как обойти эту трудность?

Индуктивная междукаскадная связь

В схеме рис. 9.12, б выходное напряжение предыдущего каскада трансформируется на вход последующего. Этим достигается универсальная совместимость по сигналам. Рис. 9.12, б отражает правильное подключение вторичной цепи (сравним с рис. 9.11).

Индуктивная связь в принципе наиболее защищена. Она может с успехом применяться не только для резонансных (как на рисунке), но и широкополосных схем. Но в последнем случае, при неумелом применении, может внести нежелательную частотную зависимость.

Всегда существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему. Величины этих емкостей неизвестны, так что полагаться на оценку частоты паразитного резонанса не стоит.

Подавление параллельного резонанса трансформатора в широкополосной схеме может быть обеспечено низкоомным выходом (либо низкоомным входом следующего каскада). Для этого должно выполняться:

$$2\pi fL > R$$

во всем диапазоне частот.

Самый благоприятный режим работы для широкополосного трансформатора — это короткое замыкание по выходу (например, вход преобразователя тока в напряжение).

Радиолюбитель: Вот уж не предполагал... Почему?

Тогда почти не играют роли ни величины индуктивности обмоток, ни паразитные емкости.

Правда должен признать, что при этом в большей степени оказывает негативное влияние так называемая индуктивность рассеяния.

Радиолюбитель: А вот еще вопрос: что если коэффициент трансформации отличен от единицы?

Это просто. Трансформатор поднимет уровень сигнала, если обмотка с большим числом витков обращена в сторону, где сопротивление выше.

Чередование структур

Понятно, что индуктивная связь устроит далеко не всегда. Как видно из рис. 9.12, в, использование в последующем каскаде транзистора со структурой противоположного типа дало возможность подать напряжение с нагрузки первого каскада непосредственно на вход второго, избежав внесения в контур сопряжения помех из общих цепей.

«Токовое зеркало»

Конфигурация, изображенная на рис. 9.12, г, позволяет «приземлить» нагрузку первого каскада и тем самым удобно связать ее с входом следующего.

Радиолюбитель: Мне кажется, что вместо одного здесь явились сразу три сопряжения.

Это верно. Но связь между VT_2 и VT_3 защищается правильным включением, как показано на рисунке; связь же между VT_1 и VT_2 относится к типу ток-ток, о ней — ниже.

Следует попутно отметить, что параметры прямой передачи для схемы с «токовым зеркалом» практически не отличаются от таких же для исходной схемы на рис. 9.12, а (из-за примерного равенства токов в обоих плечах «токового зеркала»).

Дифференциальный усилитель

Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала (рис. 9.13, б), если не наделать ошибок — как на рис. 9.13, а.

Усилители с коэффициентом передачи напряжения, достигающим сотен тысяч — это обычно соединения нескольких дифференциальных каскадов.

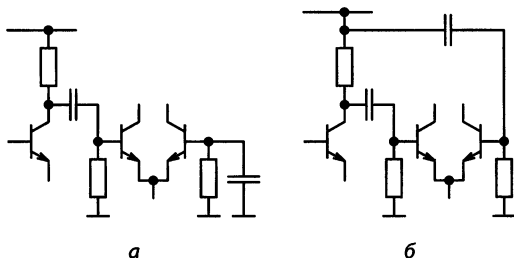


Рис. 9.13. Неправильно: между входами дифференциальной схемы просачивается помеха (а); соединяем входы с двумя полюсами источника сигнала (б)

Путаница с развязкой

Развязывающая цепочка поможет правильному сопряжению каскадов по сигналам, если только ее включить правильно. А ошибки весьма часты: взгляните рис. 9.14, а, где конденсатор C_p соединили с общей шиной вблизи каскада — источника.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ:

Я читал рекомендацию: заземлять все элементы, относящиеся к данному каскаду, в одной точке. Здесь так и поступили.

Однако вам должно быть теперь ясно, что правильная организация связи соответствует рис. 9.14, б: контур сопряжения не разорван неверным включением.

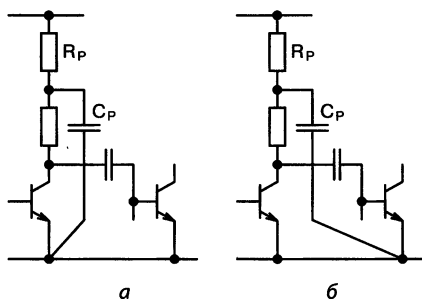


Рис. 9.14. Неправильно: подключение цепи $R_p C_p$ разбивает контур сопряжения (а); следует изменить соединение (б)

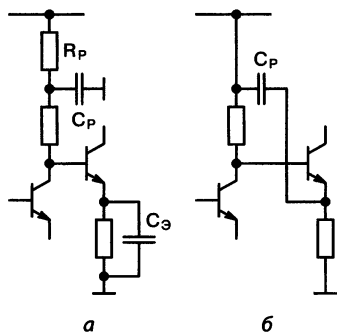


Рис. 9.15. Нелепо: две RC ячейки явно избыточны (а); лишние детали изымаем (б)

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Согласен: возвращаемся к рис. 9.11.*

Когда радиолюбители не понимают необходимости проследить контур сопряжения, следствием оказываются не только неустойчивые к помехам связи, а даже просто лишние элементы. Как, например, на рис. 9.15, а.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Позвольте, но эта схема — самая классическая классика!*

Так и есть. Однако смотрите: связав единственным конденсатором эмиттер с верхним (по схеме) выводом резистора нагрузки, мы достигнем и требуемого эффекта блокировки эмиттерного резистора, и правильного сопряжения по сигналам (рис. 9.15, б).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *И деталей стало меньше... Просто чудеса.*

Связь ток-ток

Подобная связь в принципе устойчива к помехам: в ней отсутствует замкнутый контур сопряжения. На первый взгляд потенциал базы VT2 (рис. 9.16, а) не должен влиять на работу схемы.

Тем не менее, помехи на шинах могут воздействовать и здесь, только механизм иной. Вспомнив, что транзистор VT1 имеет конечную выходную проводимость (см. «Шаг 2»), мы поймем, что пульсации напряжения базы (а значит, и напряжения на стоке) u_1 эквивалентны воздействию помехи прямо на затвор:

$$u_{\text{ВХ.ЭКВ}} = u_1 g_{22} / S.$$

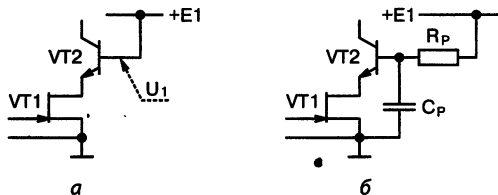


Рис. 9.16. Помеха на шине эквивалентна входному воздействию (а); лучше замкнуть контур сопряжения (б)

Обратитесь к паспортным данным распространенных полевых транзисторов, и вы обнаружите, что отношение g_{22} / S не так уж мало (может превышать 0,1).

Из-за невысокого выходного сопротивления каскада — источника связь ток-ток оказалась все же подверженной помехам. Возможно, что придется замкнуть контур сопряжения развязывающей емкостью, как на рис. 9.16, б.

Для сравнения укажем, что если на месте $VT1$ применен преобразователь напряжения в ток на биполярном, а не на полевом транзисторе, подавление помехи по питанию будет не менее чем тысячекратным; такая связь защищена без дополнительных мер.

Известная особенность схемных структур максимального усиления, — невысокое выходное сопротивление, — обернулась теперь падением степени защищенности междукаскадных связей.

Цепи смещения

Они связывают входные электроды транзистора с шинами питания, и поэтому нередко разбивают контур сопряжения. Именно такую ситуацию вы видите на рис. 9.17, а, где делитель $R1R2$ передает на базу не только часть постоянного напряжения с шины, но и присутствующую на ней помеху. Конечно, уровень помехи на входе будет определяться параметрами делителя, нижнее плечо которого образуют и $R2$, и входное сопротивление каскада, и сопротивление источника сигнала.

Но, все же, этот уровень может оказаться недопустимым, и тогда используют известные уже методы развязки, как, например, на рис. 9.17, б.

В этом варианте контур, включающий, кроме источника сигнала и входа каскада, параллельные им резисторы $R1$ и $R2$, соединяется с нулевой шиной лишь в одной точке; большая величина C_p изолирует его от источника $+E$.

В ряде случаев, особенно при использовании полевых приборов, подобные меры оказываются излишними. Так на рис. 9.18, если резистор $R1$ имеет величину 1 МОм, а внутреннее сопротивление микрофона составляет 100 Ом, помеха с шины $E1$ будет подавлена в 10^4 раз.

Еще раз отмечаю: задача создания устойчивых относительно самовозбужде-

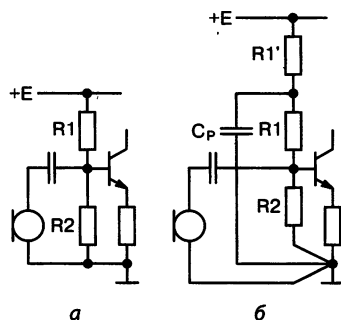


Рис. 9.17. Резистор $R1$ вносит помеху с шины в контур сопряжения (а); необходима развязка (б)

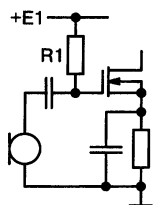


Рис. 9.18. Резистор $R1$ большого номинала практически не вносит помех

ния многокаскадных схем полностью совпадает с задачей повышения защищенности схем от различного рода помех. Скажем, сетевых пульсаций питающих напряжений.

9.3. Вопросы из практики

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Чтобы повысить усиление, даваемое схемой на рис. 9.19, я увеличил нагрузку первого каскада (индуктивность дросселя L), но это не дало никакого эффекта. Тогда я увеличил сопротивление нагрузки второго каскада $R3$, но также безрезультатно. В чем же дело?*

Перед нами — двухкаскадная схема со связью ток-ток (т. е. каскодная) с низкоомным выходом. Коэффициент передачи здесь, очевидно, равен:

$$K_U = \frac{i_{\text{ВЫХ.1}}}{u_{\text{ВХ.1}}} \cdot \frac{u_{\text{ВЫХ.2}}}{i_{\text{ВХ.2}}} = S_1 R_2.$$

Понятно, что $i_{\text{ВХ.2}} = i_{\text{ВЫХ.1}}$.

Итак, следовало увеличивать сопротивление резистора $R2$!

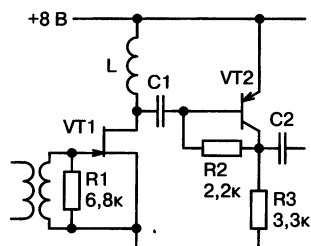


Рис. 9.19. Почему не увеличивается усиление?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *При проверке усилителя (рис. 9.20) на выходе прослушивается сильный фон с частотой 100 Гц, значительно превышающий уровень пульсаций на шине $E1$. Откуда он берется?*

Явление объяснимо: вы здесь не учли, что выходное напряжение эмиттерного повторителя отсчитывается относительно той же точки, что и входное, на рис. 9.20 — это заземленный вывод вторичной обмотки входного трансформатора. Значит, к данной точке и должен

быть подключен нижний (по схеме) вывод $C2$, а тем самым — эмиттер $VT2$ по сигналу.

Соединив указанный вывод с шиной $E2$, вы подали на усиление вторым каскадом все действующие на этой шине относительно «земли» помехи, в том числе и пульсации сетевого выпрямителя. Если источник $E2$ будет использоваться для питания также и последующих каскадов усилителя, самовозбуждение гарантировано.

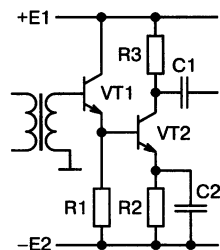


Рис. 9.20. В чем причина сильного фона?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Из двух журнальных схем низкочастотного усилителя (рис. 9.21) мой сосед — юный радиолюбитель решил выбрать второй вариант: применением эмиттерного повторителя можно, как он слышал, снизить выходное сопротивление, согласовав схему с низкоомной нагрузкой. Он прав?

Чепуха. Второй вариант вовсе не является эмиттерным повторителем.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: То есть как?

Вход его питается током, а не напряжением. Значит, это — низкостабильный усилитель тока с коэффициентом передачи $K_I = h_{213}$. Обе схемы абсолютно эквивалентны.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Моя идея смесителя (рис. 9.22) основана на изменении сопротивления полевого транзистора, стоящего в цепи передачи, колебанием гетеродина. Как вам смеситель?

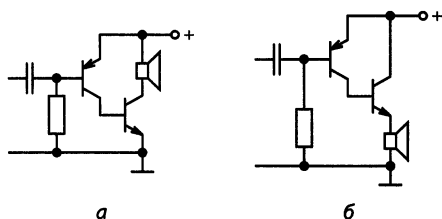


Рис. 9.21. Что выбрать: усилитель с общим эмиттером (а) или эмиттерный повторитель (б)?

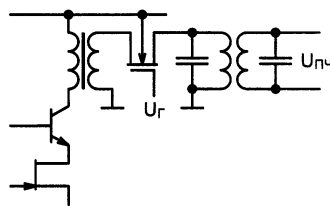


Рис. 9.22. Смеситель с управляемым последовательным сопротивлением?

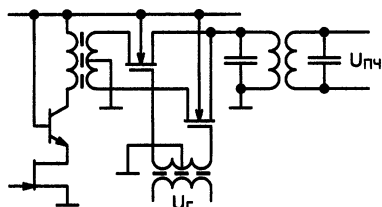


Рис. 9.23. Смеситель перераспределяет ток предыдущего каскада

Он не будет работать: управление сопротивлением, включенным последовательно с очень высоким выходным сопротивлением предыдущего каскада, бессмысленно. Следует применить смеситель, работающий по принципу управления распределением токов, как на рис. 9.23.

9.4. Дополнение для любознательных

Согласование по шумам

В микрофонном усилителе (рис. 9.24) решено, применением согласующего трансформатора, снизить влияние шумов входного полевого транзистора.

Это влияние можно отобразить моделью, содержащей в цепи затвора «идеального» транзистора эквивалентный источник шумового напряжения $e_{ш}$, суммирующегося с полезным сигналом. Так для прибора 2П303А средний квадрат ЭДС шумов, согласно паспорту, не превышает $(0,03 \text{ мкВ})^2$ на каждые 1 Гц полосы частот. Применение повышающего трансформатора увеличит, как кажется, уровень напряжения полезного сигнала. И тем больше, чем выше коэффициент трансформации n , (входное сопротивление каскада практически бесконечно).

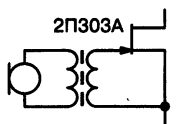


Рис. 9.24. Нарращивание витков вторичной обмотки еще не означает улучшения согласования

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Получается, что увеличивая число витков вторичной обмотки, мы достигнем неограниченного превышения уровня полезного сигнала над шумами?*

На самом деле нет.

Во-первых, никаким согласованием нельзя снизить величину отношения эффективных напряжений шума и сигнала ниже той, которая определяется шумами внутреннего сопротивления источника сигнала, — в соответствии с известной формулой Найквиста $e_{ш}^2 = 4RkT\Delta f$.

К примеру, активное сопротивление $R = 100 \text{ Ом}$ при температуре $T = 300 \text{ К}$ является генератором шумового напряжения (в полосе частот $\Delta f = 10 \text{ кГц}$) $0,13 \text{ мкВ эфф!}$

А бывает, что неограниченного снижения влияния шумов транзистора нет смысла добиваться: из-за неизбежного присутствия на входе и другого рода помех (электрических наводок).

Во-вторых, «улучшение согласования» ограничено паразитной емкостью во входной цепи транзистора, превращающей вторичную обмотку трансформатора в колебательный контур. Резонансная частота, при большом числе витков, может оказаться в рабочем диапазоне, что недопустимо для широкополосного усилителя.

А в узкополосном — наоборот, именно резонанс входной цепи и определяет максимум напряжения сигнала на затворе.

В-третьих, при сопротивлении цепи затвора от сотен килоом и выше нельзя уже пренебречь добавочным влиянием также и генератора шумового тока $i_{ш}$, который присутствует в более точной модели. Как это влияет на согласование, мы сейчас увидим на примере биполярного транзистора.

Шум биполярного транзистора

Шумовая модель содержит практически независимые источники шумового напряжения $e_{ш}$ и шумового тока $i_{ш}$ в цепи базы. По этой причине эффективное значение эквивалентного напряжения шума на входе усилительного каскада (рис. 9.25), обусловленное транзистором, будет равно:

$$u_{ш} = \sqrt{e_{ш}^2 + (i_{ш} R_B)^2}. \quad (9.6)$$

Здесь R_B — сопротивление базовой цепи для шумового тока, равное, очевидно: $R_B = R_{вх} R_{и} / (R_{вх} + R_{и})$, то есть образованное параллельным соединением входного сопротивления каскада и внутреннего сопротивления источника сигнала.

$R_{и} = R_r n^2$, R_r — это в данном случае активное сопротивление микрофона.

В (9.6) учтено, что при сложении некоррелированных процессов суммируются их мощности.

Теперь определим величину напряжения сигнала на входе усилителя. ЭДС источника сигнала: $e_c = e_r n$, где

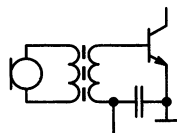


Рис. 9.25. Максимальное превышение сигнала над шумом будет при сопротивлении источника, меньшем входного сопротивления

e_r — ЭДС, создаваемая микрофоном. Внутреннее сопротивление равно $R_{\text{и}}$, а значит, как легко убедиться, наибольшее напряжение сигнала (равное $0,5e_r n$) действительно получается при $R_{\text{и}} = R_{\text{вх}}$.

Но значит ли это, что именно $n = \sqrt{R_{\text{вх}} / R_r}$ и обеспечивает оптимальное согласование? Разумеется, нет. Максимум показателя качества $u_c / u_{\text{ш}}$ вовсе не будет соответствовать максимуму u_c : величина $u_{\text{ш}}$ также зависит от n , а значит, «согласование по шумам» будет достигнуто при меньшем, чем ожидалось, значении $R_{\text{и}}$!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ваши головоломные выкладки несколько пугают.*

Это всего лишь несколько несложных формул. Да и приведены они здесь вовсе не для того, чтобы вы немедленно брались за вычисления: все равно достоверных данных о параметрах шумовой модели $e_{\text{ш}}$ и $i_{\text{ш}}$ серийно выпускаемых транзисторов нет.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же тогда действовать?*

На практике не остается ничего иного, как выбрать величину сопротивления источника входного сигнала (пересчитанную к входу транзистора) такой же, как и та, при которой контролируется коэффициент шума $F_{\text{ш}}$ в заводских испытаниях. Например, для прибора 2Т208В $F_{\text{ш}} \leq 4$ дБ при $R_{\text{и}} = 3$ кОм...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как понимать эти цифры?*

Это эквивалентно тому, как будто бы естественный шумовой сигнал, создаваемый 3000-омным внутренним сопротивлением источника, возрос на 4 дБ (не более). Этим и исчерпывается расчет. Оптимист будет полагаться на то, что величина сопротивления, приведенная в технических условиях, не так уж сильно отличается от наивыгоднейшей для данного типа транзистора.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А что делать пессимисту?*

Наверно, попытаться экспериментально подобрать степень согласования с источником, при которой отношение напряжений сигнала и шума максимально. Созная, тем не менее: результат, полученный на случайном экземпляре транзистора, нельзя принимать за общий.

НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ СХЕМ

Обычно надежность понимается в смысле выхода из строя элементов, в частности полупроводников. Начинаящим неизвестно, что возможны также странные «неисправности», не связанные с отказами транзисторов: просто транзистор поставлен в неустойчивый электрический режим.

Что это такое, как понимать смысл предельно-допустимых значений в справочниках, как создавать устойчивые схемы — этим вопросам посвящен «Шаг». Особо рассматривается влияние тепловых токов транзисторов на надежность схем, и показывается, как его устранить.

Разобрано множество примеров схем, заимствованных из литературы, в которых допущены ошибки, влияющие на надежность схем, в том числе достаточно комичные.

10.1. Надежность электрического режима

Мнимые отказы

Ресурс работы полупроводников практически неограничен. И, однако, отказы электронных схем — не настолько редкое явление, как можно было бы ожидать. Обычно выясняется, что оказались превышенными предельно-допустимые значения напряжений, токов, рассеиваемой мощности, что и привело к выходу из строя элемента.

Но бывает, что больше проблем доставляют ситуации загадочных «неисправностей», не связанных собственно с отказами компонентов схемы. Причиной являются необычные обратные связи, не учтенные из-за слабого знания свойств полупроводников и недопонимания смысла предельно-допустимых величин.

Ошибка в справочнике?

Заглянем в документацию. На первый взгляд все представляется ясным: для любого транзистора даны три значения предельно-допустимых напряжений между электродами. К примеру, для прибора типа 2Т625А-2 указано: $U_{ЭБ\max} = 5\text{ В}$, $U_{КБ\max} = 60\text{ В}$, $U_{КЭ\max} = 40\text{ В}$...

Радиолюбитель: *Стоп, похоже, тут какая-то ошибка: нельзя ведь, в самом деле, подать 60 вольт между коллектором и базой, не превысив допустимое значение $U_{КЭ}$!*

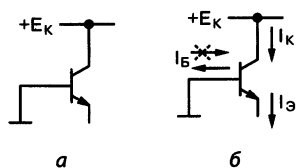
Но заметьте: подобные кажущиеся «неувязки» в справочнике — на каждой странице.

Радиолюбитель: *Опять секреты?*

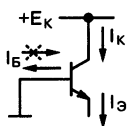
Действительно. И тут не обойтись без обстоятельных разъяснений.

Лавинный пробой

Заперт ли транзистор, или находится в активном режиме, — в обоих случаях он имеет хотя бы один переход, находящийся под обратным напряжением: это переход коллектор-база. Одна из составляющих тока утечки $I_{КБ0}$ связана с наличием неосновных носителей в полупроводниковом материале. Превышено допустимое напряжение между коллектором и базой (рис. 10.1, а) — это значит, что началась дополнительная ионизация атомов кристаллической решетки, возникает лавина свободных носителей: пробой перехода. Точно так же пробивается и обычный диод.



а



б

Рис. 10.1. Напряжение, большее, чем $U_{КБ\max}$ грозит пробоем (а), но и при меньшем напряжении может измениться направление базового тока (б)

Но для нормальной работы в активном режиме (рис. 10.1, б) условия $U_{КБ} \leq U_{КБ\max}$ может быть недостаточно.

Радиолюбитель: *А в чем разница?*

Дело в том, что ток эмиттера в той же степени, что и ток $I_{КБ0}$, подвержен процессу лавинного размножения носителей в коллекторном переходе!

Значит, не исключено, что коллекторный ток может стать здесь даже больше эмиттерного тока...

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я читал, между прочим, что в первых, так называемых «точечных», транзисторах было именно так.*

Верно, но для этих транзисторов начала полупроводниковой эры применялась иная схемотехника.

Не забывайте, что цепь добавочного тока коллектора замыкается через базу. Выходит, что кроме нормального тока базы, равного $I_B / (h_{21Э} + 1)$, в этой цепи может возникнуть (при определенном напряжении) дополнительная составляющая противоположного знака.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Догадываюсь, что ничего хорошего в этом нет?*

Разумеется. Начинается нежелательное ухудшение параметров биполярного транзистора: снижается выходное сопротивление, и, что самое неприятное, коэффициент прямой передачи тока базы $h_{21Э}$ становится отрицательным!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Удивительно... Но все-таки — чем конкретно опасны процессы, связанные с изменением направления тока базы? И, главное, какую величину коллекторного напряжения (если не $U_{КБ\max}$) считать предельно допустимой?*

Для обоснованного ответа следует немного подробнее разобраться в происходящих явлениях.

И пришло время сознаться в одной «неточности»: до сих пор мы как-то не делали различия между дифференциальным коэффициентом передачи тока базы $h_{21Э} = \Delta I_K / \Delta I_B$ и интегральным $B_{СТ} = I_K / I_B$. И это вполне допустимо для расчетов. Собственно говоря, их не различают и при приемке на заводе-изготовителе (замеряя порой под названием $h_{21Э}$ даже некоторую третью величину). Однако в области **предпробойных явлений** два указанных параметра начинают существенно расходиться.

Граничное напряжение

В транзисторном каскаде с заданным током эмиттера (рис. 10.1, б) будем увеличивать коллекторный потенциал. В определенный момент (при так называемом граничном напряжении) ток базы станет равным нулю, а затем сменит направление. Это — первая характерная точка: величина V_{CT} неограниченно растет, становясь затем отрицательной. Легко понять, что граничное напряжение зависит от величины тока (возрастая с увеличением тока эмиттера).

У некоторых транзисторов величина граничного напряжения $U_{КЭр}$ прямо оговорена документацией. Контроль ее производится изготовителями очень просто: подачей напряжения между коллектором и эмиттером при «оборванной» базе (тогда транзистор всегда оказывается в режиме, при котором $I_B = 0$, то есть $V_{CT} = \infty$). Так, для прибора 2Т388А-2 по паспорту $U_{КЭр}$ не менее 50 В при $I_E = 10$ мА.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как это понимать?*

Это означает, что при включении с оборванной базой при $U_{КЭ} = 50$ В ток транзистора не превысит 10 мА. Но, конечно, не значит, что потребителю рекомендуется эксплуатировать прибор таким образом!

Напряжение переворота фазы

Продолжим увеличение потенциала коллектора, и мы достигнем второй характерной точки: начнет неограниченно возрастать и, наконец, изменит знак величина $h_{21Э}$. Соответствующее напряжение U_a называют нередко напряжением переворота фазы базового тока. При дальнейшем возрастании напряжения коэффициент $h_{21Э}$, оставаясь отрицательным, будет уменьшаться по абсолютной величине.

Понятно, что именно превышение U_a создает угрозу устойчивости схем: входное сопротивление транзистора со стороны базы R_{BX} , связанное с $h_{21Э}$, становится отрицательным. Рассмотрим встречающиеся практически варианты.

Питание базы фиксированным током

Это самый ненадежный вариант (рис. 10.2): ведь при $U_{КЭ} > U_a$ входное сопротивление транзистора R_{BX} становится отрицательным. Возникающая положительная обратная связь вызывает немедленный

пробой (если только ток коллектора не ограничен). Это же относится, разумеется, и к включению с «оборванной» базой.

Больше того: для таких схем опасно приближаться даже к граничному напряжению, когда резко нарастает ток коллектора. Да и вообще их остерегаются использовать из-за скверной стабильности.

Конечное сопротивление в цепи базы

Это — знакомая конфигурация закрытого ключа (рис. 10.3). Входное сопротивление транзистора зашунтировано R_B , в результате обратная связь не сделается положительной, пока не выполнится: $R_B R_{BX} / (R_B + R_{BX}) < 0$, то есть $(-R_{BX}) < R_B$. А это случится при напряжениях, заметно больших, чем U_α . За допустимую величину напряжения можно брать U_α . Наибольшая устойчивость соответствует замыканию базы на эмиттер: чаще всего пробой возможен тогда лишь при $U_{KB} > U_{KB\max}$.

Радиолюбитель: Однако, листая справочник, я вижу, что редко где приводится значение U_α .

В большинстве случаев прямо оговорено допустимое напряжение коллектор-эмиттер в интересующем нас включении: $U_{КЭР}$. Так, указание в паспорте прибора 2Т355А: $U_{КЭР\max} = 15\text{ В}$ при $R_{БЭ} \leq 3\text{ кОм}$ — не требует пояснений. И, во всяком случае, $U_{КЭР}$ является уж точно допустимым при любой конечной величине R_B .

Сопротивление в цепи эмиттера

При $R_B = 0$ и конечной величине R_E (рис. 10.4, а) положительная обратная связь по режиму отсутствует и потенциал на коллекторе ограничивается лишь $U_{КБ\max}$. Однако нельзя упускать из виду возможной неустойчивости по сигналу.

Радиолюбитель: Это как понимать?

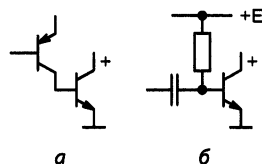


Рис. 10.2. Схемы с принудительно задаваемым током базы ненадежны

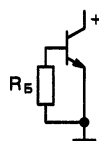


Рис. 10.3. Чем меньше величина R_B , тем более высокое напряжение выдерживает закрытый ключ

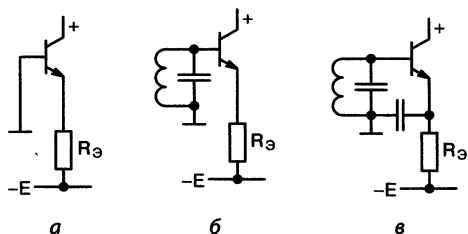


Рис. 10.4. Устойчивый по режиму каскад (а) может стать неустойчивым для сигнала при напряжении, большем, чем U_a (б); это вероятнее в каскаде без ООС (в)

В базе могут иметься сигнальные цепи (рис. 10.4, б), и при $U > U_a$ не исключено, что выполнится условие положительной обратной связи: $(-R_{BX}) = -h_{213}R_э < R_Б$. Роль $R_Б$ играет здесь выходное сопротивление источника сигнала, например, резонансное сопротивление колебательного контура.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Значит, самовозбуждение?

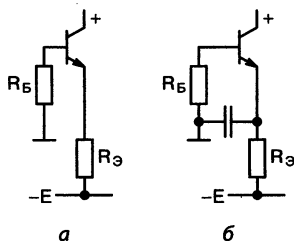


Рис. 10.5. В устойчивом по режиму каскаде (а) не исключены релаксационные колебания при превышении $U_{кЭР}$ (б)

Да... но, если честно, такая ситуация маловероятна. Напряжение, при котором $(-h_{213})$ уменьшится в такой степени, видимо, превышает уже $U_{КБмакс}$. Куда опаснее, если каскад включен по схеме без резистора обратной связи (рис. 10.4, в), когда $|R_{BX}|$ для сигнала значительно меньше. Для переменных составляющих токов и напряжений мы как бы имеем здесь случай, соответствующий рис. 10.3. Значит, устойчивость каскада на частоте сигнала гарантируется при $U_{кЭ} \leq U_{кЭР}$, только сопротивление $R_Б$ присутствует теперь лишь для сигнала!

Сопротивление в цепях базы и эмиттера

Мы уже понимаем, что неустойчивость режима, возникающая при $(-R_{BX}) = -h_{213}R_э < R_Б$, см. рис. 10.5, а, здесь вряд ли будет иметь место, и потенциал коллектора ограничивается лишь $U_{КБмакс}$. Однако в каскаде максимального усиления (рис. 10.5, б) возможное отрицательное сопротивление транзистора для сигнала будет значительно меньше по абсолютной величине. Если мы хотим исключить риск возникновения автоколебаний (когда $|R_{BX}| < R_Б$), то снова ограничим коллекторное напряжение величиной $U_{кЭР}$.

Схема Дарлингтона

Что можно сказать об устойчивости режима $VT2$ на рис. 10.6, а?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Его база присоединена к низкоомной цепи: выходу эмиттерного повторителя, что хорошо.

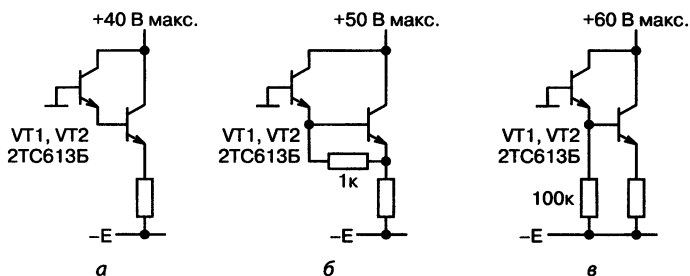


Рис. 10.6. При отсутствии пути для обратного тока второго транзистора предельное напряжение коллектора — $U_{КЭР}$ (а); с резистором между эмиттером и базой — $U_{КЭР}$ (б); с балластным током — $U_{КБмакс}$ (в)

Но ведь при напряжении коллектор-эмиттер, равном граничному, прекратится ток базы $VT2$, не так ли?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Значит станет нулевым, и ток эмиттера предыдущего транзистора... Плохо: каскад перестанет работать.

Да, и при дальнейшем возрастании напряжения $VT2$ оказывается в режиме с «оборванной базой». Значит, граничное напряжение — предел для такой конфигурации.

Достаточно включить между базой и эмиттером $VT2$ резистор — и допустимым напряжением окажется уже значение $U_{КЭР}$ (рис. 10.6, б). Еще более устойчива схема, в которой предусмотрен резистор для гарантированной подгрузки повторителя балластным током: цепь базы $VT2$ стала по-настоящему низкоомной (рис. 10.6, в).

Каскодное включение

Мы видели, что гарантии электрической устойчивости режима транзисторов в ряде случаев недостаточно. Отрицательная величина $h_{21Э}$ (что вероятно при напряжениях, близких к $U_{КБмакс}$) ведет к риску самовозбуждения.

С этой точки зрения каскодный усилитель наиболее безопасен: в цепи базы «верхнего» транзистора, находящегося под высоким напряжением, нет никаких сопротивлений для сигнальной составляющей тока базы. $U_{КБ\max}$ является единственным ограничением на коллекторное напряжение. Если мы готовы смириться с вероятностью снижения выходного сопротивления при чересчур высоких напряжениях...

Радиоловитель: Все это хорошо. Но, рассматривая радиоловительские схемы, я вижу, что кое-где допустимое для транзистора напряжение явно превышено.

Это верно. Тот факт, что устройства обычно все же работают, объясняется просто: большинство экземпляров полупроводниковых приборов имеют параметры (и главное — граничное напряжение) в действительности значительно выше, чем нижний предел, нормированный техническими условиями.

Я бы не советовал на это полагаться. А тем более — учитывая изменения параметров полупроводников при повышенной температуре: к этому сюжету мы и переходим.

10.2. Тепловая устойчивость аналоговых схем

Тепловые токи

Радиоловитель: В свое время, собрав стабилизатор напряжения по описанию, взятому из брошюры (рис. 10.7), я столкнулся с необъяснимым явлением. После нагружения схемы максимальным током в течение нескольких минут — снятие нагрузки приводило к резкому возрастанию выходного напряжения и появлению пульсаций. Странно, что через некоторое время нормальная стабилизация восстанавливалась...

Ваша схема показательна.

Особенность схем с общей ООС в том, что за жесткой стабильностью выходных параметров сразу не видна скрытая возможность выхода отдельных элементов из усилительного режима.

Вспомним «главный секрет» самостабилизирующихся схем: величина тока любого активного элемента определяется подключенным к нему входом другого элемента. Если такая связь выполнена неудачно (без учета разогрева полупроводников, а особенно германиевых), вполне вероятно нарушение нормального режима, вплоть до своеобразного «вытеснения» рабочего тока предыдущего транзистора тепловым током базы.

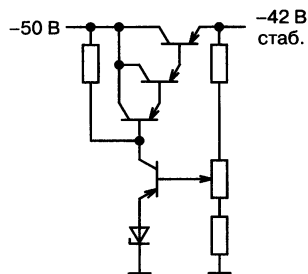


Рис. 10.7. Неправильно: отсутствуют пути для токов утечки мощных транзисторов

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Я начинаю понимать: составной транзистор, в котором не предусмотрены резисторы утечек в базовых цепях, прекращает работу при напряжении, равном граничному — мы об этом говорили.*

Это верно, но мы не упоминали другого: граничное напряжение при заданном токе резко снижается с температурой! И этот факт не имеет отношения к электрическому пробую. Он является следствием температурного роста обратного тока $I_{КБ0}$.

Вытеснение тока базы

Исследование вашей неудачной схемы проясняет дело. Ток утечки перехода коллектор-база мощного проходного транзистора, не имея другого пути, протекает через его эмиттерный переход, составляя часть рабочего базового тока этого прибора (рис. 10.8, а).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Но ведь величина $I_{КБ0}$ мала...*

При комнатной температуре. Тут она терялась в общем токе базы — даже на холостом ходу стабилизатора.

Стоит теперь разогреться переходам — и картина меняется. Возрастающий ток утечки вполне может превысить требуемый базовый ток. Это вероятнее всего в режиме, близком к холостому ходу. Предыдущий транзистор закроется тогда полностью, разрывая кольцо обратной связи — стабилизация прекращается.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мои замеры показывали будто бы пробой проходного транзистора.*

В действительности он вполне исправен.

Впрочем, в этой схеме еще раньше наступит аналогичный мнимый пробой предыдущего транзистора... который вы, я думаю, установили на общем радиаторе с проходным?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Ну да, для охлаждения.*

Превратившегося на деле в подогрев.

Балластный ток

Если мы собираемся создавать устойчивые в тепловом отношении схемы, то всегда должны иметь в виду, что с повышением температуры базовый ток транзистора может изменить направление! И на этот случай путь для тока должен быть предусмотрен.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Знаю: надо обеспечить балластный ток.*

Ну, конечно. Резистор утечки в базе R_B (рис. 10.8, б) рассчитывается таким образом, чтобы балластный ток был заведомо больше, чем максимальная величина $I_{КБ0}$ — с учетом ожидаемого нагрева транзистора. Тогда и в наихудшем случае ток эмиттера предшествующего транзистора не упадет до нуля:

$$I_{Э min} = U_B / R_B - I_{КБ0 max}.$$

В данном случае стабилизатор был рассчитан на фиксированное напряжение — тут особых проблем нет. Они появятся, если мы захотим ввести регулировку выходного напряжения.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Вы имеете в виду, что теперь U_B будет меняться?*

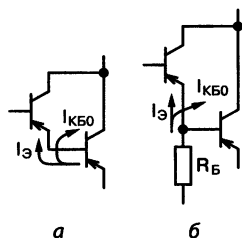


Рис. 10.8. Ток утечки мощного транзистора усиливается им же в h_{213} раз (а); при помощи резистора его отводят из базы (б)

Да, при снижении напряжения на выходе — уменьшается и величина балластного тока. И это в режиме, как раз наиболее опасном для проходного транзистора!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В каком смысле — наиболее опасном?*

Наименьшему выходному напряжению соответствует, разумеется, максимум $U_{КЭ}$ и максимум рассеиваемой мощности. Значит, и тепловой ток $I_{КБ0}$ ожидается здесь больше.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Как же быть?*

Приходится проявлять изобретательность. Для создания постоянного балластного тока идут в ход вспомогательные схемы генераторов тока, дополнительные источники напряжений и прочее.

Регулятор напряжения, схема которого изображена на рис. 10.9, устойчиво работает (в том числе и без нагрузки) при любых допустимых температурах проходного транзистора. Постоянный балластный ток задан схемой «токового зеркала».

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *А для чего тут поставлен диод?*

Чтобы повторитель не закрывался в нижних положениях движка регулятора. Просто проанализируйте напряжения в схеме.

Дело, как видите, прежде всего, в умении увидеть «слабые звенья», снижающие надежность схем. Это не всегда удается...

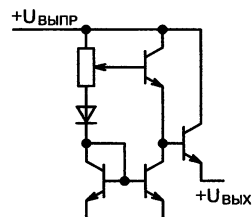


Рис. 10.9. Балластный ток создается схемой «токового зеркала»

10.3. Разбор ошибок

Огромная номенклатура типов полупроводниковых приборов избавляет, как кажется, от затруднений при подборе подходящего транзистора, диода. И все же нередко ошибки расчета параметров режима, когда что-то не учли.

Этот раздел целиком посвящен разбору примеров такого рода. Они не выдуманы, а взяты из опубликованных описаний радиолюбительских конструкций, а значит, в какой-то мере типичны. Надо понимать, что функционирование опытного экземпляра еще не является доказательством грамотности разработки, не отменяет внимательного изучения режимов работы всех компонентов. А разбор чужих ошибок поможет не наделать таких же своих.

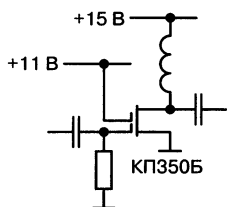


Рис. 10.10. Ошибка: допустимое напряжение сток-исток не превышено только в режиме покоя, следует применить КР350Б

Случай 1. Правильно ли выбран транзистор для умножителя частоты в передатчике (рис. 10.10)?

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: А что, все верно: напряжение питания не превосходит допустимого для КР350Б ($U_{СИ\max} = 15\text{ В}$).

Однако вы должны помнить: в каскаде с нагрузкой в виде дросселя, трансформатора и т. п. мгновенный потенциал на выходе превышает потенциал шины питания.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Да, согласен. Значит, транзистор должен быть выбран здесь из условия: $U_{СИ\max} > 15\text{ В} + u_{\text{ВЫХ}}$.

Случай 2. Неосмотрительное применение реле вынуждало не одного умельца заменять пробитый транзистор в ключевой схеме (см., например, рис. 10.11, а).

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Отчего же он пробьется, если напряжение питания не больше допустимого?

Давайте прикинем. В обмотке электромагнита с индуктивностью, например, $0,5\text{ Гн}$, когда через нее течет ток 50 мА , запасена магнитная энергия $LI^2/2 = 0,0006\text{ Дж}$.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Это ведь очень мало?

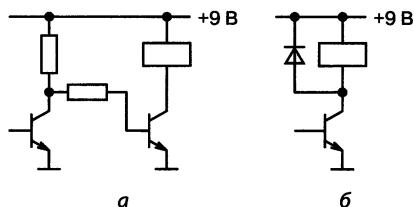
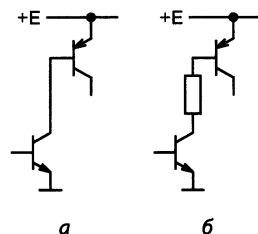


Рис. 10.11. Неправильно: бросок напряжения самоиндукции обмотки реле повредит транзистор (а); выручит защитный диод (б)

Нет, немало. Размыкание ключа приведет к запуску затухающих колебаний в контуре, образованном обмоткой и параллельной ей паразитной емкостью. А через четверть периода этих колебаний — энергия обнаружится в виде заряда «конденсатора» ($CU^2/2 \approx LI^2/2$). Если принять $C = 300\text{ нФ}$, бросок напряжения на обмотке окажется равным $3,5\text{ кВ}$!

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Да, более чем достаточно для пробоя...

Защитный диод (рис. 10.11, б) повысит надежность лишь в том случае, если сам не выйдет из строя, гася накопленную в катушке энергию.



РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Понимаю: он должен допустить прямой ток не ниже рабочего тока обмотки.

Рис. 10.12. Неправильно: ток первого транзистора ничем не ограничен (а); резистор превращает его в насыщенный ключ (б)

Верно.

Случай 3. В схеме транзисторного ключа на рис. 10.12, а не предусмотрено какого-либо ограничения коллекторного тока управляющего транзистора.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Зато, быть может, ток его базы как-то ограничен схемой...

Надежда неосновательна: ведь верхняя граница коэффициента h_{213} нередко даже не нормируется, особенно при повышенной температуре. Сколько-нибудь продолжительная работа такого «ключа» приводит обычно к нарастающему разогреву, завершающемуся тепловым пробоем.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Значит, необходимо ограничение тока резистором в цепи коллектора.

Можно и так (тогда выйдет насыщенный ключ, как на рис. 10.12, б). Но допустимо включить и в эмиттер, получится генератор тока.

Случай 4. Разряд конденсатора большой емкости через транзисторный ключ предусмотрен схемой автоматики (рис. 10.13, а). Подобное включение небезопасно для транзистора, о минимально возможном сопротивлении которого в насыщенном состоянии мы не имеем данных. Скорее всего, допустимый ток коллектора (даже для импульсного режима) будет превышен.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: Просто включим токоограничивающий резистор (рис. 10.13, б).

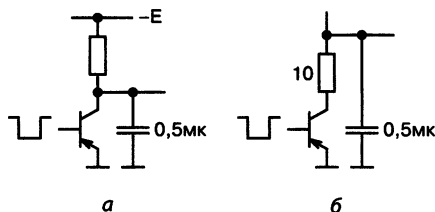


Рис. 10.13. Неправильно: ключ разряда работает в недопустимом режиме (а); нужен ограничительный резистор (б)

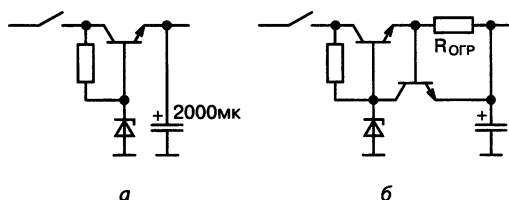


Рис. 10.14. Бросок зарядного тока может повредить транзистор (а); применим ограничитель тока короткого замыкания (б)

Случай 5. Похожий пример: в стабилизаторе напряжения (рис. 10.14, а) возможно повреждение транзистора импульсом тока, заряжающего выходной конденсатор. Простейший ограничитель тока (рис. 10.14, б) защитит от импульсной перегрузки не только регулирующий транзистор, но и источник питания, он сработает также и при случайном коротком замыкании нагрузки. Предельный выходной ток в такой схеме:

$$I_{кз} \approx \frac{0,6 \text{ В}}{R_{огр}}.$$

Случай 6. Никогда не выключайте усилительный каскад на рис. 10.15, а! Снятие питания приведет к тому, что заряженный конденсатор окажется действующим между базой (потенциал которой равен теперь нулю) и эмиттером транзистора. Напряжение 7 В в полярности, обратной для перехода, превышает допустимое.

Радиолюбитель: Как же быть?

Если почему-либо невозможно изменить режим каскада, специалист пойдет на установку защитного диода (рис. 10.15, б) предохраняющего переход от переполюсовки. Самодеятельным же мастерам чаще всего вообще не приходит в голову проверить, не возникают ли недопустимые режимы элементов в моменты коммутации питания.

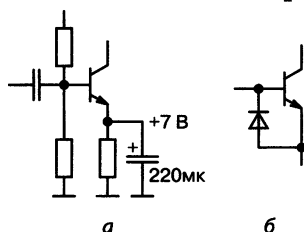


Рис. 10.15. Неправильно: напряжение на эмиттерном конденсаторе при снятии питания пробьет переход (а); требуется защитный диод (б)

Радиолюбитель: Но схема-то самая обычная. Значит, отказы транзисторов из-за превышения $U_{ЭБ\max}$ должны быть частыми...

Спасает одно обстоятельство: пробой перехода эмиттер-база высокочастотных приборов почти всегда безопасен: это — не лавинный, а так называемый **зенеровский пробой**. Для стабилитронов он вообще является рабочим режимом. Конечно, ток при пробое должен быть ограничен на допустимом уровне; обычно так и случается.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мне пришло в голову: а многие ли просматривают свои схемы с точки зрения процессов, возникающих при включении и выключении?*

Практикам известно, что значительная часть отказов аппаратуры как раз и возникает в моменты включения-выключения.

Случай 7.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Здесь автор как раз защитил эмиттерный переход от пробоя при запирающем импульсе большой амплитуды (рис. 10.16, а).*

Эта защита мнимая. Распределение обратных напряжений на двух последовательных переходах зависит от случайного соотношения их обратных токов. Практически все запирающее напряжение окажется приложенным к переходу с меньшим током утечки. Если таковым окажется переход транзистора, то в схеме будет всего лишь стабилизирован ток пробоя на уровне обратного тока диода I_0 .

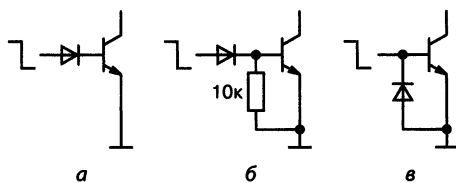


Рис. 10.16. *Неправильно: диод, возможно, лишь ограничит ток пробоя (а); с резистором — обеспечена защита перехода (б); допустимо и так (в)*

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *В оригинале транзистор применен кремниевый, а диод — германиевый.*

Тогда указанное гарантировано на 100 процентов.

Добавление резистора (рис. 10.16, б) обеспечит не только действительную защиту перехода, но и повышение быстродействия ключа. Эффективно и параллельное включение защитного диода (рис. 10.16, в).

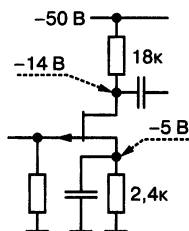


Рис. 10.17. Неправильно: напряжение сток-исток устойчиво только при стабильном токе, а он не гарантируется схемой

Случай 8. Для питания каскада на полевом транзисторе (рис. 10.17) выбрано опасное напряжение 50 вольт. Вероятно, разработчик стремился повысить усиление увеличением резистора нагрузки в стоке при заданной величине тока (около 2 мА).

Радиолюбитель: А что тут опасного?

Расчетное напряжение $U_{си}$ составляет примерно 9 В, это не превышает допустимого для транзистора КП103К.

И все же... Уменьшение тока хотя бы на 10% приведет к возрастанию напряжения сток-исток больше, чем на 4 В — вот и выход за допустимый предел!

Радиолюбитель: В самом деле...

По делу, надо было учесть и возможный температурный дрейф тока стока, и разброс характеристик экземпляров полупроводников одного типа, и неточность сопротивлений резисторов, и величину переменной составляющей напряжения на стоке.

Радиолюбитель: Вероятно, надо еще оценить, что будет в момент подачи питания.

Совершенно верно: например, истоковый конденсатор в первый момент разряжен. Взвесив все это, мы вряд ли пошли бы на такое высокое напряжение питания.

Случай 9.

Радиолюбитель: В старом справочнике мне попались на глаза гибридные микросхемы серии 222 на транзисторах 2Т317 с предельным напряжением коллектор-эмиттер 5 В. Непонятно, как разработчики ухитрились создать на основе этих приборов ключ для формирования импульсов 9-вольтовой амплитуды?

Привожу схему (рис. 10.18). Разберитесь сами, в чем тут дело.

Случай 10.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Выходной каскад усилителя звуковой частоты (рис. 10.19) я построил по схеме из радиолюбительского журнала. Выходная мощность — 1 Вт. В режиме покоя ток окончательных транзисторов составил 10 мА. Но я как-то сомневался в надежности...*

Спасибо за хорошую иллюстрацию так называемой тепловой положительной обратной связи. Оценим КПД (при максимальной мощности в нагрузке, равной 1 Вт), скажем, в 50%, тогда 1 Вт будет рассеиваться также и на выходных транзисторах (по 0,5 Вт на каждом, если сохраняется симметрия).

Тепловое сопротивление переход-среда для ГТ402 и ГТ404 0,1 °С/мВт. Значит, при длительной отдаче максимальной мощности перегрев составит 50°С, то есть переходы разогреются до 70°С.

При этом обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ у некоторых экземпляров транзисторов может возрасти до 0,8 мА.

В базовых цепях окончательных приборов балластировка не предусмотрена.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Это меня и смущает.*

Правильно смущает. Это значит, обратные токи (плюс сравнительно небольшие коллекторные токи предыдущих транзисторов) неизбежно будут усилены в коллекторной цепи в $h_{21э}$ раз. Ток покоя, возможно, увеличится до 50—100 мА!

Появление дополнительного тока 100 мА в выходном каскаде вызовет выделение там добавочной мощности $12 В \cdot 0,1 А = 1,2 Вт$. Теперь

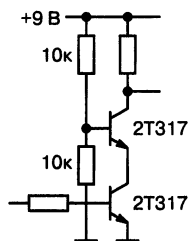


Рис. 10.18. При закрытом ключе напряжение распределяется поровну между двумя низковольтными транзисторами, при открытом — насыщаются оба

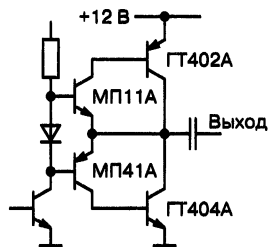


Рис. 10.19. Неправильно: ток покоя лавинообразно нарастает

не поможет даже снятие входного сигнала: устойчивость схемы потеряна, стремительное нарастание тока завершится неизбежным перегоранием.

Случай 11.

РАДИОЛЮБИТЕЛЬ: *Мой юный сосед собрал по описанию самодельный прибор для измерения параметра $h_{21Э}$ транзистора (схема на рис. 10.20). Брошюра предписывает при пользовании подключать базовый вывод первым, а отключать последним, чтобы предотвратить опасное для транзистора включение «с оборванной базой». Но радиолюбитель никак не желает соблюдать это...*

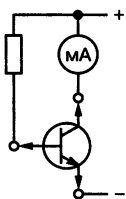


Рис. 10.20. Обязательно ли подключать базовый вывод первым?

Предлагаемые предосторожности смехотворны: режим с фиксированным током базы (рабочий для прибора) куда опаснее включения с «оборванной базой»!

ЛИТЕРАТУРА

1. У. Титце, К. Шенк. Полупроводниковая схемотехника. — М.: Мир, 1982.
2. Аронов В.Л., Федотов Я.А. Испытание и исследование полупроводниковых приборов. — М.: Высшая школа, 1975.
3. Спиридонов Н.С. Основы теории транзисторов. Изд. 2-е. — К.: Техніка, 1975.

ПРАКТИКА: СОЗДАЕМ КОНСТРУКЦИИ НА РАЗЛИЧНОЙ ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЕ

У автора этого практического шага, Александра Черномырдина, возникла идея создать выбранные конструкции на различной элементной базе. Например, создать для обсуждения с читателями-радиолюбителями бегущие огни сначала на лампах, потом транзисторах, микросхемах, микроконтроллерах, — чтобы можно было наглядно увидеть и сходство, и различия между ними. Ретро-вариант (на лампах, электромагнитных реле и т. п.), естественно, рассматривается для знакомства, а не для изготовления. Там, где какие-то варианты нереализуемы (например, усилитель на микроконтроллере), их, естественно, не будет.

11.1'. Готовимся к созданию собственных радиолюбительских конструкций

Конструкции на различной элементной базе. Для чего?

От редактора.

Уважаемые радиолюбители! Эти устройства на различной элементной базе опытный радиолюбитель А. Черномырдин разработал, изготовил, проверил и заставил работать сам. Подтверждением тому являются ролики, которые можно посмотреть на сайте нашего издательства www.nit.com.ru.

Если сказать, что эта практическая глава рассчитана на начинающего радиолюбителя, это будет... ну не то, чтобы совсем неправда.

Автор надеется, что радиолюбитель, читающий эти строки, умеет, по крайней мере, держать в руках паяльник, в состоянии отличить транзистор от конденсатора, слышал такие страшные слова, как «мультивибратор», «супергетеродин», «каскадная схема» и уже разу-

чился верить в утверждения *«если развернуть при травлении печатную плату вдоль силовых линий магнитного поля Земли, то она протравится вдвое быстрее»*.

В этом практическом шаге, мы с вами, уважаемый радиолюбитель, попытаемся приблизиться к увлекательнейшему миру электроники. Прежде чем начать наше путешествие, нужно, что называется, «на берегу», договориться о некоторых моментах.

Где брать детали?

В настоящее время ответ прост — в интернет-магазинах (или же в специализированных магазинах, торгующих радиодеталями, если радиолюбитель живет в крупном городе). Сам автор пользуется двумя интернет-магазинами — «Промэлектроника» (<http://www.promelec.ru>) и «Платан» (<http://www.platan.ru>), но это вовсе не значит, что никаких иных интернет-магазинов не существует в природе.

Ищите, пробуйте, Google, Yandex и вообще Интернет доступен всем! Второй источник деталей — вышедшая из строя аппаратура. Но здесь нужно точно знать, по какой причине аппаратура вышла из строя.

Выпавая из нее ту или иную деталь, вы заранее должны быть готовы к тому, что именно она окажется негодной, поэтому, прежде чем устанавливать ее в ту или иную конструкцию, деталь эту обязательно необходимо проверить.

Любые детали неизвестного происхождения нужно безо всякой жалости выбрасывать, как бы красиво они не выглядели! Один Бог знает, сколько злых шуток сыграла с радиолюбителями презумпция исправности неведомо откуда выпаянного барахла!

Особенно это касается электролитических конденсаторов, и вдвойне особенно — произведенных, увы, в родном отечестве! Разного рода ретро-детали, с возрастом, превышающим ваш собственный, уважаемый радиолюбитель, тоже лучше бы выкинуть, либо отдать энтузиастам ретро-аппаратуры — они сумеют найти ему достойное применение.



Примечание.

Помните, неисправные детали — одна из самых частых причин неработоспособности ваших конструкций.

Сам автор — чего уж греха таить, — не всегда следует этим советам (это легко заметить на некоторых роликах, опубликованных на сайте

издательства). Но у него есть перед вами преимущество, уважаемый радиолюбитель — он знает, чем это может грозить, и он в состоянии проверить то, что устанавливает в конструкцию. Вам же этому только предстоит научиться, поэтому на первых порах лучше не рискуйте.

Чем заменить деталь?

Хотя в конструкциях, описанных в этой главе, автор старался применять самые «бросовые» детали, может случиться так, что именно такой детали у радиолюбителя и не окажется. Во многих журнальных статьях, где описывается та или иная конструкция, обязательно следует длинный перечень того, чем можно заменить ту или иную деталь, использованную в данной конструкции.

Такой перечень, по мнению автора, был уместен во времена, когда, кроме отечественных деталей, достать было и нечего и негде. Сейчас на каждую такую деталь можно привести список из нескольких десятков, если не сотен, наименований деталей от самых разных производителей со всех уголков Земли.

По этой причине в этой книге вы нигде не найдете такого списка — вместо него автор будет указывать, какими критериями он руководствовался при выборе того или иного компонента. Так что не ждите, уважаемый радиолюбитель, что в качестве замены транзистору КТ315Б будет указан КТ315Г (вот великое открытие!). Нет, в качестве замены будет указан *любой* транзистор структуры *p-p-n* с допустимым напряжением *не менее* столько-то вольт, допустимым током коллектора *не менее* столько-то миллиампер, и коэффициентом усиления *не менее* столько-то единиц.

А дальше — берите справочник (разумеется, в Интернете!) с описанием того или иного транзистора (если радиолюбитель еще не знает — для импортных комплектующих они называются **datasheet**), и сравнивайте его параметры с указанными критериями.

Если параметры транзистора подходят по всем этим «*не менее*» и «*не более*», значит, им *можно* заменить отсутствующую деталь, если нет — ищите следующий вариант.



Совет.

Кстати говоря — в интернет-магазине «Платан» на странице заказа имеется специальный фильтр, который позволяет выполнить автоматический подбор деталей по параметрам, а

в интернет-магазине «Промэлектроника» на страницах сайта имеются сводные таблицы по компонентам, с указанием значений наиболее употребительных при выборе параметров.

Когда подходящая деталь найдена, нужно проверить для нее еще два параметра — корпус (впишется ли он в нашу конструкцию без существенной переделки платы) и, разумеется, цену! Вот таков в общих чертах механизм замены деталей. Привыкайте к нему сразу, уважаемый радиолюбитель.

Второй момент, который следует иметь в виду — если вдруг у радиолюбителя не окажется резисторов или конденсаторов нужного номинала. В подавляющем большинстве случаев работоспособность конструкции не нарушится, если номинал детали будет на 10—20 процентов меньше или больше указанной величины.

Есть ситуации, когда требуется для деталей особая точность (например, в различных фильтрах), но в этом случае такие особые требования обязательно будут указаны в описании. Очень часто авторы той или иной конструкции устанавливают в нее детали того номинала, который просто оказался в данный момент «под рукой». Типичная ситуация — блокировочные конденсаторы одного номинала по всей конструкции, хотя в некоторых местах их емкость наверняка можно было бы выбрать и поменьше.

Поэтому, встретив в схеме резистор или конденсатор с номиналом, отсутствующим у радиолюбителя, не следует немедленно бросаться на его поиски, стоит посмотреть, нет ли в наличии ближайшего большего или ближайшего меньшего.

Автору встретился на практике анекдотический случай, когда человек, изготавливающий конструкцию, по какой-то причине не смог найти для нее резистор 1 МОм. Он поступил весьма находчиво — соединил последовательно три резистора на 330 кОм, и для полного счастья допаял «в хвост» еще резистор на 10 кОм. Прямо бери калькулятор и считай!

На самом деле это самая настоящая глупость — обычный резисторный ширпотреб имеет технологические допуски порядка 5—10% номинала, для резистора в 330 кОм это 15—30 кОм, которые просто переплюнут эти жалкие 10 кОм «в хвосте». Потому повторимся еще раз — в большинстве конструкций номиналы резисторов и конденсаторов можно немного изменять в большую или меньшую сторону.

Регулируем температуру жала паяльника

Чем паять? Глупый ответ на глупый вопрос — паяльником. Увы, не все так просто. Первое, что обязательно следует сделать — это собрать для паяльника **терморегулятор**, в противном случае все ваши платы выдержат максимум одну перепайку (предполагаем, что паяльную станцию читателю приобрести слишком накладно).

Да и пайка от перегретого паяльника смотрится крайне неэстетично, не говоря уже о переходном сопротивлении. Схем таких терморегуляторов — море, выбирайте любую. Приведу несколько примеров схем из сети Интернет.

Схема № 1. Бороться с перегревом у паяльника можно просто. Идем в магазин электротоваров (как правило, в тот же самый, где и купился этот паяльник) и покупаем небольшую (размером с обычный выключатель) коробочку светорегулятора. Ее еще очень часто называют иностранным словом **диммер**.

Еще нам понадобится сетевой провод с вилкой на конце и розетка для открытой проводки. На небольшую фанерку закрепляем диммер и розетку. Подключаем сетевой провод согласно инструкции для диммера.

В розетку мы будем включать наш паяльник, а светорегулятор у нас превратится в регулятор температуры паяльного жала. Можно воспользоваться термопарой, идущей в комплекте с дешевым китайским цифровым тестером, и маркером примерно отградуировать положения регулятора диммера в соответствии с температурой паяльника. Паять таким модифицированным паяльником становится намного удобнее, а дополнительные затраты не превысят 200 рублей.

Схема № 2. Схема (рис. 11.1), которую представил в Интернете С. Грищенко (Воронеж) заинтересует многих радиолюбителей своей простотой. Подобная схема ранее публиковалась и в журнале «Радио» (1975, № 6, с. 53). Устройство позволяет регулировать мощность паяльника от половинной до максимальной. При указанных на схеме элементах мощность нагрузки не должна превышать 50 Вт, но в течение часа схема может перенести и нагрузку 100 Вт без особых последствий.

Принципиальная схема регулятора приведена на рис. 11.1. Если тиристор VD2 заме-

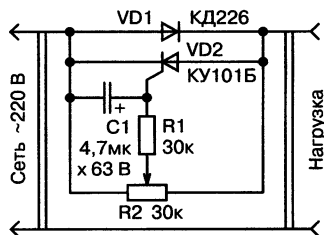


Рис. 11.1. Схема простого регулятора температуры жала паяльника

стить на КУ201, а диод VD1 — на КД203В, мощность подключаемой нагрузки можно увеличить. Выходная мощность минимальна в крайнем левом (по схеме) положении движка R2. В данном варианте регулятор смонтирован в подставке настольной лампы методом навесного монтажа. При этом экономится одна сетевая розетка, которых вечно не хватает. Этот регулятор работает у С. Грищенко в течение многих лет без каких-либо нареканий.

Схема № 3. Терморегулирующая приставка к паяльнику. При работе с паяльником нередко возникает необходимость подбирать оптимальную температуру нагрева его жала. Это можно сделать с помощью приставки, предложенной А. Тычининим (г. Кузнецк Пензенской обл.). Приставка позволяет получить на нагрузке четыре разных напряжения.

В показанном на схеме (рис. 11.2) положении паяльник питается однополупериодным напряжением, поэтому температура нагрева жала минимальна.

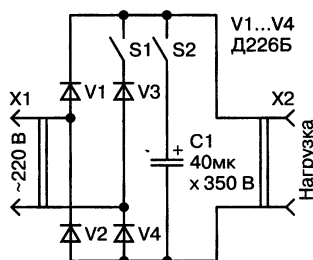


Рис. 11.2. Схема терморегулирующей приставки

Когда выключатель S1 стоит в положении замкнутых контактов, температура жала возрастает, поскольку паяльник теперь питается двухполупериодным напряжением.

Если же, наоборот, контакты переключателя S1 — разомкнуты, а S2 — замкнуты, температура жала еще больше — ведь паяльник теперь питается пульсирующим напряжением от однополупериодного выпрямителя с конденсатором фильтра.

Для дальнейшего повышения температуры надо замкнуть контакты обоих выключателей — получится двухполупериодный выпрямитель с фильтрующим конденсатором.

Данные деталей приведены для паяльника мощностью 40 Вт. В случае применения паяльника иной мощности надобно соответственно изменить емкость конденсатора и подобрать диоды с другим значением выпрямленного тока.

Схема № 4. Как известно, при работе с полевыми транзисторами и микросхемами структуры КМОП часто возникает проблема, связанная с высоким потенциалом жала паяльника, питаемого от про-

мышленной сети напряжения. Связанно это с тем, что полевые транзисторы и микросхемы, построенные по технологии КМОП, очень чувствительны к электрическим полям. Наиболее опасными являются электрические поля, возникающие в результате сетевых наводок при питании паяльника переменным напряжением 220 В. Под действием таких полей деталь может выйти из строя даже при кратковременном касании ее вывода жалом включенного паяльника.

В радиолюбительской литературе встречаются описания приемов борьбы с этим негативным явлением, которые обычно сводятся к понижению напряжения питания паяльника до 12—40 В или переделке самого паяльника. Все эти операции относительно трудоемки и все равно не дают полной защиты от пробоя детали.

Однако проблема может быть решена иначе (пишет Олег на <http://revolution.allbest.ru/>). Ведь для того, чтобы полностью устранить влияние высоковольтных наводок достаточно просто на время пайки вывода микросхемы отключать паяльник от сети. Время пайки каждого вывода любой микросхемы или транзистора должно быть как можно меньшим, поэтому за время пайки даже нескольких выводов жало отключенного от сети паяльника просто не успевает остывать настолько, чтобы нельзя было осуществить качественную пайку. Естественно, на время когда жало опускается в канифоль, на него берется припой или просто паяльник кладется на подставку нужно не забывать включать его в сеть.

На рис. 11.3 показана принципиальная схема устройства, позволяющего автоматизировать процесс включения/отключения паяльника на время пайки. Коммутация цепи нагревательного элемента осуществляется при помощи нормально замкнутых контактов электромагнитного реле P1.

Управляется реле при помощи сенсорного датчика B1, B2. В исходном состоянии на входах логического элемента DD1 присутствует потенциал высокого логического уровня, а на его выходе — потенциал низкого уровня. Транзистор при этом заперт, и обмотка реле обесточена, а паяльник включен в сеть. Если коснуться пальцем электродов B1 и B2, то сопротивление между ними уменьшится, и на входе

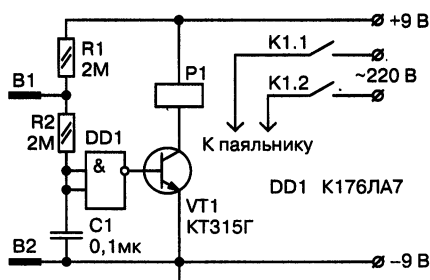


Рис. 11.3. Схема, обеспечивающая сенсорное выключение паяльника

инвертора DD1 выделится потенциал низкого логического уровня, а на базе транзистора появится высокий потенциал. Транзистор откроется, реле включится, и его контакты разомкнут цепь нагревательного элемента паяльника. Конденсатор C1 и резистор R2 образуют фильтр, устраняющий влияние на схему сетевых наводок.

В качестве сенсора можно использовать два отрезка хорошо залуженной медной проволоки диаметром около 0,5 мм и длиной 5—7 мм, которые крепятся на рукоятке паяльника в удобном месте на расстоянии около 3 мм друг от друга. Способ крепления произволен и зависит от конструкции ручки паяльника. Плата устройства размещается отдельно в пластмассовом корпусе, сенсор соединяется с платой при помощи экранированного провода. При этом оплетку провода следует соединить с общим проводом схемы. Чтобы провод не мешал при пайке, его можно обмотать «змейкой» вокруг рукоятки паяльника, закрепив у ее конца изолентой.

В качестве электромагнитного реле может быть использовано любое реле, надежно срабатывающее при напряжении 9 В (например, РЭС-37). Вместо указанной на схеме микросхемы K176ЛА7 можно использовать любую другую микросхему структуры КМОП, на базе которой можно построить инвертор.

Схема № 5. По сравнению с диодом переменный резистор и не проще, и не надежнее. Но паяльник с диодом слабоват, а резистор позволяет работать без перекала и без недокала. Где взять мощный, подходящий по сопротивлению переменный резистор? Проще найти постоянный, а выключатель, применяемый в «классической» схеме, сменить на трехпозиционный (см. рис. 11.4).

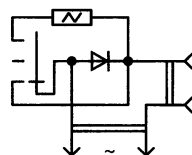


Рис. 11.4. Схема простейшего переключателя мощности паяльника

Схема № 6. Повысить КПД регулятора можно включением диода (рис. 11.5), предлагает Ю. Бородастый (Ивано-Франковская обл.). При этом достигается более удобный предел регулирования (50—100%). Полупроводниковые приборы можно разместить на одном радиаторе.

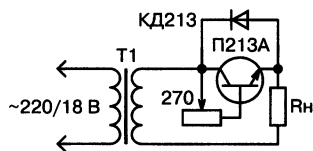


Рис. 11.5. Схема регулятора мощности на трех деталях

Схема № 7. Вряд ли надобно объяснять конструктору аппаратуры, что качественную пайку можно получить лишь в узком температурном диапазоне жала паяльника. Кроме того, пластмассовые ручки современных паяльников при их перегреве нередко плавятся, от чего кожух паяльника сначала разбалтывается, а потом вообще выпадает из ручки, грозя «соответствующими бедами». Существуют различные способы ограничения температуры паяльника:

- ♦ пассивные — включение последовательно с паяльником лампы накаливания, мощного резистора или диода;
- ♦ активные — питание паяльника через регулятор мощности (напряжения) на тиристорах, мощных транзисторах и т. п.

Предлагаемый *В. Бесединым* (UA9LAQ, г. Тюмень) ступенчатый регулятор напряжения для питания паяльника не претендует на оригинальность, но позволяет простыми средствами подобрать нужную температуру жала и осуществлять его дежурное питание в паузе между пайками. Принцип работы устройства (рис. 11.6) основан на однополупериодном выпрямлении переменного напряжения с последующим увеличением постоянного напряжения на «накопительных» конденсаторах сглаживающего фильтра.

В исходном состоянии паяльник, подсоединенный к устройству, выключен, поскольку переключатель SA1 пребывает в среднем (нейтральном) положении. Для быстрого прогрева паяльника переключатель SA1 переводят в верхнее по схеме положение, т. е. включают паяльник непосредственно в сеть. Затем SA1 переводят в нижнее положение, и питание паяльника производится только от положительных полуволн переменного напряжения (дежурный режим). До рабочей температуры из этого положения паяльник разогревается за десяток секунд после включения тумблеров SA2 и SA3.

Пайку малогабаритных деталей осуществляют при включенном (замкнутом) SA2 и выключенном SA3. Более массивные детали паяют при включенном SA3 и выключенном SA2. Для пайки еще более крупных деталей замыкают оба тумблера — SA2 и SA3.

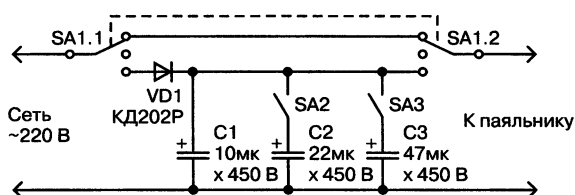


Рис. 11.6. Схема ступенчатого регулятора напряжения для питания паяльника

Напряжение на паяльнике составляет:

- ♦ без конденсатора C1 — 110 В;
- ♦ с конденсатором C1 — 130...140 В;
- ♦ при включенном SA2 — 140...160 В;
- ♦ при включенном SA3 — 160...180 В;
- ♦ при включенных SA2 и SA3 — 180...200 В.

Эти напряжения зависят как от мощности применяемого паяльника, так и от фактической емкости конденсаторов C1 — C3 и напряжения в сети. При недостаточном напряжении (например, при сильно перегруженной сети) вместо одного диода устанавливают диодный мост, а после него — набор конденсаторов.

В устройстве можно применять диоды, рассчитанные на обратное напряжение не ниже 400 В и ток 3 А, конденсаторы — с рабочим напряжением 350—450 В. В качестве SA1 применен тумблер П2Т-2 со средним нейтральным положением. Можно применить и обычный галетный переключатель на три положения. SA2 и SA3 — обычные однополюсные тумблеры, например, ТВ2-1. Количество переключаемых конденсаторов можно увеличить, чтобы комбинацией их включения точнее выставлялась температура жала.

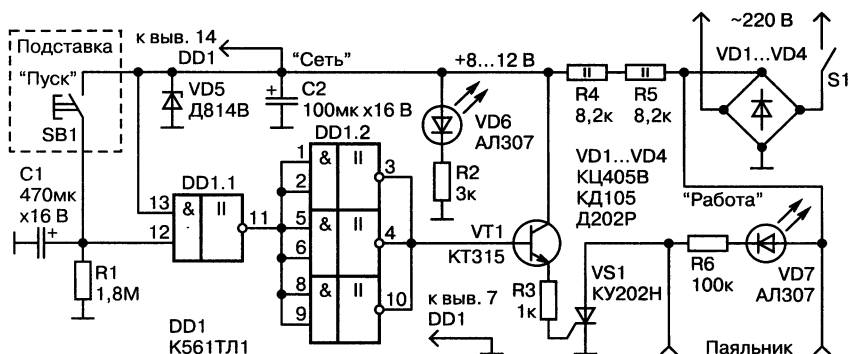
Схема № 8. Рассмотрим автомат выключения паяльника. В радиолюбительской практике часто встречаешься с проблемой включенного паяльника, оставленного без наблюдения радиолюбителем. Причиной может послужить длинный телефонный разговор, телевизионная передача, звонок в дверь и т. п. Отойдешь вроде бы на минутку, амотришь — прошел час, другой.

Поэтому полезна схема автомата, который отключает паяльник через заданное время. Такое интересное устройство очень помогает забывчивым радиолюбителям. Его разработал Г. Шапко, г. Витебск (Радиолюбитель — №3 — 1998)

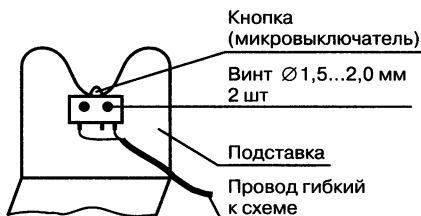
Принципиальная схема автомата показана на рис. 11.7, а. Основой устройства является реле времени, собранное на четырех триггерах Шмитта (ИМС K561ТЛ1).

Стабилизатор напряжения собран на элементах R4, R5, C2 и VD5, выходное напряжение которого составляет 8—12 В.

Работает автомат следующим образом. Кнопка «Пуск» SB1 расположена на подставке (рис. 11.7, б). При поднятом паяльнике замкнутые контакты SB1 запрещают работу реле. Но как только паяльник оказывается на подставке, контакты кнопки размыкаются, и начина-



а



б

Рис. 11.7. Автомат выключения паяльника: принципиальная схема (а); расположение кнопки «Пуск» (б)

ется отсчет времени. Величина выдержки времени зависит от емкости $C1$ и сопротивления $R1$. В данном случае она составляет около 20 мин. Все это время паяльник работает. Как только иссякает запас времени, паяльник отключается. Во время работы с паяльником, т. е. при каждом поднятии его с подставки реле времени сбрасывается, и отсчет начинается заново.

В качестве $SB1$ использован микропереключатель МП22. Тяжести малогабаритного паяльника может оказаться мало для нажатия на «микрик». Поэтому из него удаляют возвратную пружину и, изгибая вторую пружину, устанавливают необходимую чувствительность. После такой доработки «микрик» срабатывал даже от 25-ваттного паяльника.

Выбор мощности паяльника

Паяльников, по большому счету, нужно два, на разные мощности. Оптимально, по опыту автора, иметь такую комбинацию: 20—25-ваттный

и 60-ваттный, ведь время от времени возникает необходимость паять какие-то массивные части или толстые провода, маломощным паяльником вы их просто не прогреете.

Больной вопрос — жало паяльника. В обычных, отечественного «разлива», паяльниках очень часто в качестве жала вставлен голый медный стержень. Покупать такие паяльники следует только в крайнем случае — при высокой температуре медь на воздухе буквально горит, осыпаясь черной шелухой окиси. За год-два ваш медный стержень уменьшится в диаметре чуть ли не вдвое. Но самое худшее — эта же окись намертво забьет гнездо, куда вставлен стержень паяльника. Поэтому вытащить его потом из паяльника для замены — задачка, достойная Геракла. Бывали случаи, что паяльник просто выбрасывался.

Поэтому жало паяльника должно быть обязательно никелированным! Также — ненавязчивый совет: паяльник лучше брать с керамическим нагревателем. Он не сгорит за три-четыре года, как это случается с обычными паяльниками (впрочем, будем справедливыми — и среди них попадаются долгожители).

Еще один момент — медь при контакте с расплавленным припоем, как это ни удивительно, растворяется в нем, как сахар в горячем чае. Именно это — причина появления на жале паяльника каверн и выемок, и, как следствие, частая необходимость его затачивать. Бороться с этим явлением можно двумя способами:

- ♦ способ 1 — приобрести припой, в котором заранее растворено некоторое количество меди (состав припоя обычно пишется на катушке с припоем, если, разумеется, он изготовлен «за бугром» — отечественные производители до таких глупостей не опускаются). В таком припое медный стержень практически не растворяется, поскольку припой и без того насыщен медью;
- ♦ способ 2 — приобрести стержень из специального сплава, который устойчив к действию расплавленного припоя. Это может быть либо «вечное жало» из стального сплава, либо не такое вечное, но из медного (сплав этот немного более желтый, чем медь, которая имеет красноватый оттенок).

Автор предпочитает второй вариант — на медном сплаве припой держится лучше, и по этой причине он более «управляем», что важно при пайке компонент для поверхностного монтажа.

Затачивать жало паяльника можно разным способом. Автор, исходя из собственного опыта, затачивает 60-ваттный паяльник «углом», а 20-ваттный — «на срез». Пользуется только прямыми жалами. Разного

рода «лодочки», «лопаточки», конусы с высверленными в них дырками и прочую экзотику считает блажью.

И последний, обязательный компонент — оловоотсос. Не нужно при выпаивании раздирать микросхемы на части «аки лев добычу». Следует аккуратно прогреть каждую ножку паяльником, убрать с нее припой оловоотсосом. И затем легким движением руки аккуратно извлечь микросхему из платы.



Примечание.

Оловоотсос должен быть обязательно с тефлоновым наконечником (чтобы не охлаждать место пайки) и обязательно металлическим (пластмассовый в течение года непременно развалится от постоянных ударов пружины).

Как паять

Для пайки требуется два компонента — припой и флюс. Автор очень рекомендует пользоваться при пайке содержащим серебро припоем — у него более низкая температура плавления, и он дает более аккуратную пайку (правда, и стоит он дороже).

Также можно пользоваться припоем, содержащим медь. Отечественные припои практически все содержат в своем составе свинец, от которого, в силу вредности, на Западе сейчас всеми силами отказываются. Но что немцу смерть, то русскому человеку, как известно, хорошо!



Совет.

*Удобнее использовать комбинацию **припой+флюс** (флюс находится внутри трубочки из припоя), но и чистый припой подойдет.*

Припоев желательно иметь, как минимум, три типоразмера:

- ♦ диаметром 0,35—0,5 мм для поверхностного монтажа;
- ♦ 0,75—1 мм для обычной пайки;
- ♦ припой в прутках для пайки мощным паяльником.



Совет.

Печатные платы лучше всего паять при температуре жала паяльника 200—220 градусов. При такой температуре в качестве флюса хорошо работает обычная сосновая канифоль либо флюс ЛТИ-120.

Автор, кстати говоря, ради эксперимента несколько лет использовал в качестве флюса **сосновую смолу** — прекрасный эффект! А вот флюсы практичнее жидкие, растворенные на спирту: «народные средства», «разбодяженные» ацетоном, хороши разве что для токсикоманов.



Совет.

Для пайки компонентов для поверхностного монтажа лучше использовать безотмывочный флюс — прозрачную желтоватую жидкость, практически не оставляющую следов.

Стальные изделия, почерневшие серебряные контакты, окисленные луженые детали нужно паять при температуре жала не менее 280—300 градусов и использовать флюс ЛТИ-120. Если температура и флюс не помогают, следует разогреть паяльник до температуры в 350 градусов, и пользоваться:

- ♦ либо паяльной кислотой (раствор хлорида цинка);
- ♦ либо оксидалом (белый порошок для чистки жала паяльника);
- ♦ либо средством для очистки нагара с утюгов.

Эти ингредиенты обычно сдирают все «до костей».

Если же и это не помогло, остается радикальный путь — **механическая зачистка контактов**.



Внимание.

При пайке почерневших серебряных контактов старайтесь не вдыхать испарения — при взаимодействии серебряной «черноты» с флюсом выделяется сероводород, который, как известно, ядовит.

Обмоточные провода в эмалевой изоляции следует залуживать также при температуре 280—300 градусов и пользоваться «народным средством» — таблеткой аспирина пополам с сухой канифолью. Дышать испарениями при этом тоже не следует, поскольку при разложении аспирина выделяются раскаленные пары уксусной кислоты.



Совет.

Платы после пайки обязательно следует промывать — в том числе и потому, что неотмытый флюс будет «притягивать» из воздуха влагу и всякую дрянь.

Все может закончиться либо большими утечками и неработоспособностью конструкции, либо даже поверхностным пробоем. Канифоль и ЛТИ-120 хорошо отмываются спиртом или ацетоном (но, ни в коем случае, ни скипидаром, ни растворителями типа 646!), остальные флюсы — водой.

Что нужно помнить при пайке?

Пайка — это не наляпывание припоя, как смолы или цемента, на соединяемые детали. Это процесс всасывания припоя в микрозазоры за счет капиллярных явлений и адгезии (прилипания) припоя за счет поверхностных явлений (отмечается на <http://mimiwaxer.narod.ru/fignya/aaol10paika.html>). Все это электростатические силы, хотя это не привычная для вас электростатика, это силы межмолекулярного взаимодействия на близких расстояниях.

И здесь нужно четко помнить, как работают явления смачивания и капиллярности.

Во-первых, если конец жала стряхнут от излишка припоя или вытерт о тряпку, то эта блестящая поверхность обладает сильным притяжением расплавленного припоя. Она может высосать его откуда. Это нужно, например, при отпайке элементов или исправлении пайки. Для удаления большего количества припоя применяется кусок экранирующей оплетки от кабеля.



Примечание.

Существует паяльник с ложбинкой на конце, которая как ложка заполняется припоем при касании старой пайки, хотя сейчас принято применять вакуумный отсос.

Во-вторых, если вы возьмете на кончик жала мало припоя, то нечему будет всасываться в зазор между спаиваемыми деталями, и нечему будет окружать этот зазор по периметру.

В-третьих, если припоя много, то пайка будет в виде слишком большой капли и может замкнуть соседние контакты.

В-четвертых, если канифоли или флюса недостаточно на жале паяльника, а так же при недостаточной температуре, то пайка получается не блестящей, рыхлой и непрочной. То же получается при слишком высокой температуре, когда флюс исчезает раньше, чем сделает доброе дело.

В-пятых, если канифоли или флюса много в зазоре, то он там кипит и выплескивает припой в виде брызг на соседние контакты.

В-шестых, при нужном количестве припоя и нужной температуре паяльника (и не слишком большой массе спаиваемых деталей) припой аккуратно самостоятельно обтекает спаиваемые контакты и самостоятельно всасывается в микрозазоры между ними. То есть, форма и прочность пайки формируются сами, как нужно.



Примечание.

Помните, что две зачищенные хоть до зеркального блеска медные детали никогда не соединятся вместе (разве что вы их склепаете или сварите). При пайке они соединяются тонким слоем припоя, который всасывается между ними, только если они уже хорошо залужены (покрыты предварительно тонким слоем припоя).

Итак, перед пайкой спаиваемые места нужно залудить или использовать уже залуженные детали.

Ручной пайке уже, наверное, сотни или тысячи лет, и с тех пор почти ничего не изменилось в технологии, смола (канифоль) она была и тогда смола, а олово и свинец также не изменились.

Некоторые **зачищают провода** паяльником или специальной электрической обжигалкой или зажигалкой.

Фторопластовая изоляция не плавится паяльником, а при горении испускает белый дым с высоким содержанием фтора и фтористых соединений. Попадание этого дыма в глаза приведет к их химическому ожогу.

Когда счищаете изоляцию кусачками, то провод зажимаете пинцетом одной рукой, а другой легко сжимаете кусачками (**НЕ ДОСТАВАЯ ДО ЖИЛОК**) и тянете изоляцию. Если кусачки острые, то изоляция легко слезает.



Совет.

Нужно держать кусачки плоской частью, направленной от провода, чтобы срезаемая изоляция упиралась в эту плоскую часть, а не зажималась стороной, заточенной на угол.

Нельзя сильно сжимать при этом кусачки, то есть они не должны ни в коем случае оставлять надрезы и вмятины на медных жилах.

**Совет.**

Если при зачистке у вас оторвалось несколько жилок вместе с изоляцией или вы заметили вмятины от кусачек, то обрежьте провод и снова зачищайте конец.

Особенно трудно пинцетом держать фторопластовый провод, так как последний всегда мылкий на ощупь. Пинцет с гладкими губками может не удержать провод. Пинцет с зубчатыми губками может повредить изоляцию или жилки.

В данном случае желательно не использовать пинцет с тонкими кончиками, так как площадь зажима будет мала, и придется нажимать сильнее и может быть и это не поможет.

**Совет.**

Если провод выскальзывает, то лучше накрутить его на кончик пинцета, чтобы увеличить площадь трения.

В любом случае пинцет с широкими губками предпочтителен, как меньше травмирующий провод.

Несколько советов по пайке различных элементов

Пайка радиодеталей на плату. Перед пайкой радиодетали на плату, ее следует подготовить. С помощью узких плоскогубцев согните выводы детали таким образом, чтобы они входили в отверстия платы.

**Совет.**

Полезно иметь специальное приспособление для гибки выводов деталей под определенные расстояния между монтажными отверстиями.

Вставьте деталь в отверстия на плате. При этом следите за правильным размещением (полярностью) детали, например, диодов или электролитических конденсаторов. После этого слегка разведите выводы с противоположной стороны платы, чтобы деталь не выпадала из своего места. Не следует разводить выводы слишком сильно. Перед пайкой еще раз протрите жало паяльника о влажную губку!

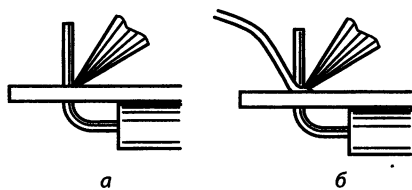


Рис. 11.8. Этапы пайки

Расположив жало паяльника между выводом и платой, как изображено на рис. 11.8, *а*, разогрейте место пайки. Время разогрева должно составлять не более 1-2 с, чтобы не вывести из строя деталь или плату.

Через 1-2 с поднесите припой к месту пайки (рис. 11.8, *б*). При касании припоем жала паяльника может брызнуть флюс. После того, как необходимое количество припоя расплавится, отведите проводку от места пайки. Подержите жало паяльника в течение секунды у места пайки, чтобы припой равномерно распределился по месту пайки. После этого, не сдвигая деталь, уберите паяльник и подождите несколько мгновений, пока место пайки не остынет окончательно.

Теперь можно отрезать излишки выводов с помощью бокорезов. При этом следите за тем, чтобы не повредить место пайки.

Проверьте место пайки! Качественное место пайки соединяет контактную площадку и вывод детали, имеет гладкую и блестящую поверхность.

Если место пайки имеет сферическую форму или имеет связь с соседними контактными площадками, разогрейте место пайки до расплавления припоя и удалите излишки припоя. На жале паяльника всегда остается небольшое количество припоя.

Если место пайки имеет матовую поверхность и выглядит исцарапанным, то говорят о «холодной пайке». Разогрейте место пайки до расплавления припоя и дайте ему остыть, не сдвигая детали. При необходимости добавьте немного припоя.

После этого можно удалить остатки флюса с платы с помощью подходящего растворителя. Эта операция не является обязательной, ведь флюс может оставаться на плате. Он не мешает и ни в коем случае не влияет на функционирование схемы.

Оптимальное прогревание места спаивания деталей. Если вы паяете транзистор, придерживайте пинцетом его выводы во избежание их перегрева. Если нужно спаять концы двух залуженных проводников, плотно сдавите их друг с другом и до места их соприкосновения дотроньтесь паяльником с каплей припоя на конце жала.

Как только поверхность прогреется, припой растечется и заполнит промежутки между проводниками. Плавным движением паяльника распределите припой равномерно по всему месту спаивания.

**Примечание.**

Продолжительность пайки не должна превышать 5 с. Припой быстро твердеет и крепко соединяет детали. Однако не стоит сдвигать с места спаянные проводники еще в течение 10 с.

Во время монтажа нужно учитывать, что, налаживая конструкции, приходится перепаявать проводники или заменять детали. Например, концы деталей, которые соединяются с общим проводником в соответствии со схемой, следует припаивать не в одной точке, а на некотором расстоянии один от другого.

**Совет.**

Не рекомендуется закручивать концы деталей вокруг проводника.

Использование паяльной пасты. При пайке в домашних условиях припой обычно наносят с помощью горячего паяльника. Контролировать количество расплавленного припоя, переносимого паяльником, крайне затруднительно: оно зависит от температуры плавления припоя, температуры и чистоты жала и от других факторов.

Не исключено при этом попадание капель расплавленного припоя на проводники, корпуса элементов, изоляцию. Это заставляет вести работу крайне осторожно и аккуратно, и все же бывает трудно добиться хорошего качества пайки.

Облегчить пайку и улучшить ее можно с помощью **паяльной пасты**. Для приготовления пасты напильником измельчают припой и смешивают его опилки со спирто-канифольным флюсом. Количество припоя в пасте подбирается опытным путем. Если паста получилась слишком густой, в нее добавляют спирт. Хранить пасту нужно в плотно закрывающейся посуде. На место пайки пасту наносят небольшими дозами металлической лопаточкой.

**Примечание.**

Применение паяльной пасты позволяет избежать перегрева малогабаритных деталей и полупроводниковых приборов.

При сращивании проводов, трубок, стержней, когда нет возможности воспользоваться электрическим паяльником, применяют «паяльную ленту». Чтобы изготовить паяльную ленту, необходимо сначала составить пасту из порошка припоя, канифоли и вазелина. Порошок

получают путем опилования прутка припоя напильником с крупной насечкой (мелкая забивается припоем). Приготовленную пасту наносят тонким слоем на миткалевую ленту. Место пайки обматывают в один слой «паяльной лентой», смачивают бензином или керосином и поджигают. Соединяемые поверхности желательно предварительно облудить.

Как паять мелкие детали. Если нужно паять мелкие детали или детали, боящиеся перегрева, а нет паяльника малой мощности, то пайку можно осуществлять более мощным паяльником. Нужно надеть на его жало свернутую в спираль медную проволоку так, как показано на рис. 11.9. Конец этой проволоки должен быть заточен по



Рис. 11.9. Приспособление к паяльнику для пайки мелких деталей

такой же форме, как и жало обычного паяльника, советует сайт <http://transistor.3dn.ru>.

Типичные ошибки начинающих радиолюбителей. Начинающие радиолюбители касаются места пайки только кончиком жала паяльника. При этом к месту пайки подводится недостаточно тепла. Опытный радиолюбитель обладает чувством оптимальной теплопередачи. Он прикладывает жало паяльника таким образом, чтобы

между ним и местом пайки образовалась как можно большая площадь контакта. Кроме того, он очень быстро вводит между жалом и деталью немного припоя в качестве теплопроводника.

Начинающие радиолюбители расплавляют немного припоя и с некоторой задержкой подводят его к месту пайки. При этом часть флюса испаряется, припой не имеет защитного слоя, поэтому на нем образуется оксидная пленка.



Примечание.

Профессионал, напротив, всегда касается места пайки одновременно паяльником и припоем. При этом место пайки обволакивается каплей чистого расплава еще до того, как флюс успеет испариться.

Начинающие радиолюбители часто не уверены, не перегрето ли место припоя. Они слишком рано отводят жало паяльника от места пайки, затем вынуждены опять подводить его для подогрева, вновь отводят.

Результатом является серое место пайки с неровными границами, так как соединяемые детали были нагреты недостаточно сильно, а сам процесс длился слишком долго, и колофоний успел испариться.

**Примечание.**

Мастер, напротив, нагревает место пайки быстро и интенсивно и завершает процесс резко и окончательно.

Еще ошибка начинающих радиолюбителей — компоненты паяют, а потом откусывают лишнюю длину ножек (<http://interlavka.narod.ru/novenkim/nov06.htm>). При этом качественного контакта добиться сложно. Повышенный теплоотвод и усложненный доступ жала к месту пайки только ухудшают образование надежного соединения.

**Совет.**

Формуйте выводы компонентов и обрезайте их перед пайкой.

При правильной технологии олово будет «обтекать» контакт самостоятельно. Обращайте внимание на состояние выводов компонентов: серые матовые выводы — окисленные. Придется лудить с флюсом. Будьте осторожны, ведь можно пережечь компонент.

Пайка мелких деталей, имеющих пластмассовый корпус. Пайку таких деталей надо производить с особой аккуратностью. Возьмем, к примеру, светодиод. Они сейчас применяются повсеместно в качестве индикаторных элементов или как элементы подсветки. Корпус светодиода сделан из прозрачной пластмассы. При сильном нагреве выводы светодиода могут просто отвалиться или произойдет помутнение прозрачного пластика, из которого выполнен светодиод.

**Внимание.**

Пять светодиоды надо на расстоянии не менее 5 мм от корпуса. Время пайки не должно превышать 3—5 с.

Вывод между местом пайки и корпусом светодиода надо зажать пинцетом. Пинцет будет отбирать от вывода лишнее тепло, предотвращая перегрев.

После пайки выводы светодиода надо надежно изолировать. В таком виде светодиод не страшно размещать в любом месте системного блока не боясь замыкания.

Все эти рекомендации в равной степени относятся и к другим электронным компонентам, имеющим пластмассовый корпус, начиная с конденсаторов, кончая транзисторами.

Пайка свободных проводов и электронных компонентов. Пусть необходимо соединить светодиод с ограничивающим резистором и припаять к ним питающий кабель. Здесь не используются монтажные штифты, платы или другие вспомогательные элементы. Необходимо выполнить следующие операции.

Шаг 1. Снять изоляцию с концов провода. Тонкие медные проводники абсолютно чисты, так как они были защищены изоляцией от кислорода и влажности.

Шаг 2. Скрутить отдельные проводки жилы. Таким образом, можно предотвратить их последующее разлохмачивание.

Шаг 3. Залудить концы проводов. Во время лужения разогретое жало паяльника необходимо подвести к проводу одновременно с припоем. Провод необходимо хорошо разогреть, чтобы припой равномерно распределился по поверхности жгута. Легкое потирание жалом помогает распределению припоя по всей длине лужения.

Шаг 4. Укоротить выводы светодиода и резистора и также залудить их. Хотя выводы и лудились при изготовлении радиоэлементов, но в процессе хранения на них мог образоваться тонкий слой окислов. После лужения поверхность вновь будет чистой. Если используются очень старые радиодетали, выпаянные из каких-либо плат, на них, как правило, сильно окислены. Выводы таких деталей перед лужением необходимо очистить от окислов, например, поскрести их ножом.

Шаг 5. Удерживая соединяемые выводы параллельно друг другу, нанесите на них небольшое количество расплавленного припоя. Место пайки должно прогреваться быстро, расход припоя при этом должен быть 2—3 мм (при диаметре 1,5 мм). Как только припой равномерно заполнит промежутки между соединяемыми выводами, необходимо быстро отвести паяльник. Место пайки должно оставаться в докое, пока припой не затвердеет полностью. Если детали сдвинутся раньше, то в пайке образуются микротрещины, снижающие механические и электрические свойства соединения.

Пайка микросхемы на печатную плату. Пайка радиодеталей в плату требует меньших усилий, чем соединение свободных проводов, так как отверстия в плате служат хорошим фиксатором припаяваемой детали. Однако и здесь результат зависит от опыта и удачи. Первая схема или первый проект, собираемый на макетной плате,

скорее всего, завершится крахом еще на первых пропаянных точках, которые будут выглядеть так, как будто это сплошной проводник... Но после нескольких упражнений каждое соединение будет выглядеть все лучше и лучше.

Как добиться равномерно хороших соединений. Итак, перейдем к описанию отдельных шагов.

Шаг 1. Припой и жало паяльника подводятся к монтажной точке одновременно. Жало паяльника должно касаться как обрабатываемого вывода, так и платы.

Шаг 2. Положение жала паяльника не изменяется, пока припой не покроет равномерным слоем все место контакта. В зависимости от температуры паяльника это продолжается от полусекунды до секунды. За это время происходит достаточный нагрев места пайки.

Шаг 3. Теперь жало паяльника следует обвести по полукругу вокруг обрабатываемого контакта, одновременно перемещая припой во встречном направлении. Таким образом, на место пайки наносится еще около 1 мм припоя. Место пайки нагрето настолько, что расплавившийся припой под действием сил поверхностного натяжения равномерно распределяется по всей контактной площадке.

Шаг 4. После того, как необходимое количество припоя нанесено на место пайки, можно отвести проволоку припоя от места пайки.

Шаг 5. Быстрый отвод жала паяльника от места пайки. Пока еще жидкий и покрытый тонким слоем флюса припой обретает свою окончательную форму и застывает.

Если жало паяльника имеет оптимальную температуру, весь процесс продолжается не более одной секунды. И после небольшой практики все точки пайки начнут походить друг на друга как две капли воды.

Перед пайкой на плате. Прежде чем приступить к пайке, разберитесь с платой. Если вы делали ее самостоятельно, то, скорее всего, она без паяльных покрытий: голая медь. Перед пайкой все контактные площадки придется облудить: покройте их флюсом и нанесите олово паяльником так, чтобы не закрыть отверстия в плате.

При правильно подобранной температуре и хорошем флюсе, олово с жала паяльника само «обтечет» всю контактную площадку, как только вы ее коснетесь.



Совет.

Не стоит брать на жало паяльника огромные капли олова: касается жалом прутка, и через секунду на жале будет необходимое количество.

Плата, покрытая оловом (промышленного изготовления), избавляет от этой работы, но и стоит соответственно. Плата готова? При необходимости удалите остатки флюса, и можете приступить к пайке.

Пайка печатных плат. Печатная плата сильно облегчает процесс изготовления радиосхемы. Все электрические соединения выполнены дорожками из медной фольги. Детали надежно закреплены и не боятся вибраций.

Вставляем деталь в нужное место платы и подбираем нужную глубину посадки. Наносим флюс маленькой кисточкой.

Берем паяльником немного припоя и подносим к месту пайки таким образом, чтобы плоскость жала была обращена к детали, а сам паяльник находился под углом 45 градусов.



Примечание.

При хорошем флюсе, нормальном припое и нормально нагретом паяльнике пайка одной контактной площадки занимает около секунды.

Правильно выполненная пайка не должна иметь каких-либо наплывов, трещин и должна блестеть.

Торчащие ножки ликвидируем острыми кусачками. После окончания монтажа и выполнения пуско-наладочных работ, протираем плату спиртом. Применение ацетона не рекомендую, некоторые детали и провода могут пострадать. Ну а элементы, содержащие механику, такие как реле, тумблеры и подстроечные резисторы, вообще нельзя мыть ничем, их впаивают после промывки.



Совет.

Для начинающих рекомендую начать с опытов на макетной плате.

Подбираем оптимальное расположение деталей. Отпиливаем кусочек платы нужного размера, впаиваем компоненты. Соединения делаем тонким проводом. Не забываем про перегрев. Работаем аккуратно и внимательно, чтобы случайно не замкнуть соседние контакты. Иногда полезно проверить замыкание дорожек тестером, иногда на свет видно. Учимся и тренируемся.

А сколько приятных минут (часов, дней) вы проведете в поисках неправильного соединения!

Еще одна хитрость напоследок. Рассмотрим, как выпаять радиодеталь из платы, или устранить досадное замыкание контактных площадок микросхемы.

Для этого понадобится кусочек медной оплетки от экранированного провода. Прикладываем оплетку в нужное место, капаем флюса, прижимаем паяльник. Припой впитался в нее.

Остается покачать все ножки пинцетом и извлечь деталь. Для этой цели есть и специальные оловоотсосы, отмечается на <http://datagor.ru/>.

Замена резисторов, транзисторов в обычных платах. Рассмотрим такие транзисторы, которые имеют проволочные ножки и впаиваются в отверстия на плате. Отпаять такой компонент (особенно если это конденсатор, резистор или транзистор — детали, имеющие 2-3 вывода) проблем не составляет. Достаточно прогреть с обратной стороны платы контактные площадки и при помощи пинцета выдернуть элемент из платы.

Перед пайкой нового элемента необходимо прочистить от припоя отверстия. Вот тут то и приходит на помощь игла от шприца. Игла сделана из нержавеющей стали, к которой припой не прилипает. Ею очень удобно прочищать отверстия в печатных платах.



Совет.

Чтобы случайно не повредить металлизацию отверстий в многослойных платах, кончик иглы лучше затупить при помощи надфиля или точильного круга.

Замена микросхем в обычных платах. Что делать, если требуется выпаять микросхему, имеющую много выводов. Например, микросхему с 16 ножками. Вариантов тут несколько.

Вариант 1. При использовании термовоздушной паяльной станции достаточно просто прогреть до температуры плавления припоя весь участок, на котором запаена микросхема, и пинцетом вытащить ее из платы.

Вариант 2. Можно воспользоваться специальной широкой насадкой на жало паяльника, которая прогревает одновременно сразу все выводы микросхемы.

Вариант 3. Если же пользоваться обычным паяльником, то тут снова на помощь придет игла. Иголку надевают на торчащий кончик вывода, нагревают паяльником контактную площадку и, слегка вращая иглу, надевают ее на вывод. Потом дают остыть припою и уби-

рают иглу. Вывод оказывается освобожденным от припоя. Повторив такую операцию несколько раз (по количеству выводов микросхемы) ее можно будет легко снять с платы.

Замена SMD компонентов на платах. SMD — Surface Mounted Devices — компоненты для поверхностного монтажа — так расшифровывается эта английская аббревиатура. Они обеспечивают более высокую, по сравнению с традиционными деталями, плотность монтажа. К тому же монтаж этих элементов, изготовление печатной платы оказываются более технологичными и дешевыми при массовом производстве. Поэтому эти элементы получают все большее распространение и постепенно вытесняют классические детали с проволочными выводами.

Очень часто встает задача пайки этих SMD компонентов. Если раньше они встречались в основном на компьютерных платах, то сейчас поверхностный монтаж можно встретить и в усилителях и в малогабаритных приемниках и другой бытовой технике.

Для работы с такими деталями удобнее всего, конечно, воспользоваться горячим воздухом. **Термовоздушные паяльные станции** как раз и предназначены для такого вида работ. Направляем струю нагретого воздуха на подлежащий замене элемент и после разогрева припоя просто снимаем пинцетом деталь с платы. Температура плавления припоя, используемого для поверхностного монтажа, как правило, лежит в пределах 180—200 °С.



Внимание.

Во избежание повреждения элементов температуру воздуха на выходе из паяльного фена не рекомендуется делать выше 250—300 °С.

Пайка таких мелких деталей требует аккуратности. Прежде чем браться за перепайку рабочей платы, желательно потренироваться на неисправной, подобрав температурный режим фена и напор воздуха.



Внимание.

Сильный напор может сдуть соседние элементы с платы.

Припаивать детали горячим воздухом тоже очень просто. Необходимо положить на предварительно смоченные флюсом контактные площадки припаиваемый элемент и, придерживая его иглой или пинцетом, нагреть до расплавления припоя, который надежно зафиксирует деталь.

Что делать, если необходимо произвести пайку SMD компонентов, а под руками нет паяльного фена. Мелкие детали можно паять и обычным паяльником. На подлежащую замене деталь капаем капельку флюса, рядом с ней ложиться кусочек припоя.

Затем паяльником расплавляется припой таким образом, чтобы капелька припоя охватывала оба конца детали. Деталь снимается пинцетом.

**Совет.**

Контактные площадки надо очистить от лишнего припоя. В этом нам поможет специальная оплетка для удаления припоя. Она представляет собой сплетенный из тонких медных проводов жгутик.

На проводки наносится флюс и прижимается паяльником к месту пайки. Оплетка, как губка, впитывает расплавленный припой, оставляя на контактных площадках только тончайший слой.

Припаять новый элемент большого труда не составит. Его надо положить на контактные площадки и, набрав на паяльник небольшое количество припоя, прикоснуться к выводам элемента.

**Внимание.**

Не забудьте перед установкой детали нанести на контактные площадки немного флюса.

Гораздо больше проблем возникает, когда надо припаять микросхему, имеющую большое количество близкорасположенных выводов. При помощи паяльной станции операция по пайке занимает несколько минут. Микросхема устанавливается на плату. Выводы тщательно позиционируются на контактных площадках, предварительно покрытых тонким слоем флюса, и сверху горячим воздухом производится нагрев до плавления припоя. Это быстрый и удобный способ пайки.

Но и здесь можно обойтись обычным паяльником. Микросхема устанавливается на предварительно зачищенные контактные площадки и тщательно позиционируется.

**Совет.**

Чтобы во время пайки микросхема не сдвинулась, можно прихватить припоем крайние ножки. Потом пропаиваются все выводы.

Теперь требуется удалить излишки припоя и устранить перемычки между выводами. Для этой цели опять можно воспользоваться оплеткой для удаления припоя. Оплетка прижимается горячим паяльником к выводам микросхемы. Излишки припоя впитываются в оплетку. Остается только минимальное количество припоя, необходимое для надежного крепления микросхемы к контактными площадкам.

После удаления излишков припоя необходимо внимательно осмотреть выводы микросхемы на предмет отсутствия замыканий (лучше воспользоваться для этого увеличительным стеклом). Пайка выглядит почти как заводская.

Со временем, если не забросите это увлекательное и интересное занятие, вы приобретете еще и столь необходимый в любом деле опыт. Сможете самостоятельно решить какой еще дополнительный инструмент вам понадобится, какие расходные материалы лучше использовать.



Совет.

Зайдите на сайт одного из ведущих производителей паяльного оборудования немецкой фирмы Ersa <http://www.ersa.com/> или его русскую версию <http://www.ersa.ru/>. Там можно найти много интересной информации о новейших технологиях в области пайки, о применении оборудования и о приемах работы с различными видами паяльников.

Блиц-пайка SMD-компонент в домашних условиях. Работая с SMD-компонентами, радиолюбители обязательно сталкиваются с проблемой их пайки. Столкнувшись однажды с необходимостью пайки более тысячи компонент (что растянулось на три недели), автор придумал следующую технологию для пайки плат, на которых SMD-компоненты расположены с одной стороны. Если такие компоненты есть с обеих сторон, вторую сторону придется паять руками. Иллюстрации и подробности см. на сайте автора <http://chav1961.narod.ru/radio/technology/blitz/blitz.html>.

Шаг 1. Необходимо приобрести паяльную пасту, на рынке или на <http://www.promelec.ru/>. Паста представляет собой порошок припоя в смеси с хлористым цинком и какой-то вязкой структурой на водной основе.

Шаг 2. Вначале на бумажке, на которой выведен рисунок печатной платы (лучше в натуральную величину и с указанием всех деталей) раскладываем по своим местам все SMD-компоненты, которые

нужно будет припаять. Не нужно пропускать этот этап, — когда будет выполнен следующий пункт, у вас останется очень мало времени для установки компонент на плату, поэтому все должно быть заранее под рукой.

Шаг 3. Протравленную печатную плату зачищают шкуркой и покрывают с помощью кисточки паяльной пастой. Особо обратите внимание — отверстия в плате сверлить нельзя, их нужно будет высверлить только после пайки!

Паста должна едва покрывать дорожки, чтобы они все «просвечивали» через слой пасты. Чтобы равномернее размазать пасту по плате, очень не помешает капнуть на плату одну каплю воды. Избыток воды крайне вреден — при ее выкипании (см. далее) детали могут сдвинуться с мест. Большие пустые места на плате, естественно, мазать пастой не надо.

Пасту лучше «наковырять» со дна емкости, поскольку припой оседает вниз, и в верхней части в основном располагается вязкая структура.

Механических усилий при «ковырянии» нужно применять минимум, чтобы порошок припоя не слипся от давления (я обычно просто переворачиваю банку и даю пасте время стечь вниз). В инструкции по применению пасты рекомендуется работать в респираторе и в вентилируемых помещениях. На мой взгляд, этих рекомендаций очень даже стоит придерживаться!

Шаг 4. На подготовленную таким образом плату перекладываем с бумажки все компоненты по своим местам. Стремиться как-то особо точно устанавливать компоненты не нужно, главное, чтобы выводы компонентов попали на свои контактные площадки. Большие детали с плоской поверхностью (например, мощные ключи) нужно при установке слегка прижать, остальные детали каких-либо прижимов не требуют.

Шаг 5. Берем утюг, — какой же радиолюбитель без утюга! Ставим утюг подошвой вверх, устанавливаем терморегулятор в среднее положение максимальной мощности, включаем и ждем, пока пару раз не сработает терморегулятор (чтобы стабилизировалась температура поверхности). Правильно нагретый утюг должен плавить на подошве олово, но не жечь плату.

Шаг 6. На поверхность утюга кладем четыре ненужных SMD-резистора, а на них — плату с разложенными деталями (резисторы нужны, чтобы исключить контакт платы с поверхностью утюга). Терпеливо ждем, когда паста на поверхности начнет плавиться.

Нужно, чтобы она расплавилась по всей поверхности платы! Затем аккуратно снимаем плату и даем ей остыть.



Внимание.

Не вздумайте что-то при этом трогать или прижимать (особенно большие детали с плоской поверхностью) — припой немедленно из-под них вытечет и что-нибудь обязательно замкнет — проверено!

Если пасты намазано минимально количество, никаких посторонних замыканий (в том числе и под корпусами SMD-микросхем) никогда не происходит, как это ни невероятно.

Шаг 7. Остывшую плату обязательно моем кисточкой с моющим средством («Капля», «Фейри» и т. д.), а после этого — спиртом или ацетоном. Если пасты было много, на поверхности платы будет масса мелких и мельчайших шариков припоя — их все, естественно, нужно отчистить этой же кисточкой.



Внимание.

Паяльной пасты должен быть минимум.

Шаг 8. Сверлим отверстия. Устанавливаем обычные компоненты. Наслаждаемся.

Пайка получается очень аккуратная — почти как заводская. Скорость пайки возрастает не просто в разы — на порядки.



Примечание.

*Главная **проблема** — приноровиться с температурой утюга и с толщиной слоя пасты.*

Следует иметь ввиду, что таким способом не стоит паять входные каскады усилителей с высоким входным сопротивлением — остатки пасты наверняка вожгутся в поверхностный слой платы и все напорят. Конечно, вместо утюга намного лучше была бы паяльная станция с феном, если она есть.

Несколько слов о проблемах этого метода. Двухлетний опыт применения этой технологии автором выявил несколько проблем — и, естественно, несколько путей их решения. Коротко остановимся на них.

Проблема 1. Паять описанным способом односторонние платы нежелательно. Причина проста — коэффициент теплового расширения меди и стеклотекстолита несколько отличается друг от друга (хотя и немного). По этой причине при пайке изгиб платы может достигать 0,2—0,3 мм. Из-за этого она нагревается неравномерно, и края ее слегка подгорают. К тому же у некоторых марок одностороннего стеклотекстолита при таком нагреве начинается внутреннее расслоение (образование пузырей).

Выход простой — всегда использовать двухсторонний стеклотекстолит, а неиспользуемую сторону меди просто удалять. На двухстороннем стеклотекстолите описанные выше явления ни разу не наблюдались, да и пайка с ним получается намного более «ровная» (видимо, из-за того, что медь с нижней стороны платы обеспечивает равномерное распределение тепла по поверхности платы).

Проблема 2. При пайке могут возникать проблемы в высоковольтных цепях. Дело в том, что при пайке на поверхности платы неизбежно остается и флюс, и мельчайшие шарики олова. На напряжениях до 50—100 В диэлектрические свойства платы практически не ухудшаются, а вот при более высоких напряжениях на поверхности начинается «бенгальский огонь» с неизбежно печальными последствиями для конструкции.

Для устранения этой неприятности следует придерживаться некоторых правил:

- ♦ ни в коем случае не зачищать плату перед пайкой. Шкурка неизбежно оставит следы на клеевой основе, которой была приклеена к стеклотекстолиту медь, и на этих бороздах обязательно осядут и олово, и флюс. Вместо зачистки платы шкуркой ее необходимо перед пайкой протереть раствором кислоты (уксусной, соляной), после чего сполоснуть;
- ♦ азотную и серную кислоты использовать не следует, поскольку первая оставляет серьезные следы на меди, а вторая разрушает основу платы;
- ♦ наносите минимум пасты. Ее практически не должно быть. Идеальный случай, когда после пайки все дорожки платы блестят, но ни на одной не заметно ни одной капли припоя;
- ♦ если плата будет работать в высоковольтных цепях, после мойки ее желательно минут пять прокипятить в воде (это не шутка, а абсолютно серьезная рекомендация). В воду желательно доба-

вить несколько капель уксуса. После кипячения плату следует промыть еще раз, а затем высушить в тепле;

- ♦ плату обязательно нужно покрыть цапон-лаком или лаком ISOTEMP.

Опытом работы с SMD компонентами делится в Интернете *Александр Тимошкин (TANk)*. Несколько слов про необходимые для этой цели инструменты и расходные материалы. Прежде всего, это пинцет, острая иглолка или шило, кусачки, припой, очень полезен бывает шприц с достаточно толстой иглой для нанесения флюса.

Поскольку сами детали очень мелкие, то обойтись без увеличительного стекла тоже бывает очень проблематично. Еще потребуется флюс жидкий, желательно использовать нейтральный безотмывочный.

В любительских условиях удобнее всего такие детали паять при помощи специального паяльного фена или по-другому — **термовоздушной паяльной станцией**. Выбор их сейчас в продаже довольно велик и цены, благодаря нашим китайским друзьям, тоже очень демократичные и доступны большинству радиолюбителей.

Понадобится паяльник с тонким жалом. Лучше, если это жало будет выполнено по технологии «Микроволна», разработанной немецкой фирмой Ersa (рис. 11.10). Оно отличается от обычного жала тем, что имеет небольшое углубление, в котором скапливается капелька припоя.

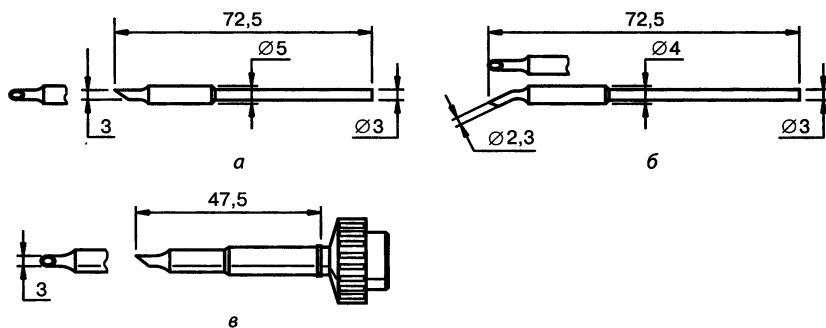


Рис. 11.10. Габаритные размеры жал по технологии «Микроволна»

Такое жало делает меньше залипов при пайке близко расположенных выводов и дорожек. Настоятельно рекомендую найти и воспользоваться. Но если нет такого жала, то подойдет паяльник с обычным тонким наконечником.

Как изготавливать печатные платы

Процесс изготовления печатной платы можно разделить на несколько шагов:

- ♦ нанести на плату рисунок дорожек;
- ♦ протравить плату, чтобы удалить ненужную часть меди;
- ♦ просверлить в плате отверстия.

Сейчас во второе десятилетие XXI века, наиболее простой способ нанести на плату рисунок — это «лазерный утюг». Описаний этой технологии в Интернете не счесть, автор и сам в свое время отметил на этом поприще (*журнал Радио № 9 — 2001 г. — с. 35*). Поэтому подробно мы на ней останавливаться не будем.



Примечание.

Именно по этой причине в этом «Шаге» радиолюбитель не найдет ни одного рисунка печатной платы — все они есть в электронном виде на сайте издательства. Заниматься ими бумагу совершенно ни к чему.

Рисунок с платы, выполненный с помощью ЛУТ (общепринятое сокращение для фразы «лазерно-утюжная технология») легко отмывается ацетоном.

Протравить плату с нанесенным на нее рисунком в домашних условиях можно двумя растворами:

- ♦ либо хлорным железом;
- ♦ либо «народным средством» — смесью медного купороса и поваренной соли в соотношении 1:2.

Второй вариант в некотором роде проще — все компоненты для него можно купить в магазине для садоводов и в обычном продуктовом магазине (тогда как за хлорным железом нужно обращаться в специализированный магазин либо в интернет-магазин), но процесс травления в этой смеси протекает медленнее.



Совет.

Если вы, уважаемый радиолюбитель, всерьез настроены на электронику, не поленитесь приобрести широкую стеклянную посуду с закрывающейся крышкой (лучше прямоугольную), и обязательно закрывайте ее, когда плата травится — дышать парами этих растворов отнюдь не полезно для здоровья.

Не поленились зайти и в аптеку, чтобы приобрести пару хирургических перчаток — полоскать руки в этих растворах также не стоит.



Внимание.

Будьте аккуратны при разведении компонент водой — хлорное железо (особенно безводное) при растворении очень сильно разогревается!

Бывали случаи — лопалась от нагрева посуда. Также заведите отдельную банку с хорошо закрывающейся крышкой для хранения растворов между травлениями — высыхающий раствор имеет дурную привычку расползаться по всему, как плесень (особенно этим отличается второе снадобье).



Внимание.

*И ни в коем случае — повторимся еще раз — ни в коем случае не пытайтесь пользоваться в домашних условиях третьим раствором — азотной кислотой! Да, она травит плату даже быстрее хлорного железа, но если первые два раствора просто вредны для здоровья, то бьющая фонтаном при травлении азотной кислотой двуокись азота — **сильнейший дыхательный яд!***

От него можно, что называется, и «ласты задвинуть». Когда раствор утратит свою «травительную силу», его нужно развести как можно большим количеством воды, и вылить в унитаз, после чего обязательно два-три раза слить воду.

Существует масса «народных» рецептов реанимации таких растворов, чтобы попользоваться ими еще некоторое время. Но, по мнению автора, вылить и купить новое будет и быстрее, и легче.

Для сверления в плате отверстий нужны две вещи — дрель и сверло. Исходя из собственного опыта, автор рекомендовал бы иметь под рукой три дрели:

- ♦ маленькую ручную дрель с питанием от аккумулятора для сверления отверстий диаметром до 2 мм;
- ♦ дрель-шуруповерт для сверления отверстий диаметром до 10 мм;
- ♦ тяжелую мощную дрель с питанием от сети для изготовления отверстий в металле.

**Примечание.**

Для сверления отверстий в печатных платах самым идеальным инструментом были бы твердосплавные сверла из карбида вольфрама — они режут платы как масло!

Увы, их, **во-первых**, весьма непросто и недешево достать. А, **во-вторых**, они отличаются чрезвычайной хрупкостью — сломать их легче, чем спичку. Чтобы сверлить ими (а тем более с помощью ручной дрели), нужна твердая рука и очень большой навык, поэтому начинающему лучше начать с обычных стальных сверл.

**Примечание.**

Следует только помнить, что они будут очень быстро тупиться: стеклотекстолит — основа печатных плат, — содержит в себе стеклянные нити, а сверлить стекло — все равно, что сверлить наждачный круг.

Поэтому вместе со сверлами сразу приобретите либо алмазный надфиль, либо очень мелкий наждачный брусок, чтобы затачивать сверла. Даже не пытайтесь покупать надфили нашего дальневосточного соседа — автору пару раз из чисто спортивного интереса удалось завязывать их руками в узел.

Точить сверла — большое искусство, научить этому с помощью книги нельзя, поэтому просто постарайтесь заточить его по образцу и подобию других сверл.

**Примечание.**

*Помните — правильно заточенное сверло плату **сверлит**, а не раздвигает дыру во все стороны, образуя вокруг отверстия «горку».*

Поэтому вновь заточенное сверло не поленитесь проверить на ненужном кусочке материала: «горка» — самый объективный критерий правильной (вернее, *неправильной*) заточки.

Чем питать конструкции

По аналогии с «паять паяльником» — конечно же, электричеством. Увы, электричество тоже может быть разного качества — в любом источнике энергии присутствует т. н. **внутреннее сопротивление**,

которое порой весьма причудливо может повлиять на работу конструкции.

Автор может припомнить не один случай, когда по несколько суток уходило на поиск неисправности, пока не оказывалось, что причиной ее является не сама конструкция, а источник питания. Поэтому наученный горьким опытом автор всегда, по возможности, питает вновь разрабатываемую конструкцию от аккумуляторов — если, конечно, это вообще можно сделать.

Да, аккумуляторы тяжелы, да, у них большие габариты, да, их нужно заряжать — но с ними у тебя есть гарантия, что твое неработающее устройство не работает по каким-то своим внутренним причинам, а не оттого, что его запитали «жуткой дрянью».

Если же вы, уважаемый радиолюбитель, пользуетесь каким-то неведомым блоком питания (особенно изготовленным Сами-Знаете-Где), будьте готовы ко всему. А лучше — все-таки перейдите на батареи или аккумуляторы.

А теперь — вперед! Делаем первую конструкцию...

11.2. Первая конструкция: «бегущие огни»...

Почему именно «бегущие огни»

Для нашей первой конструкции в электронику «бегущие огни» выбраны не случайно. Это «устройство» обладает главным для начинающего качеством — наглядностью. Радостно мигающие огоньки, как ничто другое, скажут вам, уважаемый радиолюбитель, что вы вполне способны осилить премудрости увлекательнейшей науки — электроники.

К тому же на первых порах это — едва ли не единственный девайс, который радиолюбитель сможет применить у себя дома. Повесить на елку, например! Для «бегущих огней» нам потребуется вышедшая из строя елочная гирлянда, что, по опыту автора, не представляет совершенно никакой проблемы. Все, без исключения, елочные гирлянды производства нашего дальневосточного соседа неизменно выходили из строя на второй день покупки. Заодно почините то, что у вас есть, уважаемый радиолюбитель! Первый вариант «бегущих огней», который мы сделаем, будет....

... на микросхемах.

«Бегущие огни» на микросхемах

Вы спросите, почему не на транзисторах? Ответ прост, уважаемый радиолюбитель. Транзисторные «бегущие огни», как и вся транзисторная «цифровая» электроника, отличается чрезвычайно плохой повторяемостью.

Ни одна из десятка, по крайней мере, транзисторных схем «бегущих огней» у автора не заработала «с полоборота», все приходилось долго и нудно доводить до ума. Собрать же неработающую или полуживую конструкцию — лучший способ отбить охоту заниматься электронной вообще, чего автор и сам не хочет, и вам не желает!

Принципиальная схема. Микросхемы по сравнению с транзисторами — это гигантский шаг вперед. И, конечно же, среди микросхем обязательно найдется такая, которая обеспечит нам «почти готовые» бегущие огни. Это микросхема типа K176ИЕ8, и называется она «десятичный счетчик с дешифратором». У нее есть два счетных входа, вход сброса и десять выходов.

При поступлении импульсов соответствующей полярности на счетный вход микросхемы внутренний счетчик микросхемы увеличивает свое значение на единицу (в литературе для такого действия есть даже специальное название — инкремент).

Дешифратор, имеющийся внутри микросхемы, преобразует текущее значение счетчика в сигнал, близкий к напряжению питания микросхемы на одной из выходных линий. Обычно он называется сигналом «логической единицы», сокращенно — лог.1. На всех остальных выходных линиях в это время будет сигнал, близкий к нулю, который называется «логическим нулем» или лог.0).

При каждом новом счетном импульсе сигнал лог.1 будет перемещаться с одной выходной линии на другую (удивительное совпадение — такой режим работы называется «бегущей единицей».

Все, что нам остается — прибавить к этой микросхеме:

- ♦ генератор импульсов (чтоб считало);
- ♦ источник питания (чтоб питало);
- ♦ четыре мощных выходных каскада, управляющих лампочками (чтоб мигало).

Схема такого варианта «бегущих огней» приведена на рис. 11.11. Генератором здесь является микросхема DD1, конденсатор C1 и резистор R1, источник питания — диоды VD1—VD3, конденсаторы C2—C4 и резистор R4. Четыре одинаковых комплекта R2, R3, VT1 образуют цепи управления лампочками.

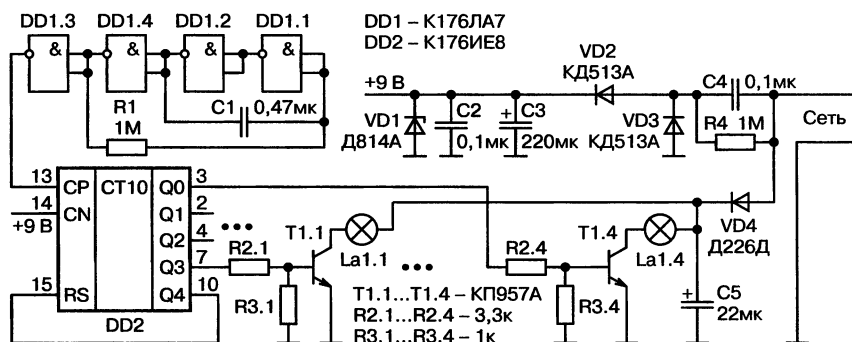


Рис. 11.11. Схема варианта «бегущих огней» на ИМС К176IE8

Собрано устройство на печатной плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 62,5×50 мм. Разводку печатной платы для «лазерного утюга» и схему расположения деталей можно взять с сайта издательства www.nit.com.ru. А внешний вид устройства приведен на рис. 11.12.

Посмотреть же «вживую» на работу устройства можно на ролике, размещенном на сайте издательства.

Настройка. Настройки устройство не требует.

Аналоги. Если микросхемы К176IE8 у вас не окажется, ее можно заменить зарубежным аналогом CD4017 или подобной ему. В серии К561 есть похожая по функциональности микросхема К561IE9 (зарубежный аналог CD4022), но у нее несколько другое расположение выводов, и под нее придется переделывать плату.

Микросхему К176ЛА7 можно заменить микросхемой К561ЛА7 или зарубежным аналогом CD4011. Транзисторы — любые с рабочим напряжением не ниже 300 В и допустимым током не ниже тока потребления ламп. Стабилитрон VD1 — любой с напряжением стабилизации 8—10 В, диоды VD2, VD3 — любые импульсные, VD4 — любой выпрямительный с допустимым напряжением не ниже 600 В и допустимым током не ниже тока потребления ламп.

Конденсатор С2 обязательно должен быть керамическим. Конденсатор С4 — любой неэлектролитический с допустимым напряжением не ниже 250 В, конденсаторы С3 и С5 — электролитические с рабочим напряжением не ниже 10 В и 350 В, соответственно. Все рези-

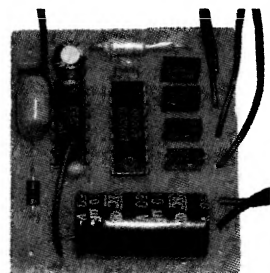


Рис. 11.12. Внешний вид устройства «бегущие огни»

сторы — SMD типоразмера 0805 (соответствуют резисторам МЛТ-0.125). К остальным деталям особых требований нет.

«Бегущие огни» на микроконтроллере

Принципиальная схема. Сразу представлю читателям схему устройства (рис. 11.13). Первое, что бросается в глаза — что схемы-то, собственно говоря, и нет! Есть просто «кубик» (в физике такие «кубики» остроумно нарекли «черными ящиками»), к которому подключены четыре симистора с лампочками, есть знакомая нам цепь питания, причем не с конденсатором, а с резистором — и все! Как же все это работает?

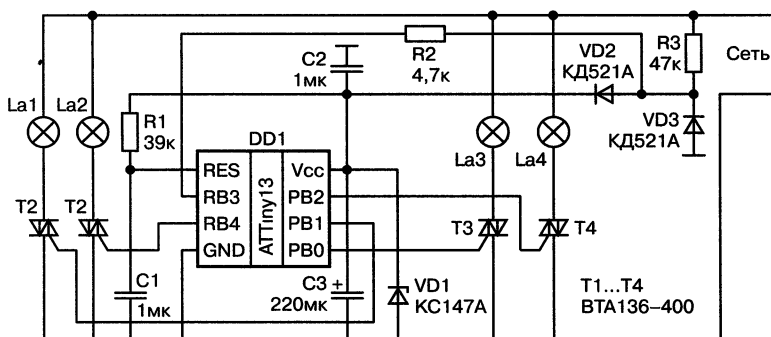


Рис. 11.13. Принципиальная схема «Бегущих огней» на микроконтроллере

Нет ли внутри этого «кубика» знакомого нам генератора, или счетчика или еще чего-нибудь подобного? Разумеется, есть, уважаемый радиолюбитель, и не просто есть — их там тысячи! Микроконтроллер — это, по сути, маленькая ЭВМ, управляемая программой, а не просто микросхема с десятком ножек. И управляется этот микроконтроллер программой, записанной в него с помощью программатора.

Давайте на минутку представим себя, уважаемый радиолюбитель, маленьким человечком, который умеет управлять разными электронными детальками — тиристорами, транзисторами, лампочками и проч. Как бы поступил такой маленький человечек, если бы мы попросили его изобразить нам «бегущие огни»? Наверное, он бы:

- ♦ Включил бы первую лампочку.
- ♦ Подождал бы некоторое время (например, одну секунду).

- ♦ Выключил бы первую лампочку.
- ♦ Включил бы вторую лампочку.
- ♦ Снова подождал бы некоторое время.
- ♦ Выключил бы вторую лампочку.
- ♦ Включил бы третью лампочку.
- ♦ Снова подождал бы некоторое время.
- ♦ Выключил бы третью лампочку.
- ♦ Включил бы четвертую лампочку.
- ♦ Снова подождал бы некоторое время.
- ♦ Выключил бы четвертую лампочку.
- ♦ И начал бы все снова по списку, начиная с п.1 — мы ведь не просили его останавливаться!

Вот такая запись плана работ на специальном искусственном языке (он называется языком программирования) и называется программой. А наш маленький человечек — это и есть микроконтроллер, выполняющий эту программу. К великому сожалению, сообщить вам что-то большее про программу автор не может: программирование — это совершенно особая наука, и про него надо писать отдельную книжку, либо найти и прочитать уже написанную, например, **Белов А.В. Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. Книга + CD, 2-е изд., перераб и доп.** (узнать подробности и купить ее можно на сайте издательства по ссылке <http://nit.com.ru/index.php?p=v&isbn=978-5-94387-808-4>).



Примечание.

Этот самоучитель раскрывает секреты микропроцессорной техники, затрагивает основы цифровой логики, принципы программирования. Написан простым, понятным языком, снабжен схемами, иллюстрациями и практическими примерами. После популярной теоретической части автор переходит к практике реализации устройств на микроконтроллерах. В качестве примера используются микроконтроллеры AVR фирмы Atmel. Рассматриваются их принципы построения и особенности архитектуры. После описания микросхем в книге дается ряд практических уроков по их применению. В них на примерах радиолюбитель пошагово учится как способам построения электронных схем с применением микроконтроллеров, так и приемам программирования. Одновременно с разбором примеров идет изучение языков программирования. Все программные примеры даны сначала на Ассемблере, а затем на СИ.

Самоучитель будет полезен начинающим разработчикам электронных устройств, радиолюбителям и студентам технических ВУЗов. Книга сопровождается CD. Состав информации CD рассмотрен на обложке.

На сайте издательства www.nit.com.ru есть исходный текст и загрузочный файл программы специально для наших «бегущих огней». Для того чтобы микроконтроллер смог работать по этой программе, ее нужно в него записать. Делается это, как уже упоминал автор, с помощью специального устройства — **программатора**.

Попросите своих родителей, знакомых или просто участников какого-нибудь интернет-форума, чтобы вам помогли ее записать в микроконтроллер (или подсказали, где это сделать) — самим вам пока эта задача не под силу.

Плата. Само устройство собрано на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм, размерами 42,5×17,5 мм. Разводку печатной платы для «лазерного утюга» и схему расположения деталей можно взять на сайте издательства. Там же можно посмотреть «вживую» на работу устройства.

Внешний вид устройства приведен на рис. 11.14.

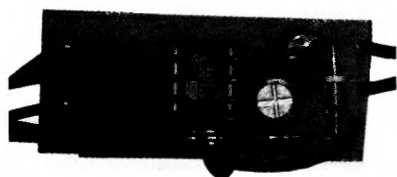


Рис. 11.14. Внешний вид «Бегущих огней» на микроконтроллере

Настройка. Настройки устройство не требует.

Аналоги. Микроконтроллер, примененный в нашей конструкции — типа ATTiny13. Заменить его можно на микроконтроллеры ATTiny25, ATTiny45 или ATTiny85, хотя они стоят заметно дороже. Кроме того, эта замена потребует небольшой переделки программы, поскольку разводка сигналов по ножкам этих контроллеров немного различается.



Примечание.

Обратите внимание — не переделки печатной платы, а переделки программы! Это — огромное преимущество программируемых микроконтроллеров по сравнению с обычными микросхемами — гибкость.

Все резисторы в нашей конструкции — SMD типоразмера 0805 (соответствуют резисторам МЛТ-0,125). Неэлектролитические кон-

денсаторы — также SMD типоразмера 0805 (их можно заменять только керамическими конденсаторами). Резистор R3 — любой с допустимой мощностью рассеяния не менее 1 Вт. Симисторы — любые с рабочим напряжением не ниже 400 В, допустимым током не ниже тока потребления лампочек, и как можно меньшим током управляющего электрода (в пределах 20—30 мА). Выходные линии микроконтроллера достаточно слабые, симистор с большим управляющим током они могут просто не включить. Остальные детали — любые.

«Бегущие огни» на электромагнитных реле

Не смейтесь, уважаемый радиолюбитель! Если вы думаете, что до изобретения транзистора люди жили в пещерах и питались съедобной плесенью, то вы очень глубоко заблуждаетесь. Схему, которая приведена на рис. 11.15, можно было собрать и пятьдесят, и сто лет назад. И — что удивительно, — их собирали!

Итак, имеются два реле, два конденсатора и три резистора, соединенные кучкой проводов. Как же они обеспечат нам бег огней в этой, без всякого преувеличения, исторической схеме? Работа принципиальной схемы. Разберем ее подробнее, потому что в силу древности таких схем прочитав об этом в другом месте вам вряд ли удастся.

В начальный момент времени конденсатор C2 через первую контактную группу реле Rel1, резистор R2 и третью контактную группу реле Rel2 соединен с шиной питания и заряжен до напряжения +36 В.

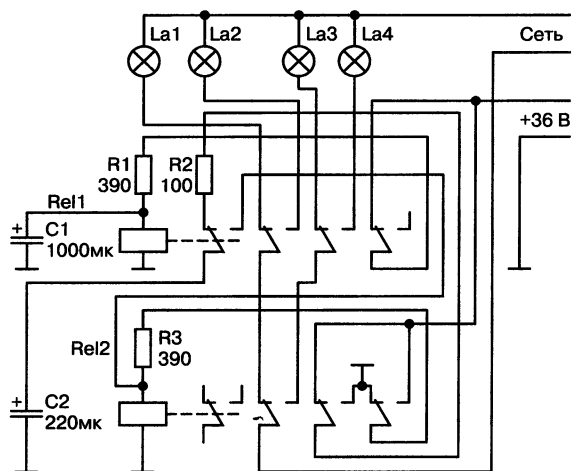


Рис. 11.15. Принципиальная схема «бегущих огней» на электромагнитных реле

Конденсатор C1 через резистор R1 и четвертую контактную группу реле Rel1 начинает заряжаться от шины питания. Когда напряжение на нем достигнет величины 24 В (это произойдет примерно через секунду после включения питания), сработает реле Rel1, обмотка которого подключена параллельно конденсатору C1.

В результате срабатывания резистор R1 отключается от напряжения питания, и конденсатор начинает разряжаться через обмотку реле Rel1, удерживая его в сработавшем состоянии. Когда напряжение на конденсаторе упадет примерно до 7 В, реле отпустит якорь, резистор R1 снова окажется подключен к напряжению питания, и цикл повторится. Все это есть не что иное, как **мультивибратор**, только собранный на реле.

Что же происходит в это время с реле Rel2? В момент срабатывания реле Rel1 конденсатор C2 через первую контактную группу реле Rel1 оказывается подключенным к обмотке реле Rel2. Напряжение на нем, как мы уже говорили, равно напряжению питания.

Поэтому в обмотке реле Rel2 немедленно возникает бросок тока, приводящий к срабатыванию реле Rel2. Через свою четвертую контактную группу реле Rel2 подключает резистор R3 к напряжению питания. И теперь через обмотку реле Rel2 все время будет течь ток, поддерживающий его во включенном состоянии, т. е. новое состояние реле будет устойчивым.

Когда реле Rel1 отпустит якорь, конденсатор C2 отключается от обмотки реле Rel2 и через первую контактную группу реле Rel1, резистор R2 и третью контактную группу реле Rel2 оказывается подключен — не к напряжению сети, как было ранее, а к общему проводу (потому что уже сработало реле Rel2).

Напряжение на нем, разумеется, быстро падает до нуля. Когда в следующий раз сработает реле Rel1, это конденсатор окажется подключенным к обмотке реле Rel2, и фактически замкнет его обмотку. Реле Rel2 при этом немедленно отпустит якорь, резистор R3 окажется отключенным от шины питания и реле останется в этом новом устойчивом состоянии.

Узнаете, уважаемый радиолюбитель, какое устройство автор только что описал? Конечно же, это — **триггер**, еще один компонент цифровой электроники! Недаром первые ЭВМ, изготовленные еще в 30-е годы прошлого столетия, собирались на электромагнитных реле!

Ну а вторая и третья контактные группы реле Rel1 и вторая контактная группа реле Rel2 образуют еще один известный в цифровой

электронике блок — дешифратор, выбирающий для горения одну из четырех гирлянд.

Мы не предлагаем читателю сделать эти «бегущие огни», а вот посмотреть (а главное — послушать!) их работу можно на ролике, доступном на сайте издательства. Представляете, с каким звуком работали в те годы те уже далекие первые ЭВМ!

11.3. Вторая конструкция: усилитель низкой частоты

Как работает усилитель низкой частоты

Требования к УНЧ. Прежде чем приступить к изготовлению усилителя низкой частоты (УНЧ), коснемся самым кратким образом основ его работы. Основную функцию УНЧ можно сформулировать одной фразой — усилить входной звуковой сигнал до мощности, необходимой для его воспроизведения акустической системой (АС), и при этом внести в сигнал минимальные искажения.

Для выполнения этой функции УНЧ должен:

- ♦ **во-первых**, иметь высокий коэффициент усиления по мощности;
- ♦ **во-вторых**, иметь максимально линейную передаточную характеристику, т. е. график зависимости величины сигнала на выходе усилителя от величины сигнала на его входе должен представлять собой абсолютно прямую линию, проходящую через точку (0,0) координатной плоскости.



Примечание.

Увы, такая характеристика, как и все идеальное, практически недостижима, потому что усилительные элементы, будь то лампы, транзисторы или микросхемы, обладают передаточными характеристиками, зачастую даже отдаленно не напоминающими прямую линию.

Вдобавок ко всему, форма этих характеристик зависит еще и от частоты сигнала, подаваемого на вход, хотя на низких частотах эта зависимость редко приобретает катастрофические масштабы. Как же в таких условиях добиться качественной работы усилителей?

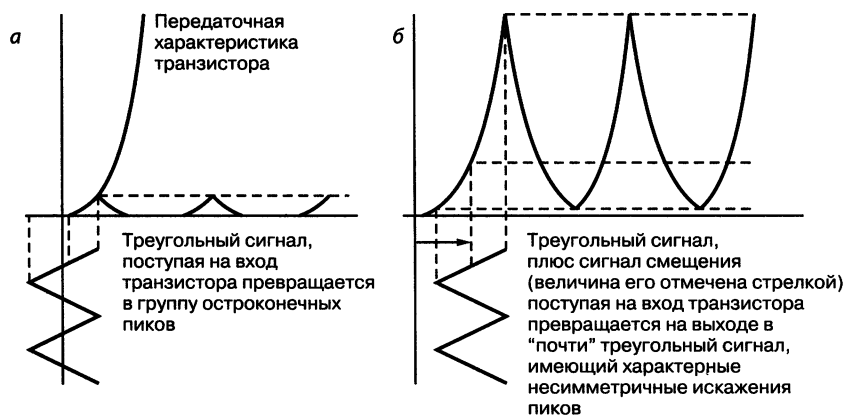


Рис. 11.16. Передаточные характеристики:
 а — передаточная характеристика транзистора;
 б — подана постоянная составляющая

Передаточные характеристики. Рассмотрим для примера передаточную характеристику транзистора (рис. 11.16, а). Она представляет собой замысловатую кривую, которую с массой оговорок можно назвать экспонентой.

На графике (рис. 11.16, а) легко можно увидеть, что верхняя часть кривой более-менее похожа на прямую линию (по крайней мере, по сравнению с нижней ее частью). Если бы нам удалось для усиления сигнала использовать только верхнюю часть кривой, то мы получили бы достаточно хорошее приближение к идеалу.

Сделать это довольно просто — надо подать на вход транзистора вместе с усиливаемым сигналом еще дополнительную **постоянную составляющую**, которая сместит усиливаемый сигнал в «почти прямую» область передаточной характеристики (рис. 11.16, б). Эта дополнительная составляющая так и называется — «смещение».

Режимы работы усилительных элементов. В зависимости от соотношения величины сигнала и величины смещения различаются несколько режимов работы усилительных элементов:

- ♦ **режим А** — величина смещения заведомо больше любого возможного сигнала на входе усилителя;
- ♦ **режим В** — величина смещения такова, что суммарный сигнал может заходить в область начального изгиба передаточной кривой, а порой даже и в левую часть графика, где транзистор вовсе не усиливает сигнал;
- ♦ **режим С** — смещение как таковое отсутствует совсем.

Конечно, самый лучший в плане приближения к идеалу — режим А, но за такое приближение приходится платить очень дорогую цену, ведь усилительный элемент усиливает не только полезный сигнал, но и поданное смещение. Усиление же связано с выделением теплоты — так уж устроила природа. КПД усилителей класса А (класс усилителя определяется режимом работы его выходных транзисторов) даже теоретически не может быть больше 50%, в реальности же он еще меньше.

Непременный атрибут усилителей класса А — гигантские радиаторы. Поэтому в чистом виде класс А в УНЧ применяется достаточно редко, обычно это все-таки некая разновидность класса В.

Главный недостаток класса В — то, что входной сигнал может временами оказываться в области, где усиления сигнала нет вовсе. Во что превратится в этом случае выходной сигнал, лучше даже не думать. Как решить эту проблему?

До ответа специалисты додумались много десятилетий назад — нужно, чтобы сигнал усиливал не один элемент, а два! Один — одну «половину» сигнала, другой — другую. Сделать это довольно просто — нужно подать входной сигнал на два транзистора разной проводимости (т. н. **комплементарная пара**) либо подать на два одинаковых транзистора два противофазных сигнала, а усиленные сигналы определенным образом сложить.

Передаточная характеристика такой «парочки» получается не совсем прямой, в области небольших сигналов у нее присутствует т. н. «ступенька», но ее в некоторой степени можно «задавить» смещением. Усилители, в которых для усиления сигнала используется пара усилительных элементов, называются **двухтактными**, в отличие от **однотактных**, в которых такой элемент один.

Класс С, несмотря на свою высокую экономичность, в УНЧ используется редко — слишком велики вносимые им искажения. Зато этот класс с успехом применяется в **передатчиках**. Ведь в силу специфики излучаемого передатчиком сигнала в передающей технике существуют эффективные способы устранения искажений, вносимых каскадом, работающим в классе С. При этом экономичность каскада при излучаемой передатчиком мощности в единицы, десятки или даже сотни киловатт становится слишком серьезным фактором, чтобы им пренебрегать.

Впрочем, инженерная мысль и здесь не дремлет — в культовом УНЧ «Quad-405» и его клонах разработчики путем оригинального

технического решения заставили-таки выходные транзисторы работать в классе С, и получить при этом прекрасный звук!



Примечание.

Как видите, уважаемый радиолюбитель, получить идеально линейную передаточную характеристику, только манипулируя режимами работы усилительных элементов, представляет собой весьма сложную задачу.

Обратная связь. И здесь на помощь разработчикам УНЧ приходит техническое решение, широко применяющееся в устройствах автоматического регулирования — **обратная связь** (рис. 11.17). Идея обратной связи проста — усиливаемый сигнал подается не на вход усилительного элемента, а на вход специального блока сравнения.

На другой его вход через делитель напряжения R1, R2 подается сигнал с выхода усилительного элемента. Если оба сигнала одинаковы, на выходе устройства сравнения сигнала нет. Если же они отличаются, на выходе устройства сравнения появляется такой сигнал. Будучи поданным на усилительный элемент, он приведет выходной сигнал усилителя в точное соответствие его входному сигналу. Поэтому выходной сигнал усилителя всегда будет пропорционален входному,

а коэффициент пропорциональности (читай — коэффициент усиления) будет определяться только соотношением величин резисторов делителя напряжения $R2/R1$. Эти резисторы по природе своей являются элементами с той самой линейной передаточной характеристикой, которую мы так стремимся получить.

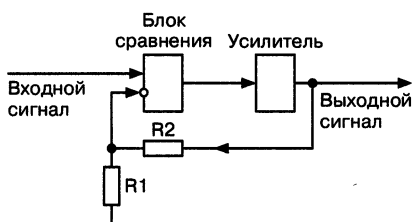


Рис. 11.17. Обратная связь



Примечание.

Красивая эта теория на практике, разумеется, имеет свои нюансы, но введение обратной связи в усилители реально и очень существенно улучшает качество звука.

Качество звука. Сказав «качество звука», мы поднимаем целый пласт вопросов, связанный с объективной оценкой качества усилителя: субъективные-то оценки давать проще простого — «не нра-

вится» и точка! Для оценок качества звучания усилителя используются различные показатели. Например, коэффициент гармоник — рассчитанное по результатам измерений соотношение величины гармоник сигнала к основному тону (грубо говоря, сколько отсебятины вносит усилитель в исходный сигнал).

Понятно, что чем меньше вносимые усилителем искажения, тем лучшими, по большому счету, будут соответствующие коэффициенты. Нужно только не забывать, что вы, уважаемый радиолюбитель, делаете усилитель не для того, чтобы наслаждаться низким коэффициентом гармоник, а чтобы слушать музыку.



Примечание.

Запросто может случиться, что усилитель с худшими цифровыми показателями звучит приятнее для вашего слуха. Совет в этом случае один — махните рукой на цифры! Если вы думаете, что все мужчины мира женаты на 90-60-90, это одно из самых глубоких ваших заблуждений!

Итак, по необходимости краткий экскурс в область, касающуюся усилителей низкой частоты, закончен. Поскольку в качестве примеров мы с вами рассматривали транзисторы, первый вариант усилителей у нас и будет на транзисторах.

Усилитель низкой частоты на транзисторах

Выбор класса усилителя. Сразу предупредим радиолюбителя — делать усилитель класса А на транзисторах мы не будем. Причина проста — как было сказано во введении, транзистор усиливает не только полезный сигнал, но и поданное на него смещение. Проще говоря, усиливает постоянный ток. Ток этот вместе с полезным сигналом потечет по акустической системе (АС), а динамики, к сожалению, умеют этот постоянный ток воспроизводить. Делают они это самым очевидным образом — вытолкнув или втянув диффузор из нормального положения в противоестественное.

Попробуйте прижать пальцем диффузор динамика — и вы убедитесь, в какой кошмар превратится при этом издаваемый звук. Постоянный ток по своему действию с успехом заменяет ваши пальцы, поэтому динамической головке он абсолютно противопоказан. Отделить же постоянный ток от переменного сигнала можно только

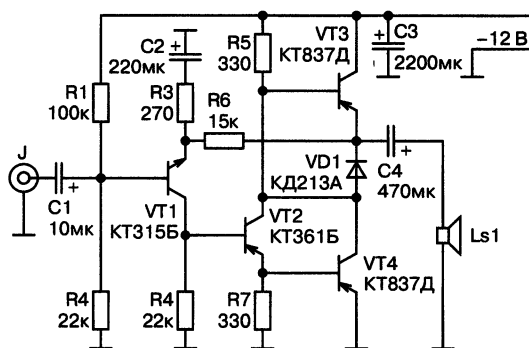


Рис. 11.18. Принципиальная схема УНЧ на транзисторах с обратной связью, выходной каскад которого работает в режиме В

двумя средствами — трансформатором или конденсатором, — и оба варианта, что называется, один хуже другого.

Принципиальная схема УНЧ №1. Схема первого усилителя, который мы соберем, приведена на рис. 11.18.

Это усилитель с обратной связью, выходной каскад которого работает в режиме В. Единственное достоинство этой схемы — простота, а

также однотипность выходных транзисторов (не требуется специальные комплементарные пары). Тем не менее, она достаточно широко применяется в усилителях небольшой мощности. Еще один плюс схемы — она не требует никакой настройки, и при исправных деталях заработает сразу, а нам это сейчас очень важно.

Рассмотрим работу этой схемы. Усиливаемый сигнал подается на базу транзистора VT1. Усиленный этим транзистором сигнал с резистора R4 подается на базу составного транзистора VT2, VT4, а с него — на резистор R5.

Транзистор VT3 включен в режиме эмиттерного повторителя. Он усиливает положительные полуволны сигнала на резисторе R5 и подает их через конденсатор C4 на АС.

Отрицательные же полуволны усиливает составной транзистор VT2, VT4. При этом падение напряжения на диоде VD1 закрывает транзистор VT3. Сигнал с выхода усилителя подается на делитель цепи обратной связи R3, R6, а с него — на эмиттер входного транзистора VT1.

Таким образом, транзистор VT1 у нас и играет роль устройства сравнения в цепи обратной связи.



Примечание.

Обратите внимание — последовательно с резистором R3 включен конденсатор C2. Это значит, что делитель напряжения у нас частотно-зависимый.

Постоянный ток он усиливает с коэффициентом усиления, равным единице (потому что сопротивление конденсатора C постоянному

току теоретически бесконечно), а полезный сигнал — с коэффициентом, равным соотношению $R6/R3$.

Как видим, величина емкостного сопротивления конденсатора в этой формуле не учитывается. Частота, начиная с которой конденсатором при расчетах можно пренебречь, называется **частотой среза RC-цепочки**. Частоту эту можно рассчитать по формуле

$$F = 1/(R \times C).$$

Для нашего примера она будет около 18 Гц, т. е. более низкие частоты усилитель будет усиливать хуже, чем он мог бы.

Плата. Усилитель собран на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 45×32,5 мм. Разводку печатной платы в зеркальном изображении и схему расположения деталей можно взять на сайте издательства www.nit.com.ru. Там же смотрим ролик о работе усилителя. Хочу сразу предупредить радиолюбителя — звук, воспроизводимый усилителем, записывался в ролике с помощью встроенного в фотоаппарат микрофона, так что говорить о качестве звука, к сожалению, будет не совсем уместно! Внешний вид усилителя приведен на рис. 11.19.

Элементная база. При изготовлении усилителя транзисторы VT3, VT4 можно заменить любыми, рассчитанными на напряжение не менее напряжения питания усилителя, и допустимым током не менее 2 А. На такой же ток должен быть рассчитан и диод VD1.

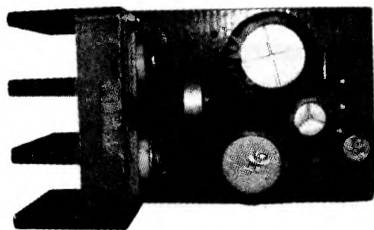


Рис. 11.19. Внешний вид усилителя

Остальные транзисторы — любые с допустимым напряжением не менее напряжения питания, и допустимым током не менее 100 мА. Резисторы — любые с допустимой рассеиваемой мощностью не менее 0.125 Вт, конденсаторы — электролитические, с емкостью, не менее указанной на схеме, и рабочим напряжением не менее напряжения питания усилителя.

Радиаторы для усилителя. Прежде чем попробовать изготовить нашу вторую конструкцию, давайте, уважаемый радиолюбитель, остановимся на **радиаторах для усилителя**. Та маленькая алюминиевая штучка, которую вы видели в ролике, пригодна для демонстрации работы усилителя, но совершенно не подходит для его нормальной эксплуатации. С таким игрушечным радиатором выходные транзи-

сторы сгорят через пару минут громкой музыки. Полный тепловой расчет радиаторов достаточно сложен, поэтому приведем здесь весьма упрощенную методику их расчета.

Во-первых, вычисляем максимальную мощность усилителя по формуле:

$$P = (U \times U) / (8 \times R), \text{ Вт},$$

где U — напряжение питания усилителя, В; R — сопротивление АС (обычно оно составляет 4 или 8 Ом, хотя бывают и исключения).

Во-вторых, вычисляем мощность, рассеиваемую на коллекторах транзисторов, по формуле:

$$P_{\text{рас}} = 0,25 \times P, \text{ Вт}.$$

В-третьих, вычисляем площадь радиатора, необходимую для отвода соответствующего количества тепла:

$$S = 20 \times P_{\text{рас}}, \text{ см}^2$$

В-четвертых, выбираем или изготавливаем радиатор, площадь поверхности которого будет не менее рассчитанной.



Примечание.

При изготовлении радиатора не забывайте, что алюминиевая пластина имеет две стороны, а не одну, и, радиатор площадью 100 см² будет иметь размеры вовсе не 10×10 см, а 10×5 см!

Указанный расчет носит весьма приблизительный характер, но для радиолюбительской практики его обычно бывает достаточно. Для нашего усилителя при напряжении питания 12 В и сопротивлении АС, равным 8 Ом, «правильным» радиатором была бы алюминиевая пластина размерами 2×3 см и толщиной не менее 5 мм для каждого транзистора. Имейте ввиду, что более тонкая пластина плохо передает тепло от транзистора к краям пластины. Хочется сразу предупредить — радиаторы во всех остальных усилителях тоже должны быть «нормальных» размеров. Каких именно — посчитайте сами!

Качество звучания. Если вы, уважаемый радиолюбитель, внимательно просмотрели (точнее, прослушали) ролик на сайте издательства, то обратили внимание, что звук усилителя не совсем чистый — это заметно даже с тем микрофоном, который использовался при записи.

Причина этого — «чистый» режим класса В в выходном каскаде, характерные искажения которого даже обратная связь полностью скомпенсировать не способна. Ради эксперимента попробуйте заменить в схеме транзистор VT1 на KT3102ЕМ, а транзистор VT2 — на KT3107Л. Эти транзисторы имеют значительно больший коэффициент усиления, чем KT315Б и KT361Б. И вы обнаружите, что звучание усилителя значительно улучшилось, хотя все равно останутся заметными некоторые искажения.

Причина этого также очевидна — большой коэффициент усиления усилителя в целом обеспечивает большую точность работы обратной связи, и большой ее компенсирующий эффект.

Принципиальная схема УНЧ №2. Схема второго нашего усилителя значительно сложнее, но зато позволяет получить и более качественное звучание. Достигнуто это за счет более совершенной схемотехники, большего коэффициента усиления усилителя (и, следовательно, более глубокой обратной связи), а также возможностью регулировать начальное смещение транзисторов выходного каскада.

Схема нового варианта усилителя приведена на рис. 11.20. Этот усилитель, в отличие от своего предшественника, питается от двухполярного источника напряжения.

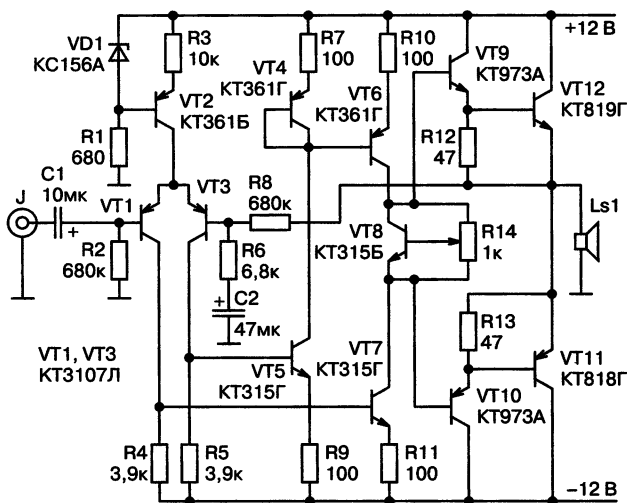


Рис. 11.20. Принципиальная схема УНЧ на транзисторах с улучшенным качеством звучания

**Примечание.**

Чтобы избежать в дальнейшем путаницы, будем считать напряжением питания этого усилителя напряжение каждой половины источника, а не их общую сумму.

Входной каскад усилителя на транзисторах VT1—VT3 образует т. н. **дифференциальный усилитель**. Транзистор VT2 в дифференциальном усилителе является **источником тока** (довольно часто в дифференциальных усилителях в качестве источника тока ставят обычный резистор достаточно большого номинала). А транзисторы VT1 и VT3 образуют два пути, по которым ток из источника уходит в нагрузку.

Если ток в цепи одного транзистора увеличится, то ток в цепи другого транзистора уменьшится на точно такую же величину — источник тока поддерживает сумму токов обоих транзисторов постоянной.

В итоге транзисторы дифференциального усилителя образуют почти «идеальное» устройство сравнения, что важно для качественной работы обратной связи. На базу одного транзистора подается усиливаемый сигнал, на базу другого — сигнал обратной связи через делитель напряжения на резисторах R6, R8.

Противофазный сигнал «расхождения» выделяется на резисторах R4 и R5, и поступает на две цепочки усиления:

- ♦ транзистор VT7;
- ♦ транзисторы VT4—VT6.

**Примечание.**

*Эти три транзистора образуют «**токовое зеркало**», обладающее интересным свойством — ток, проходящий через транзистор VT6, в точности равен току, проходящему через транзистор VT5.*

Когда сигнал рассогласования отсутствует, токи обеих цепочек, т. е. транзисторов VT7 и VT6, равны, и напряжение в точке соединения их коллекторов (в нашей схеме такой точкой можно считать транзистор VT8) в точности равно нулю.

При появлении сигнала рассогласования токи транзисторов становятся разными, и напряжение в точке соединения становится больше или меньше нуля. Это напряжение усиливается составным эмиттерным повторителем, собранным на комплементарных парах VT9, VT10 и VT11, VT12, и поступает на АС — это выходной сигнал усилителя.

Транзистор VT8 используется для регулировки т. н. тока «покоя» выходного каскада. Когда движок подстроечного резистора R14 находится в верхнем по схеме положении, транзистор VT8 полностью открыт. При этом падение напряжения на нем близко к нулю. Если же перемещать движок резистора в нижнее положение, падение напряжения на транзисторе VT8 будет увеличиваться. А это равносильно внесению сигнала смещения в базы транзисторов выходного эмиттерного повторителя. Происходит смещение режима их работы от класса С до класса В, а в принципе — и до класса А. Это, как мы уже знаем, один из способов улучшения качества звука — не следует полагаться в этом только на действие обратной связи.

Плата. Усилитель собран на плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 50×47,5 мм. Разводку печатной платы в зеркальном изображении и схему расположения деталей можно скачать с сайта издательства. Там же работу усилителя посмотрим на ролике. Внешний вид усилителя приведен на рис. 11.21.

Аналоги и элементная база. При отсутствии необходимых деталей транзисторы VT1, VT3 можно заменить любыми малошумящими с допустимым током не менее 100 мА, допустимым напряжением не ниже напряжения питания усилителя и как можно большим коэффициентом усиления.

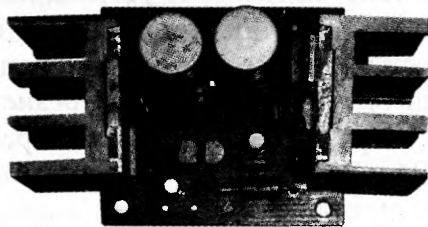


Рис. 11.21. Внешний вид усилителя с улучшенным качеством звучания



Совет.

Для качественной работы усилителя важно, чтобы характеристики этих транзисторов были максимально идентичны. Так что обязательно приобретайте сразу пару транзисторов, а не собирайте их «с бору по сосенке». Приобретенная пара, как правило, оказывается из одной партии, так что есть надежда получить достаточное приближение к идеалу.

Специально для таких схем промышленностью выпускаются транзисторные сборки, представляющие собой пару транзисторов в одном корпусе с максимально подобными характеристиками — это был бы идеальный вариант.

Транзисторы VT9 и VT10 обязательно должны быть **комплементарными**, также как и VT11, и VT12. Они должны быть рассчитаны на напряжение не менее удвоенного напряжения питания усилителя. Не забыли, уважаемый радиолюбитель, что усилитель питается от двухполярного источника напряжения?

Для зарубежных аналогов комплементарные пары обычно указываются в документации на транзистор, для отечественных приборов — придется попотеть в Инете! Транзисторы выходного каскада VT11, VT12 дополнительно должны выдерживать ток, не меньший:

$$I_g = U/R, A,$$

где U — напряжение питания усилителя,
 R — сопротивление АС.



Примечание.

Также транзисторы выходного каскада должны иметь допустимую рассеиваемую мощность не менее выделяемой. Формула для ее расчета была приведена в расчете радиаторов, но в качестве U нужно использовать удвоенное напряжение питания усилителя.

Для транзисторов VT9, VT10 допустимый ток должен быть не менее:

$$I_n = I_g/B, A,$$

где I_n — максимальный ток выходных транзисторов;

B — коэффициент усиления выходных транзисторов.

Обратите внимание, что в документации на мощные транзисторы иногда приводятся два коэффициента усиления — один для режима усиления «малого сигнала», другой — для схемы с ОЭ.

Вам нужен для расчета **не тот, который для «малого сигнала»**. Обратите внимание также на особенность транзисторов KT972/KT973 — их коэффициент усиления составляет более 750.

Найденный вами аналог должен обладать не меньшим коэффициентом усиления — это существенно для данной схемы. Остальные транзисторы должны иметь допустимое напряжение не менее удвоенного напряжения питания усилителя и допустимый ток не менее 100 мА.

Резисторы — любые с допустимой рассеиваемой мощностью не менее 0.125 Вт. Конденсаторы — электролитические, с емкостью не менее указанной и рабочим напряжением не менее напряжения питания усилителя.

Усилитель низкой частоты на микросхемах

Схема на K174УН14. Микросхемы в усилителях низкой частоты применяются двояким образом — либо как составная часть усилителя, либо как усилитель целиком. Ярким примером второй концепции является микросхема K174УН14 (зарубежный аналог TDA2003).

Эта пятиногая микросхема в корпусе ТО-220 (в такие корпуса упакованы транзисторы КТ818—КТ819) представляет собой полностью готовый к употреблению усилитель, к которому требуется только подсоединить несколько элементов обвязки. Схема такого усилителя приведена на рис. 11.22.

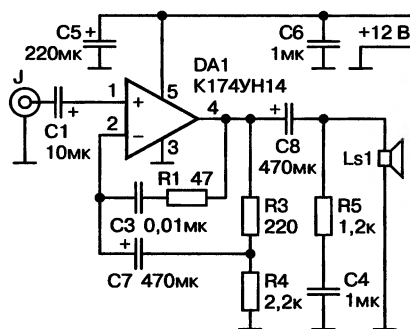


Рис. 11.22. Принципиальная схема УНЧ на микросхеме K174УН14

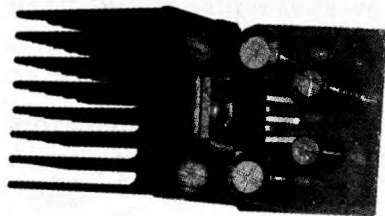


Рис. 11.23. Внешний вид усилителя НЧ на микросхеме K174УН14

Никаких особых требований по замене деталей нет, лишь бы их рабочее напряжение было не ниже напряжения питания микросхемы. Внешний вид усилителя представлен на рис. 11.23.

Схема на K157УД1. Примером применения микросхемы как составной части конструкции является усилитель, схема которого приведена на рис. 11.24. Основой схемы является мощный операционный усилитель K157УД1, к выходу которого подключен двухкаскадный усилитель мощности на комплементарных парах VT1, VT2 и VT3, VT4.

Она является типовой и приводится в описании на данную микросхему. Сразу хочется дать читателю один совет на будущее — с незнакомыми микросхемами свою первую конструкцию всегда собирайте по типовой схеме, потому что без надлежащего опыта работы с той или иной микросхемой вы не сможете определить, насколько критичным для работы является тип и/или номинал того или иного элемента типовой схемы.

Плата. Усилитель собран на печатной плате из одностороннего стеклотекстолита толщиной 1,5 мм размерами 22,5×30 мм. Разводку печатной платы в зеркальном изображении и схему расположения деталей можно взять на сайте издательства. Там же доступен и ролик с демонстрацией работы усилителя.

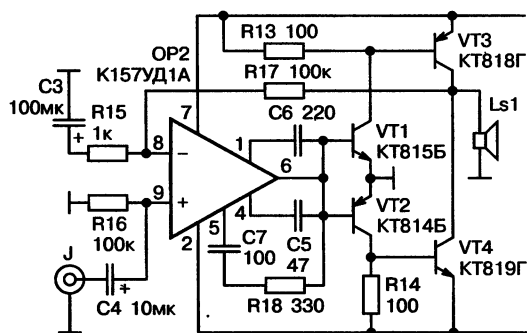


Рис. 11.24. Принципиальная схема УНЧ на микросхеме K157УД1

толщиной 1,5 мм размерами 27,5×45 мм. Разводку печатной платы в зеркальном изображении и схему расположения деталей можно взять на сайте издательства. Там же доступен ролик с демонстрацией работы усилителя.

Внешний вид усилителя приведен на рис. 11.25.

Аналоги. При отсутствии необходимых деталей их следует заменить в соответствии с рекомендациями, изложенными при описании второго варианта транзисторного усилителя. Привыкайте, уважаемый радиолюбитель, к самостоятельности!

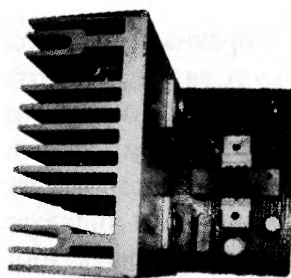


Рис. 11.25. Внешний вид усилителя НЧ на микросхеме K157УД1

Усилитель низкой частоты на электронных лампах

Схема. Электронные лампы — источник бесконечных «священных войн» в среде аудиофилов. Рассмотрим схему одного очень простого усилителя, чтобы радиолюбитель получил хотя бы некоторое представление о предмете.

Схема усилителя приведена на рис. 11.26. Это двухкаскадный одноконтный усилитель класса А, собранный на комбинированных лампах 6ФЗП. Первый каскад собран на триодной части лампы Л1, и обеспечивает предварительное усиление сигнала.



Примечание.

Схема включения лампы очень похожа на схему включения полевого транзистора. Вернее, наоборот, схемы включения полевых транзисторов повторяют соответствующие ламповые схемы.

Стабилизация режима работы первого каскада осуществляется с помощью газового стабилитрона Л2. Сигнал с анода триода через разделительный конденсатор С поступает на пентодную часть лампы, включенную по ультралинейной схеме класса А.

Обратная связь в усилителе отсутствует. Однотактные усилители широко применяются в ламповой технике. Потому что выходной трансформатор является практически неизбежной частью любого лампового усилителя. Слишком уж «неподходящей» нагрузкой для ламп являются динамические головки АС, а он, как уже упоминалось, эффективно «отсекает» постоянную составляющую анодного тока лампы, не пропуская ее в нагрузку.

К тому же одноконтный усилитель намного проще в схемотехническом отношении, и обладает — не станем утверждать, что лучшим, скажем — иным качеством звука. Обусловлено это тем, что из-за несимметрии передаточной характеристики усилительного эле-

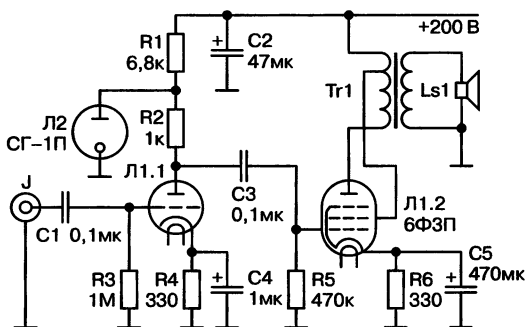


Рис. 11.26. Принципиальная схема УНЧ на электронных комбинированных лампах 6Ф3П

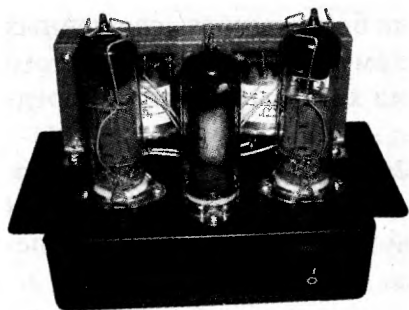


Рис. 11.27. Внешний вид усилителя НЧ на электронных комбинированных лампах 6Ф3П

мента в режиме А, искажения сигнала обогащают сигнал четными гармониками, а в режимах двухтактного усиления (в котором работают практически все транзисторные усилители) передаточная характеристика оказывается намного более симметричной. В результате этого сигнал обогащается в основном нечетными гармониками.

Четные гармоники — это обычный октавный ряд, привычный для человеческого уха, в отличие от нечетных,

никакого музыкального строя не образующих. И если четные гармоники просто делают звучание усилителя более звонким, чем следует, то нечетные воспринимаются слухом как безграмотный немзыкальный аккорд, который легко замечает даже человек с оттоптаннами медведем ушами.

Внешний вид усилителя приведен на **рис. 11.27**.

Работу усилителя смотрим на ролике, доступном на сайте издательства www.nit.com.ru.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Структура обозначений элементов в схемах

Условное буквенно-цифровое обозначение записывают в виде последовательности букв, цифр и знаков в одну строку без пробелов. Количество элементов в обозначении руководящими документами не устанавливается. Обозначение элемента (позиционное обозначение) в общем случае состоит из трех частей: вид элемента; номер элемента; выполняемую функцию.

В **первой части** записывают одну или несколько букв (буквенный код) для указания вида элемента. Во **второй части** записывают одну или несколько цифр для указания номера элемента данного вида. В **третьей части** записывают (в ряде случаев) буквенный код функции элемента.

Однобуквенные коды видов элементов

Буквенные коды **видов элементов** представляют собой группы, которым присвоены обозначения одной буквой. Рассмотрим эти группы.

Однобуквенные коды наиболее распространенных видов элементов:

- А** — устройства, например, усилители, приборы телеуправления;
- В** — преобразователи неэлектрических величин в электрические (кроме генераторов и источников питания) или наоборот;
- С** — конденсаторы;
- Д** — схемы интегральные, микросборки;
- Е** — элементы разные;
- Ф** — разрядники, предохранители, устройства защитные;
- Г** — генераторы, источники питания, кварцевые осцилляторы, ;
- Н** — устройства индикационные и сигнальные, например, приборы звуковой и световой сигнализации, индикаторы;
- К** — реле, контакторы, пускатели;
- Л** — катушки индуктивности, дроссели;
- М** — двигатели;
- Р** — приборы, измерительное оборудование;
- Q** — выключатели и разъединители в силовых цепях;
- Р** — резисторы;

- S** — устройства коммутационные в цепях управления, сигнализации и измерительных;
- T** — трансформаторы, автотрансформаторы;
- U** — преобразователи электрических величин в электрические, устройства связи;
- V** — приборы электровакуумные, полупроводниковые;
- W** — линии и элементы сверхвысокой частоты, антенны;
- X** — соединения контактные;
- Y** — устройства механические с электромагнитным приводом;
- Z** — устройства оконечные, фильтры, ограничители.

Двухбуквенные коды

Для уточнения вида элементов допускается применять двухбуквенные или даже многобуквенные коды. Элемент может быть обозначен не только одной буквой (общим кодом вида элемента), но и двумя буквами (кодом данного элемента).

При применении двухбуквенных кодов первая буква должна соответствовать группе видов, к которой принадлежит элемент:

- | | |
|--|--|
| BD — детектор ионизирующих излучений; | DD — схема интегральная, цифровая, логический элемент; |
| BE — сельсин-приемник; | DS — устройства хранения информации; |
| BF — телефон (капсюль); | DT — устройство задержки; |
| BL — фотоэлемент; | EL — лампа осветительная; |
| BQ — пьезоэлемент; | EK — нагревательный элемент; |
| BR — датчик частоты вращения; | ET — пиропатрон; |
| BS — звукозаписывающий; | FA — дискретный элемент защиты по току мгновенного действия; |
| BV — датчик скорости; | FP — дискретный элемент защиты по току инерционного действия; |
| BA — громкоговоритель; | FU — предохранитель плавкий; |
| BB — магнитострикционный элемент; | FV — дискретный элемент защиты по напряжению; |
| BK — тепловой датчик; | |
| BM — микрофон; | |
| BP — датчик давления; | |
| BC — сельсин-датчик; | |
| DA — схема интегральная аналоговая; | |

GB — батарея;	SK — выключатели,
HG — индикатор символьный;	срабатывающие
HL — прибор световой сигнали-	от температуры;
зации;	SL — выключатели, срабатываю-
HA — прибор звуковой сигнали-	щие от уровня;
зации;	SP — выключатели, срабатываю-
KV — реле напряжения;	щие от давления;
KA — реле токовое;	SQ — выключатели, срабатываю-
KK — реле электротепловое;	щие от положения;
KM — магнитный пускатель;	SR — выключатели, срабатываю-
KN — реле указательное;	щие от частоты вращения;
KT — реле времени;	TS — электромагнитный стаби-
LL — дроссель люминесцентного	лизатор;
освещения;	TV — трансформатор напряжения;
PC — счетчик импульсов;	TA — трансформатор тока;
PF — частотомер;	UB — модулятор;
PI — счетчик активной энергии;	UI — дискриминатор;
PR — омметр;	UR — демодулятор;
PS — регистрирующий прибор;	UZ — преобразователь частот-
PV — вольтметр;	ный, инвертор, генератор
PW — ваттметр;	частоты, выпрямитель;
PA — амперметр;	VD — диод, стабилитрон;
PK — счетчик реактивной энергии;	VL — прибор электровакуумный;
PT — часы;	VS — тиристор;
QF — выключатель	VT — транзистор;
автоматический;	WA — антенна;
QK — короткозамыкатель;	WE — ответвитель;
QS — разъединитель;	WK — короткозамыкатель;
RK — терморезистор;	WS — вентиль;
RP — потенциометр;	WT — трансформатор, неоднород-
RS — шунт измерительный;	ность, фазовращатель;
RU — варистор;	WU — аттенюатор;
SA — выключатель	XA — токосъемник, контакт
или переключатель;	скользящий;
SB — выключатель	XP — штырь;
кнопочный;	XS — гнездо;
SF — выключатель	XT — соединение разборное;
автоматический;	XW — соединитель
	высокочастотный;

YA — электромагнит;	YH — электромагнитный патрон
YB — тормоз с электромагнит-	или плита;
ным приводом;	ZL — ограничитель;
YC — муфта с электромагнитным	ZQ — фильтр кварцевый.
приводом;	

Буквенные коды функций элементов

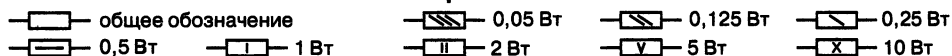
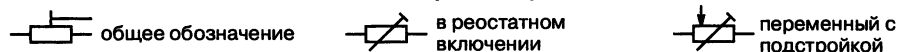
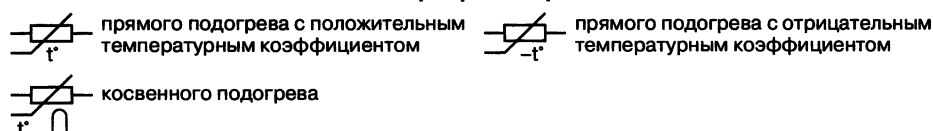
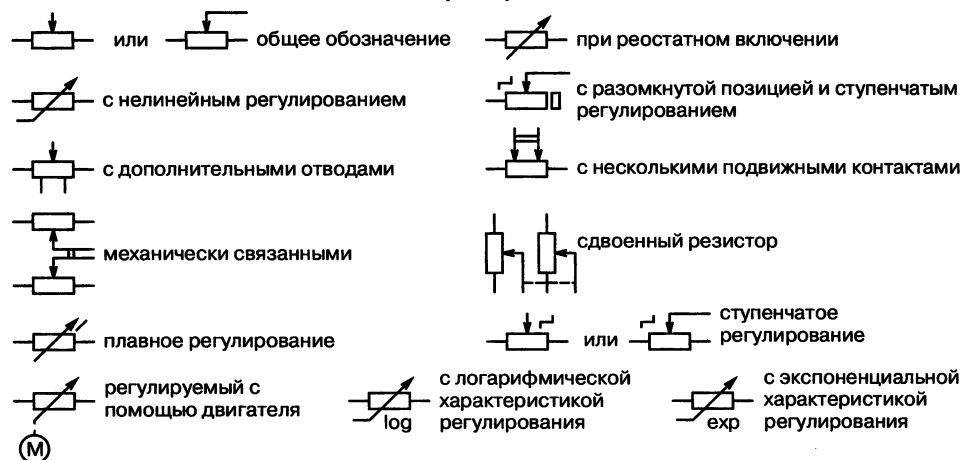
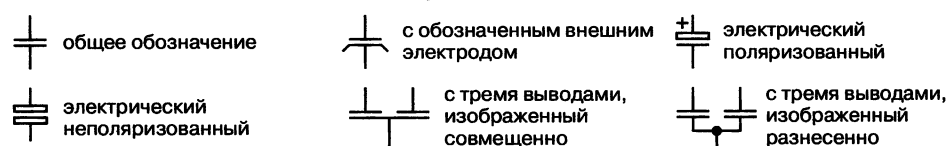
Буквенные коды функций коды используют только для общей характеристики функционального назначения элемента, например, «вспомогательный», «защитный», «цифровой» и т. д.

Для уточнения функционального назначения однобуквенный код иногда дополняют последующими буквами и (или) цифрами. В этом случае должны быть приведены соответствующие пояснения, например, на поле схемы. Буквенные коды для указания функционального назначения элементов таковы:

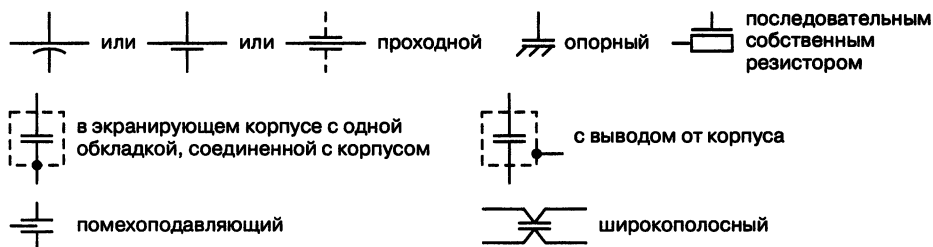
A — вспомогательный;	N — измерительный;
B — направление движения	P — пропорциональный;
(вперед, назад, вверх, вниз,	Q — состояние (старт, стоп, огра-
по часовой стрелке, против	ничение);
часовой стрелки);	R — возврат, сброс;
C — считающий;	S — запоминание, запись;
D — дифференцирующий;	T — синхронизация, задержка;
F — защитный;	V — скорость (ускорение, тормо-
G — испытательный;	жение);
H — сигнальный;	W — сложение;
I — интегрирующий;	X — умножение;
K — толкающий;	Y — аналоговый;
M — главный;	Z — цифровой.

Перечень условных обозначений элементов в схемах

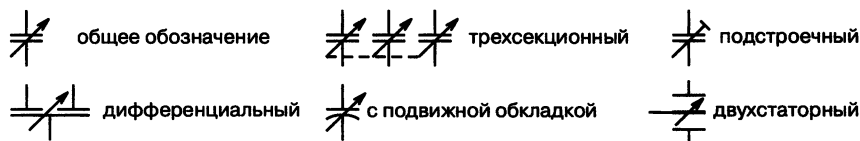
На последующих страницах приводится перечень условных обозначений элементов в схемах, как электронных компонентов, так и линий, вспомогательной информации и пр.

Резисторы постоянные**Резисторы постоянные с дополнительными отводами****Резисторы переменные с замыкающим контактом****Резисторы подстроечные****Терморезисторы****Тензорезисторы****Варисторы****Резисторы переменные****Конденсаторы постоянной емкости**

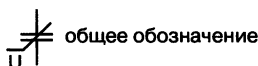
Конденсаторы постоянной емкости



Конденсаторы переменной емкости



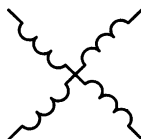
Вариконды



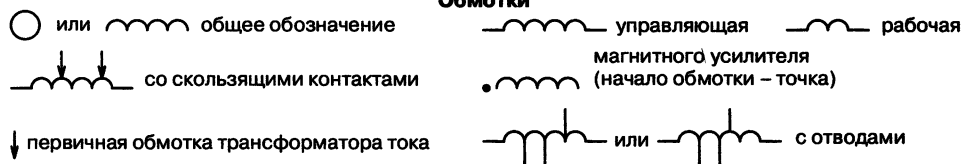
Вариометры



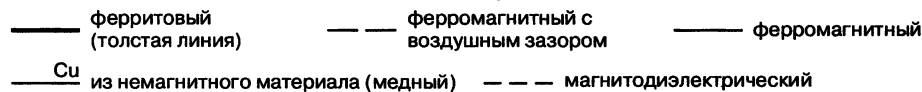
Гониометры



Обмотки



Магнитопроводы



Катушки индуктивности



Однофазные автотрансформаторы с ферромагнитным магнитопроводом



Регуляторы



Трансформаторы однофазные двухобмоточные



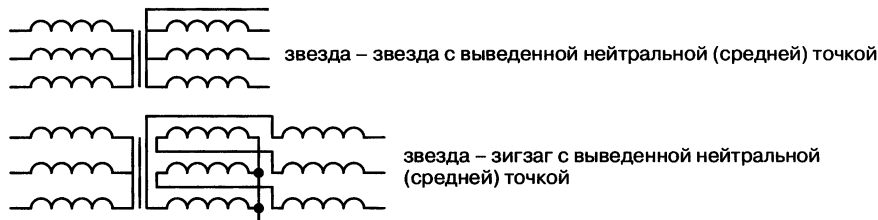
Трансформаторные группы



Измерительные трансформаторы тока



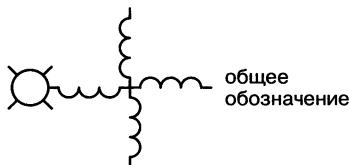
Трансформаторы трехфазные с ферромагнитным магнитопроводом двухобмоточные



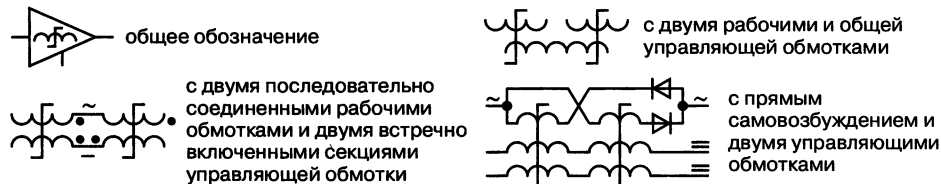
Трехфазные автотрансформаторы с ферромагнитным магнитопроводом



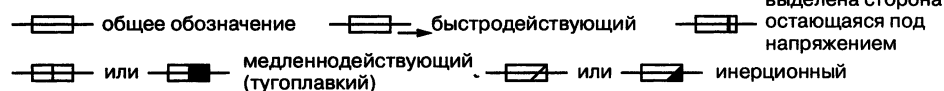
Трансформаторы вращающиеся, фазовращатели



Магнитные усилители



Плавкие предохранители



Пробивные предохранители



Выключатели-предохранители



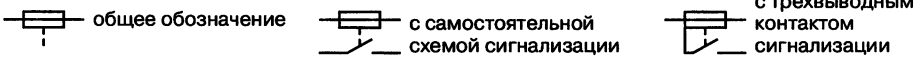
Разъединители-предохранители



Предохранители с сигнализирующим устройством



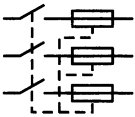
Предохранители плавкие ударного действия



Термические катушки (предохранители)



Выключатели-разъединители (с плавким предохранителем)

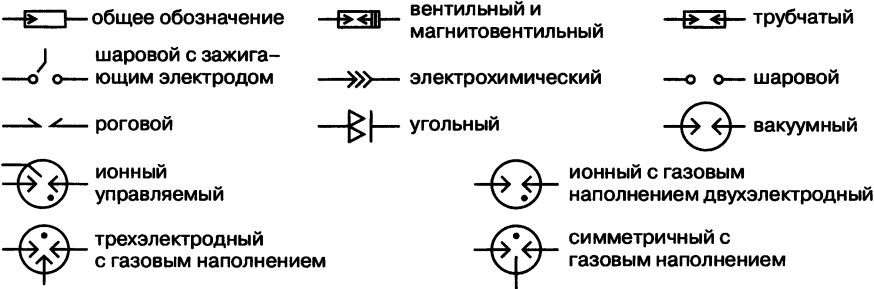


Выключатели трехфазные с автоматическим отключением любых из плавких предохранителей ударного действия

Искровые промежутки



Разрядники



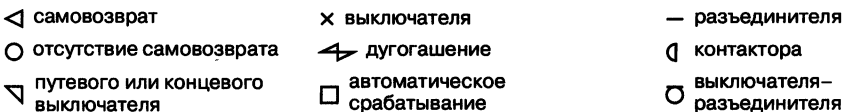
Высокочастотные широкополосные разрядники

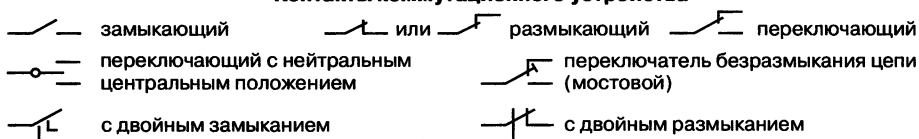
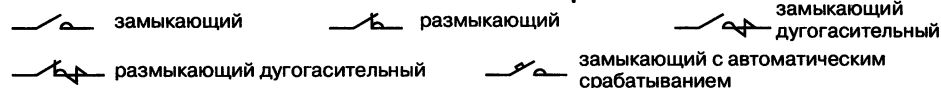
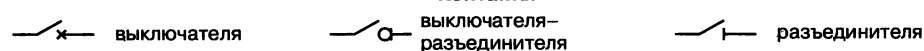
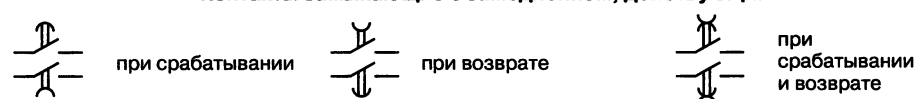


Высокочастотные узкополосные разрядники



Функции



Контакты коммутационного устройства**Контакты импульсные****Контакты в контактной группе, срабатывающий раньше по отношению к другим контактам группы****Контакты в контактной группе, срабатывающий позже по отношению к другим контактам группы****Термоконтакты****Контакты без самовозврата****Контакты с самовозвратом****Контакты контактора****Контакты****Контакты концевого выключателя****Контакты замыкающие с замедлением, действующим**

Контакты размыкающие с замедлением, действующим

при срабатывании



при возврате

при срабатывании
и возврате**Диоды**общее
обозначение

туннельный



обращенный



Шоттки

стабилитрон
односторонний

варикап

стабилитрон
двухсторонний

светоизлучающий



двухнаправленный



теплоэлектрический

модуль с несколькими одинаковыми диодами, с общим:

анодным и самостоятельными
катодными выводамикатодным и самостоятельными
анодными выводами**Тиристоры**диодный, запираемый в
обратном направлениидиодный, проводящий в
обратном направлениитриодный,
общее обозначениетриодный, проводящий в
обратном направлении с
управлением по анодутриодный, проводящий в
обратном направлении,
общее обозначениетриодный
выключаемый,
общее обозначение

диодный симметричный

триодный, запираемый в обратном
направлении с управлением по анодутриодный, запираемый в обратном
направлении с управлением по катодувыключаемый триодный, запираемый в
обратном направлении с управлением по
анодутриодный, проводящий в обратном
направлении с управлением по катодутриодный симметричный
(двухнаправленный) – триак**Тиристоры тетродные**

запираемый в обратном направлении

Транзисторы

типа p-n-p



однопереходный с n-базой



лавинного типа p-n-p

типа p-n-p с выводом
от внутреннего экранатипа p-n-p, коллектор
соединен с корпусомдвухбазовый типа
p-n-pдвухбазовый типа
p-n-i-p с выводом от
i-областидвухбазовый типа p-n-i-p
с выводом от i-областиоднопереходный с
p-базой**Полевые транзисторы**

с каналом типа n



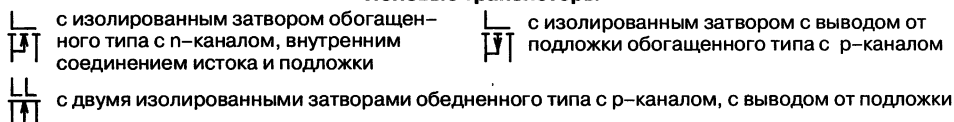
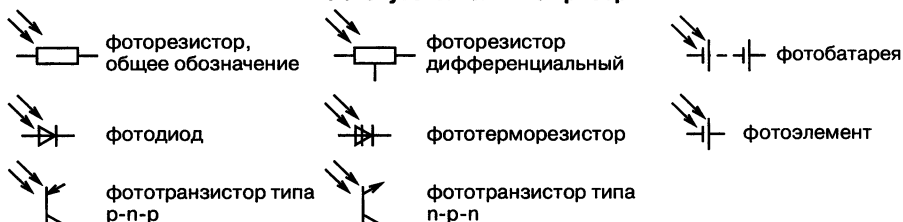
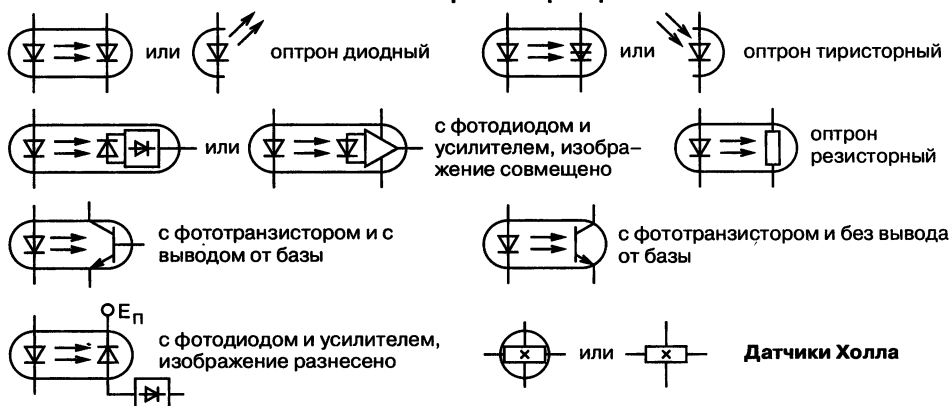
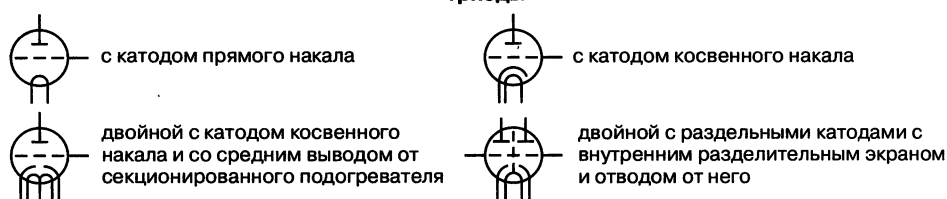
с каналом типа p



с затвором Шоттки

с изолированным затвором без вывода от подложки:

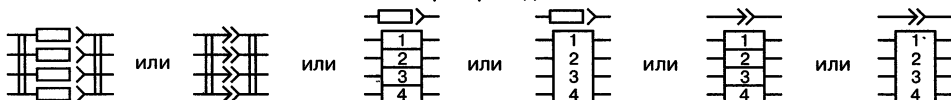
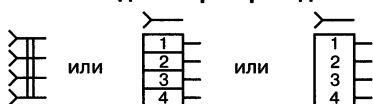
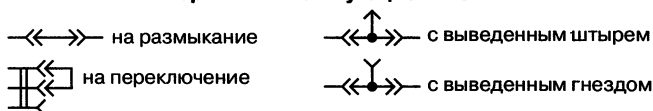
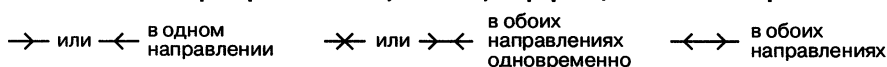
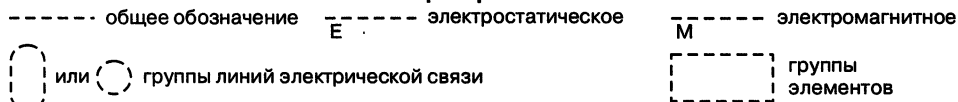
обогащенного типа с
p-каналомобогащенного типа с
n-каналомобедненного типа с
p-каналомобедненного типа с
n-каналом

Полевые транзисторы**Фоточувствительные приборы****Оптоэлектронные приборы****Электронные лампы****Диоды****Триоды****Многосеточные лампы**

Соединения контактные разъемные

—>>— или —□— общее обозначение

четырёхпроводные

**Штыри четырехпроводного контактного разъёмного соединения****Гнезда четырехпроводного контактного разъёмного соединения****Перемычки коммутационные****Перемычки контактные****Распространение тока, сигнала, информации и потока энергии****Направление тока, сигнала, информации и потока энергии****Распространение энергии в направлениях****Автоматическое регулирование****Подстроечное регулирование****Саморегулирование, вызванное физическими процессами или величинами****Линия для выделения устройств, функциональных групп, частей схемы****Экранирование****Заземления****Электрические соединения с корпусом (массой)**

Линии связи

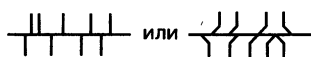
_____ электрической, провода, кабеля, шины
 _____ или _____ групповая

— ABCDEF — наличие текста в разрыве линии

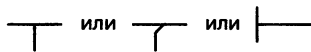
— . . . — защитный проводник (PE)

ABCDEF наличие текста над линией

ABCDEF — наличие текста в начале или конце линии
 — ABCDEF



Разветвления (слияния) линий электрической связи в линию групповой связи, разводка жил кабеля или проводов жгута



Разветвления (слияния) линий групповой связи

Излом линий электрической связи, линий групповой связи, провода, кабеля, шины

└ под углом 90 градусов

└ под углом 135 градусов

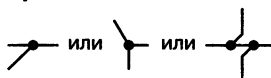
Пересечение линий электрической связи, линий групповой связи, электрически не соединенных проводов, кабелей, шин электрически не соединенных

+ или X пересечение под углом 90 градусов

└ или X излом под углом 135 градусов

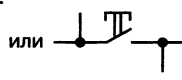
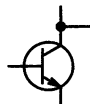
Электрические связи с ответвлениями

└ или └ с одним

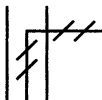


под углами, кратными 45 градусов

└ или └ с двумя



не допускается в качестве точек отвлечения использовать элементы условных графических обозначений, имеющие вид точек, изломов, пересечений и т.д.

Схемы выполненные автоматизированным способом

линии групповой связи не утолщенные, для отделения этих линий от пересекающихся с ними или параллельных им линий электрической связи на линии групповой связи наносят наклонные штрихи

Линии электрической связи, графически сливаемые

X|Y или X|Y вертикально

Y|X или Y|X горизонтально

X ← или → X **Обрыв линии электрической связи**

Шины

_____ или _____ общее обозначение

_____ пересекающиеся и электрически несоединенные

_____ ответвление

_____ отводы (отпайки)

Группы проводов, подключенных к одной точке электрического соединения

— или — 2 провода

— 4 провода

— более четырех проводов

Группа линий электрической связи, имеющих общее функциональное назначение

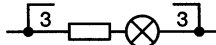
—/n однолинейная

— } n многолинейная

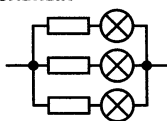
буква "n" заменяется числом, указывающим количество линий в группе

Линии электрической связи с ответвлением в несколько параллельных идентичных цепей

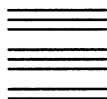
 общее обозначение



соответствует изображению



Многолинейные группы линий электрической связи



группа линий разбивается на подгруппы при помощи интервалов. При этом в каждой подгруппе должно быть одинаковое количество линий; крайняя подгруппа может содержать меньшее количество линий

Однолинейные группы линий электрической связи

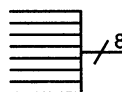
 /2 или  из двух линий

 /3 или  из трех линий

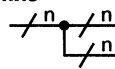
 /4 или  из четырех линий

 /5 или  из пяти линий

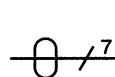
Группа линий электрической связи, имеющих общее функциональное назначение



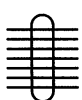
переход от многолинейного изображения к однолинейному (например 8 линий)



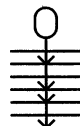
каждая линия имеет ответвление



однолинейно изображенный многожильный (семижильный) кабель

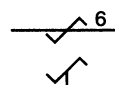


многолинейно изображенный многожильный (семижильный) кабель



четыре осуществлены многожильным кабелем

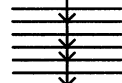
Группа линий электрической связи, осуществленная "n" (шестью) скрученными проводами, изображенная



однолинейно



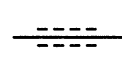
многолинейно



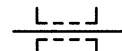
Группа линий электрической связи, четыре из которых осуществлены скрученными проводами



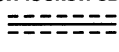
гибким проводом



экранированная, показанная не по всей длине линии, а на отдельных ее участках



частично экранированная



или  экранированная

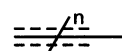


экранированная с ответвлением от экрана

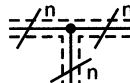


экранированная с ответвлением

Группа индивидуально экранированных линий электрической связи, имеющих общее функциональное назначение

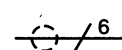


общее обозначение



с ответвлением

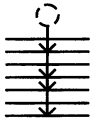
Группа линий электрической связи (шесть) в общем экране, изображенные



однолинейно

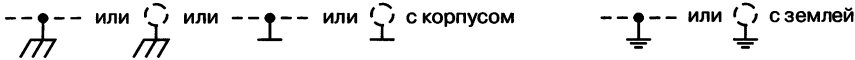


многолинейно



Группа линий электрической связи, четыре из которых находятся в общем экране

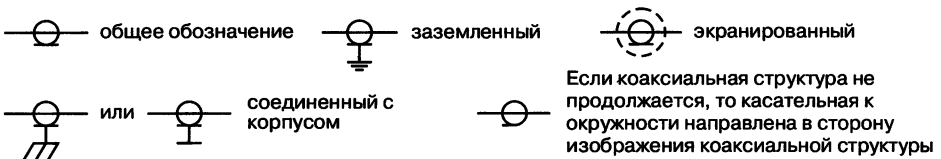
Соединения экрана



Экранированные провода или кабели с отводом на землю



Коаксиальные кабели



Постоянный ток



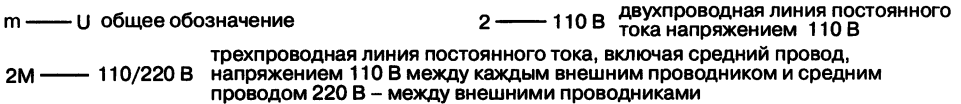
Полярность постоянного тока



Переменный ток

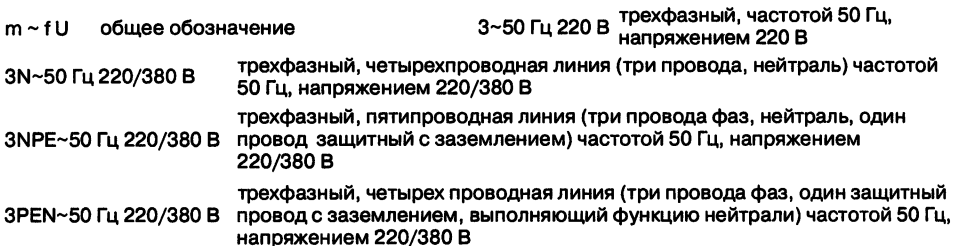


"m" проводная линия постоянного тока напряжением "U"



$m \sim f$ Переменный ток с числом фаз "m", частотой "f", например переменный
3 ~ 50 Гц **трехфазный ток частотой 50 Гц**

Переменный ток числом фаз "m", частотой "f", напряжением "U"



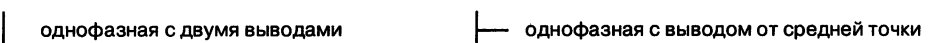
Частоты переменного тока (основные обозначения)



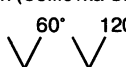
Токи



Обмотки



Обмотки

	две однофазные, каждая из которых с двумя выводами		три однофазные, каждая из которых с двумя выводами		"m" однофазных, каждая из которых с двумя выводами
	2~ двухфазная с раздельными фазами		3~ трехфазная с раздельными фазами		m многофазная "n" с числом раздельных фаз "m"
	двухфазная трехпроводная		двухфазная четырехпроводная	 60° 120° угол, под которым включены обмотки, например под углами 60 и 120 градусов	
	двух-трехфазная Т-образного соединения (обмотка Скотта)				
	трехфазная V-образного соединения двух фаз в открытый треугольник				

Обмотки трехфазные

	соединенная в звезду		соединенная в звезду, с выведенной нейтралью		соединенная в звезду, с выведенной заземленной нейтралью
	соединенная в треугольник		соединенная в разомкнутый треугольник		соединенная в зигзаг
	соединенная в зигзаг, с выведенной нейтралью				

Обмотки четырехфазные

	общее обозначение		с выводом от средней точки
--	-------------------	---	----------------------------

Обмотки шестифазные

	соединенная в две обратные звезды		соединенная в двойную звезду
	соединенная в две обратные звезды, с раздельными выводами от средних точек		
	соединенная в звезду		соединенная в звезду, с выводом от средней точки
	соединенная в два треугольника		соединенная в шестиугольник

Обмотки шестифазные

	соединенная в двойной зигзаг		соединенная в двойной зигзаг, с выводом от средней точки
--	------------------------------	---	--

Импульсы

	прямоугольный положительный		прямоугольный отрицательный		трапецеидальный
	с крутым спадом		двуполярный		ступенчатый
	остроугольный положительный		остроугольный отрицательный		с крутым фронтом
	остроугольный с экспоненциальным спадом		гармонический		

Пилообразные импульсы

	с линейным нарастанием		с линейным спадом
--	------------------------	---	-------------------

Искаженные импульсы

 *Примечание:* Квалифицирующие символы являются упрощенным воспроизведением форм осциллограмм соответствующих импульсов



**Импульсы высокой частоты
(радиоимпульсы)**



Импульсы переменного тока

$\sqcap$ или Λ или A аналоговый	$\#$ или D цифровой	H высокий уровень
положительный перепад уровня	отрицательный перепад уровня сигнала	L низкий уровень

Модуляции

A амплитудная	f или F частотная	j фазовая
или P импульсная	фазово-импульсная	частотно-импульсная
амплитудно-импульсная	широтно-импульсная	время-импульсная
кодово-импульсная	2^5 двоично пятиразрядный код	$\left(\frac{7}{3}\right)$ код три из семи

Воздействия

термическое	электромагнитное	пьезоэлектрическое
магнитострикционное	электродинамическое	от индуктивности
от сопротивления	гальваномагнитный эффект (Холла)	электростатическое, емкостной эффект
магнитное	ультразвук	замедления

Излучение

неионизирующее электромагнитное, фотоэлектрический эффект	световое, оптоэлектрический эффект
неионизирующее (когерентный свет)	ионизирующее
	$\times$ ламп накаливания

Для указания вида излучения допускается применять буквы

IR инфракрасное	UV ультрафиолетовое
-------------------	-----------------------

$\Rightarrow$ Связь оптическая	$\triangle$ Усиление	Σ Суммирование
---------------------------------------	-----------------------------	------------------------------

t° Температурная зависимость	$\cup$ Подогреватель
--	-----------------------------

Сопротивления

R активное	X реактивное	Z полное
X_L индуктивно реактивное	X_C емкостное реактивное	

Магниты постоянные

общее обозначение	указание полярности магнита (северный полюс "N")
-------------------	--

Идеальные источники

тока	напряжения
------	------------

Идеальные гираторы

