

С.А. Гаврилов

Полупроводниковые схемы. Секреты разработчика

Сведения об авторе

Гаврилов Сергей Александрович, 1948 г. рождения, окончил МАИ им. С. Орджоникидзе. Работал на предприятии, ныне известном как НПО космического приборостроения, занимался разработкой бортовых радиоэлектронных приборов. Внес лепту в такие программы, как «Венера-9, 10», «Марс-73», «Союз-Аполло», «Алмаз», «Циклон», «Молния-3» и др.

Служил в Вооруженных силах (Космические войска). Работал на предприятиях Минрадиопрома (зам. Генерального конструктора по комплексу ПРО).

В настоящее время – технический директор ЗАО «ГП Телеком» (проектная и консалтинговая деятельность в сфере связи).

Оглавление

Введение

1. О чем эта книга
2. Как написана эта книга

Глава 1. Активные элементы полупроводниковых схем

- 1.1. Транзисторы и их модели
- 1.2. Стабилизация режима
- 1.3. Режимы полевых транзисторов
- 1.4. Вопросы из практики

Глава 2. Линейные каскады для малых сигналов

- 2.1. Обратная связь в линейных каскадах
- 2.2. «Обычные» линейные каскады
- 2.3. Дифференциальные конфигурации
- 2.4. Вопросы из практики

Глава 3. Линейные каскады на высоких частотах

- 3.1. Необычные свойства обычных схем
- 3.2. Схемотехника широкополосных каскадов
- 3.3. Схемотехника резонансных каскадов
- 3.4. Вопросы из практики

Глава 4. Линейные каскады при больших сигналах

- 4.1. Уровни напряжений
- 4.2. Схемы с внешней нагрузкой
- 4.3. Реактивный ток в повторителе
- 4.4. Электронная регулировка уровня
- 4.5. Вопросы из практики

Глава 5. Ключевые схемы

- 5.1. Конфигурации полупроводниковых ключей
- 5.2. Точность и быстродействие
- 5.3. Аналоговые ключи
- 5.4. Вопросы из практики

Глава 6. Нелинейные каскады

- 6.1. Амплитудное детектирование
- 6.2. Перемножение колебаний
- 6.3. Амплитудное ограничение
- 6.4. LC-генераторы
- 6.5. Кварцевая стабилизация частоты
- 6.6. Вопросы из практики

Глава 7. Многотранзисторные структуры. Синтез

- 7.1. Самостабилизирующиеся схемы
- 7.2. Стабилизация сигнальных параметров
- 7.3. Измерительные схемы
- 7.4. Диапазон уровней
- 7.5. Вопросы из практики

Глава 8. Многотранзисторные структуры. Анализ

- 8.1. Точность измерительных схем
- 8.2. Устойчивость структур
- 8.3. Частотные свойства структур
- 8.4. Динамические свойства структур
- 8.5. Аналоговая стабилизация напряжения
- 8.6. Вопросы из практики

Глава 9. Многокаскадные аналоговые схемы

- 9.1. Совместимость по информации
- 9.2. Проблема неконтролируемых связей
- 9.3. Вопросы из практики

Глава 10. Надежность полупроводниковых схем

- 10.1. Надежность электрического режима
- 10.2. Тепловая устойчивость линейных схем
- 10.3. Немного о расчете параметров режима
- 10.4. Вопросы из практики

Литература

Введение

Эта книга писалась более 25 лет. Ее замысел родился из знакомства с издававшейся тогда литературой по полупроводникам – нелепой и малограмотной. Убогие книжки доводили иногда до белого каления, жалко было читателей, которые будут по ним всерьез учиться.

Планы были поначалу скромными, но материал разрастался, одни сюжеты тянули за собой другие – им тоже надо было уделить внимание. Вышла солидная работа.

Книга предлагалась в последние годы издательствам. Был и интерес, и теплые отзывы рецензентов. И даже самое словцо «секреты» попало в заголовок с подачи одного деятеля книжного бизнеса (оно, де, скорее заинтригует покупателя, наподобие какого-нибудь «кода Да Винчи»). Однако с изданием так ничего и не вышло. Объясняли: знаете, сейчас не время для технической литературы, идет разве что компьютерная тематика. Издавать вообще невыгодно: полезную книгу тут же сканируют и выкладывают в Интернет.

Если так, то очевидно решение: прямо так и выложить для общего пользования.

1. О чем эта книга

Вы взялись за разработку полупроводниковых схемных структур. А что такое вообще проектирование? Теоретик кратко определит: 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.

Критерии оптимальности. Впрочем, понятие об оптимальном варианте кажется очевидным, покуда не взялся за дело. Всегда важные для заказчика показатели качества (к примеру, чувствительность, точность, быстродействие, стоимость, надежность, масса, технологичность) – чаще всего противоречат 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 отдельные показатели качества с определенными «весами» (или «коэффициентами значимости»), с учетом ряда ограничений (скажем, имеющееся напряжение питания; электронные компоненты, разрешенные к применению в данной отрасли и т.д.).

Синтез и анализ. Грамотная разработка схемы предполагает, следовательно, как умение выдвинуть различные варианты, так и умение произвести отбор, в этом состоит сама техника дела. Разработчик должен знать основные конфигурации электронных каскадов, а также принципы синтеза таких конфигураций – это 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.

В отличие от множества работ на схожие темы, здесь речь пойдет о методах, позволяющих избегать применения многоэтажных формул и головоломных графических построений и, тем не менее, произвести анализ полупроводниковых схем с обоснованной точностью. Такой анализ должен быть в максимальной степени «прозрачным»: инженер должен не только убедиться, что конкретная конфигурация выполняет заданные функции, но также и увидеть, какие имеются запасы, какие параметры схемы наиболее «критичны».

Точность расчетов. 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 неопытный разработчик выписывает полученный результат с четырьмя-пятью значащими цифрами: этим он вводит в заблуждение других.

Специалисты отлично знают, что расчет вообще не исчерпывается получением некоторых численных результатов: необходима еще и их интерпретация. Достаточно напомнить, что расчеты могут предназначаться:

1) Для оценки порядка величин. Это – грубые расчеты, итогам которых нельзя доверять ни в одной значащей цифре, и, тем не менее, без них не обойтись в инженерной практике. Чаще всего они применяются при ориентировочной прикидке пригодности предлагаемых решений.

2) Для получения более или менее достоверных значений искоемых электрических величин. Такие расчеты обязательно должны 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!

3) 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 ...».

Математическая модель. Любители «точных» расчетов не всегда помнят о том, что любые формулы, описывающие устройства, процессы и т.д. — относятся к принятой (порой неосознанно) математической модели, в большей или меньшей степени отражающей реальные взаимосвязи. В частности, на таких моделях базируются и системы проектирования в виде популярных компьютерных программ. Проще всего было бы сказать, что повышение уровня адекватности модели соответствует учету все более «тонких» физических явлений, которые игнорируются при грубых расчетах; на самом деле взаимоотношения между реальными объектами и их математическими моделями вовсе не столь прямолинейны. Во всяком случае, инженер не должен опасаться использования грубых, но простых моделей там, где это кажется допустимым. С другой стороны, он должен помнить о приближенном характере даже весьма точной модели, всегда оценивая границы применимости предлагаемых формул и методов.

На пути использования моделей, шокирующих теоретиков примитивностью, инженера воодушевляет одно соображение: он вовсе не требует от 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 при проектировании не мыслью теоретика, не произволом разработчика, а наличием достоверных исходных данных.

Исходные данные. Утверждение, что профессиональная разработка электронных схем не может основываться на реальных характеристиках и величинах параметров применяемых полупроводниковых приборов, покажется очередным парадоксом. Однако скорее следует удивляться, что находятся специалисты, которых это может удивить. Знакомые по вузовским учебникам y - или h -параметры эквивалентного четырехполюсника, параметры физических эквивалентных схем, кривые вольтамперных характеристик — играют свою роль как удобные средства теоретического анализа, но вовсе не имеют того значения необходимых данных для проектирования, какое можно из этих учебников вывести. А поскольку все же нередки жалобы незадачливых разработчиков на то, что в справочниках не найти нужных сведений, то, по-видимому, не будет здесь излишним еще и разъяснение смысла числовых величин, которые фигурируют в технической документации на комплектующие изделия.

Технические условия. 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 (в отличие от электронных ламп) 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 проектированию, не дублирующий методику теоретического анализа.

2. Как написана эта книга

Это не справочник. Автор постарался рассказать в книге о том, что такое профессиональный подход к разработке полупроводниковых схем. Ее поэтому надо читать подряд: каждая следующая глава требует знакомства с предыдущими. Иногда,

наоборот, полное понимание ранее прочитанного будет достигнуто лишь при изучении последующих глав... Правда, читатель должен будет признать, что автор добросовестно постарался выдержать принцип «от простого к сложному».

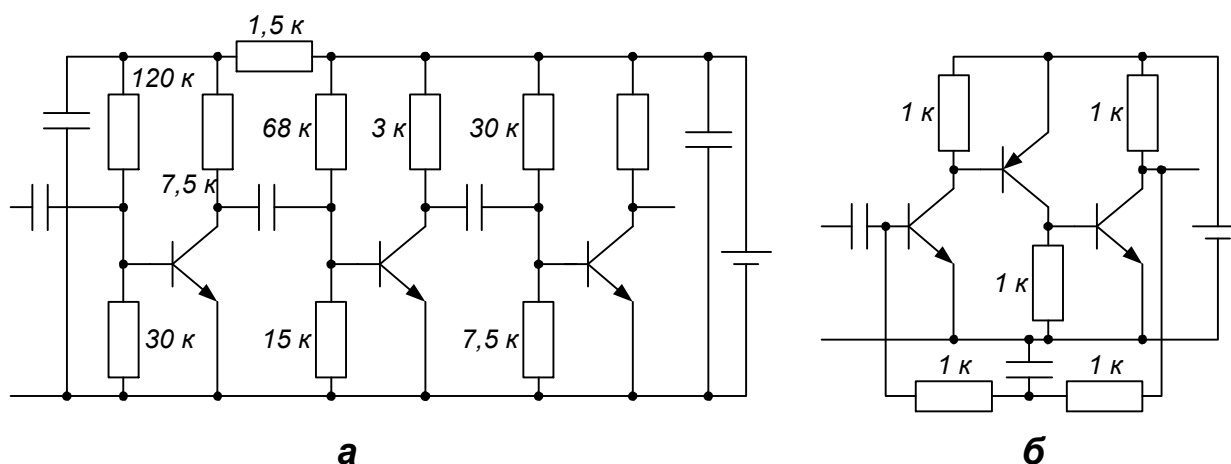
Естественно получилось, что материал выстроен не по функциональному признаку, а по методам проектирования, и это тоже принцип! Тот, кого он не устраивает, отыщет множество других книг, отвечающих своему вкусу.

Каждая глава завершается разбором практических вопросов. Часто этот разбор содержит дополнительные сведения, не вошедшие в основной текст. Темы вопросов ни в коей мере не надуманные: сюда 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.

Профессионалам и не только. Признаюсь честно, что эта книга писалась не для радиолюбителей. Самодеятельным мастерам чаще всего безразличны многие проблемы, волнующие разработчиков-профессионалов: повторяемость при серийном производстве, взаимозаменяемость элементов, технологичность. Вопросы надежности схем тоже не слишком беспокоят того, кто не ведет острых конфликтов по поводу рекламаций.

По существу любительское проектирование отличается от профессионального специфическими критериями (хотя и редко осознаваемыми). Это – предмет для особого разговора. Однако надеюсь, что предлагаемая книга все же принесет немалую пользу радиолюбителям, которые хотели бы перейти от копирования готовых, и часто малограмотных, схем к разработке собственных конструкций, по возможности не требующих кропотливого «налаживания».

Хорошей иллюстрацией послужит приведенный рисунок: слева изображена схема



Предложено любителем (а) – исправлено профессионалом (б)

трехкаскадного усилителя, обнаруженная на одном из веб-сайтов Интернета. Начинаящий мастер жаловался на трудность подбора оптимальных величин для множества резисторов – и не удивительно! А когда режимы все же отрегулированы – усилитель возбуждался... Справа – схема, исправленная профессиональным разработчиком. Теперь никакого подбора резисторов не требуется, все они могут быть даже одного номинала; усилитель абсолютно устойчив и без блокировочных конденсаторов. Комментарии, видимо, излишни: этому и призвана научить книга.

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

Видимо, уже понятно, что не стоит рассчитывать найти здесь подобие рецептурного справочника с набором «типовых схем» и готовых формул. Между прочим, не одно стандартное блюдо бывало безнадежно испорчено из-за опечатки в кулинарной книге... Собственно, разработчики-профессионалы никогда и 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.

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

Читатель – кто он? Неплохо, если он имеет определенный опыт практической работы: эта книга поможет по-новому взглянуть на известное.

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

Да, я изучал эти вещи. Конечно, подзабылось кое-что...

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

Но уж зато закон Ома я знаю твердо!

И это самое главное.

Вы легко заметите, что различного рода выкладки кое-где сокращены в тексте до минимума.

Значит, они не нужны? Это отратно...

Дело не в том. Скорее не хотелось лишать вас удовольствия разобраться самому, да и вряд стоило загромождать изложение в ущерб пониманию сути дела. А ведь из такого понимания и должны вытекать методики расчетов. Если порой не даны итоговые формулы или результаты – это значит, что приведенного материала достаточно для их получения.

Что же, получается, читать придется с карандашом в руках?

Вообще-то да. Если кто не готов к такого рода самостоятельной работе – что же, помимо инженерной деятельности, есть множество других почтенных занятий...

Обозначения. Не счел я нужным предварять текст скучным 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.

Инженер, имеющий 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 глава 9.

Эта работа писалась в надежде, что она поможет найти ответы на многие вопросы, возникающие в ходе практической работы инженера-схемотехника, но не систематизированные где-либо в доступной форме. Неизбежно книга получилась в известной мере фрагментарной. Думается, что это не страшно: самостоятельная работа, изучение серьезной литературы восполняют неизбежные пробелы.

Глава 1

Активные элементы полупроводниковых схем

1.1. Транзисторы и их модели

Начало промышленного выпуска плоскостных полупроводниковых триодов в середине 50-х годов прошлого века, естественно, потребовало переквалификации части радиоинженеров, привыкших работать с электронными лампами. Попытки перенести на новый усилительный прибор прежние навыки влекли за собой досадные затруднения: специалистам тех лет транзистор казался «ухудшенной радиолампой». Да и несовершенная технология не обеспечивала тогда получения полупроводниковых структур с высокими параметрами.

Отзвуки «лампового подхода», предполагавшего относительно надежное знание характеристик активного прибора, живы и по прошествии десятилетий. Известные из книг и брошюр методики расчетов, связанные с отысканием рабочих точек на кривых, построением касательных к характеристикам, – не могут, конечно, удовлетворить серьезного специалиста.

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

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

Ну, вы и раскритиковали... Тогда где же выход?

Выход был увиден разработчиками в непревзойденных свойствах обычного (так называемого биполярного) транзистора. А именно: характерные сопротивления этого электронного прибора 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 полупроводниковых структур, когда анализ схемы проводят не со входа, а с выхода, ориентируясь на «конечный результат».

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 прямо диктует построение схемных конфигураций, основные параметры которых мало зависят от характеристик активных элементов.

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

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.

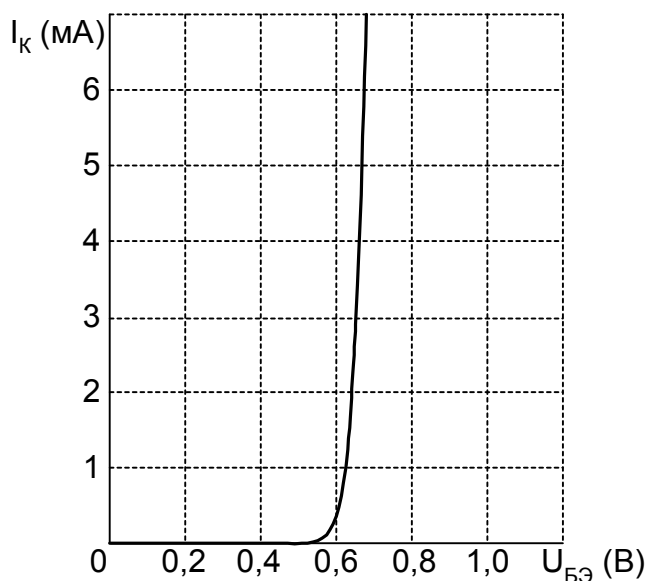


Рис. 1.1. Типичное напряжение между базой и эмиттером
– около 0,7 В

допустимыми для конкретного прибора, напряжение между базой и эмиттером транзистора (а оно-то и служит управляющим для усилительного прибора) почти всегда должно находиться в пределах 0,6...0,7 В.

2) Крутизна прямой передачи биполярного транзистора $S = \partial I_K / \partial U_{BE}$ очень велика (десятки и сотни mA/V), это хорошо видно по рис. 1.1.

3) Выходное сопротивление транзистора при заданном эмиттерном токе – $\partial U_{KB} / \partial I_K$ очень велико – не менее 1 МОм (см. рис 1.2).

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

Биполярный транзистор. Чтобы

дать ориентировку, я счел целесообразным привести здесь важнейшие характеристики типичного маломощного кремниевого транзистора: характеристику прямой передачи (рис. 1.1) и семейства выходных характеристик – при заданном токе эмиттера (рис. 1.2) и при заданном напряжении база-эмиттер (рис. 1.3). Отметим по ним то, что потребуется нам для построения простейших моделей.

1) При тех значениях тока коллектора I_K , которые являются

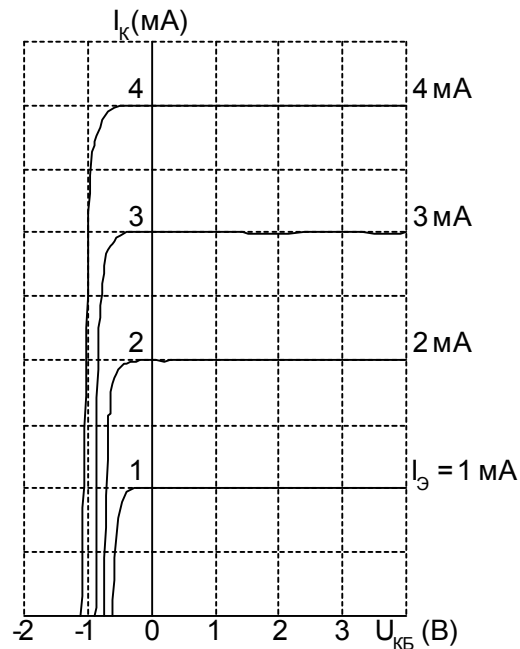


Рис. 1.2. Ток коллектора практически равен току эмиттера

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

$$I_{\varepsilon} = I_K + I_B \approx I_K, \quad (1.1)$$

причем отношение I_K / I_B представляет собой известный параметр транзистора – коэффициент передачи тока, обозначаемый $h_{21\varepsilon}$ (можно также встретить и обозначение β).

Крутизна прямой передачи.

С достаточной степенью точности крутизна биполярного транзистора определяется током коллектора:

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

(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. Она потребует поправок, если температура кристалла отличается от «нормальной», при которой $\varphi_T = 25 \text{ мВ}$.

Из (1.2), являющегося дифференциальным уравнением, прямо следует, что характеристика прямой передачи экспоненциальна, и это действительно верно для не слишком больших токов. При токах I_K , близких к предельно допустимым для транзисторов данного типа, формула (1.2) дает завышенные значения: причиной – 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 довольно ясно выраженных участков: с большей кривизной (левее) и почти линейного (справа)?

По-моему, это очевидно.

Вот отсюда – встречающиеся порой советы по «правильному выбору рабочей точки», ориентирующие на визуально оцениваемую форму 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

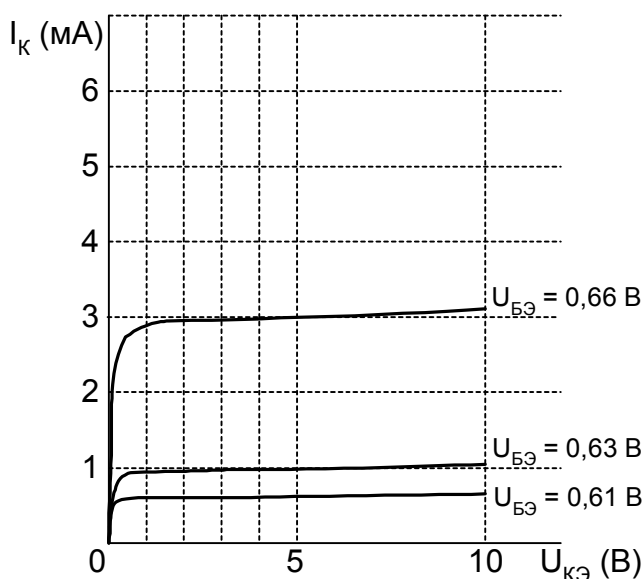


Рис. 1.3. При $U_{КЭ}$, близком к нулю, усилительные свойства теряются

специфических участков или каких-либо особых точек (например, «с максимальной кривизной – для лучшего детектирования»).

А как же тогда выбирать оптимальный режим прибора, ведь нам всегда твердили: «на линейном участке»?

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

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

Да, обычная разница между минимумом и максимумом 2,5 – 3 раза.

Вот 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).

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.

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).

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 заходит также и в область положительных напряжений на затворе: ведь здесь затвор полностью изолирован от канала.

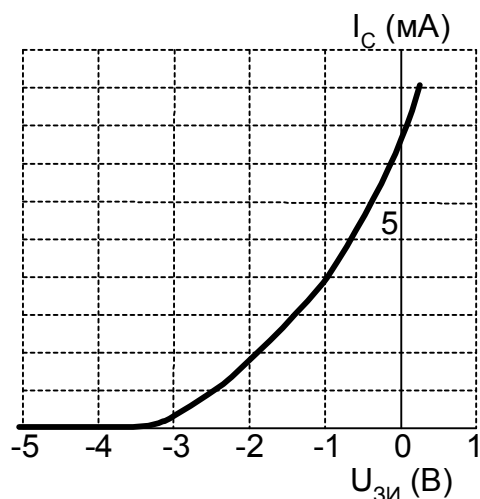


Рис. 1.4. Полевой транзистор «с обеднением» при нулевом напряжении на входе открыт

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 приводятся в паспортах на полевые приборы.

В то время как биполярный транзистор сохраняет усилительные свойства при снижении напряжения между коллектором и эмиттером до десятых долей вольта, полевые приборы требуют для эффективной работы в усилительных каскадах определенного напряжения на стоке:

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

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.

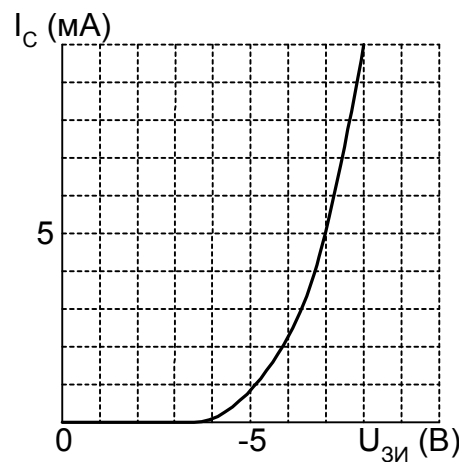


Рис. 1.5. Транзистор «с обогащением» открывается при напряжении, превышающем пороговое

Крутизна полевого транзистора. В паспорте на полевой транзистор вы найдете значение крутизны прямой передачи

$$S = \frac{dI_C}{dU_{зи}},$$

гарантированное заводом-изготовителем для определенного тока стока (например, для $I_C = 10 \text{ мА}$).

Как быть, если придется использовать прибор при другой величине тока?

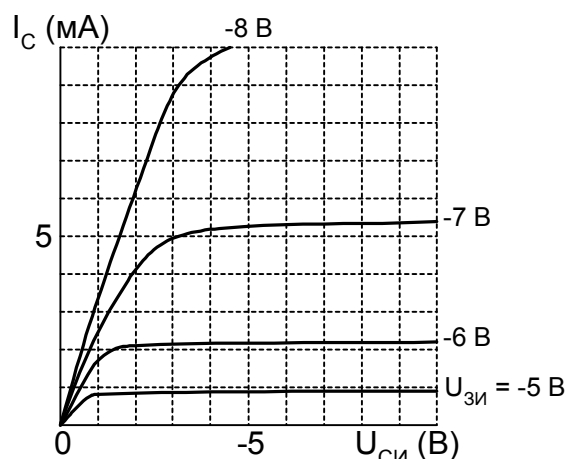


Рис. 1.6. На крутом участке характеристики усилительные свойства полевого транзистора падают

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

Думаю, что посчитать можно так:

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

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

Я вижу, что для полевых транзисторов не очень-то получится оперировать простыми

моделями, как при использовании биполярных.

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

1.2. Стабилизация режима

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

1) Величина тока покоя коллектора определяет важнейшие усилительные параметры транзистора: крутизну S , коэффициент передачи тока $h_{21э}$ и некоторые другие.

2) От величины тока покоя зависит, будет ли каскад обеспечивать неискаженное воспроизведение сигналов большого уровня.

3) Величина тока покоя определяет (при наличии нагрузочного резистора) и потенциал этого электрода, влияя, между прочим, и на то, будет ли вообще получен усилительный (активный) режим работы прибора.

4) От величины тока покоя зависит мощность, выделяемая на транзисторе, а также коэффициент полезного действия каскада.

«Паспортный режим». Завод-изготовитель дискретных полупроводниковых приборов гарантирует допуски на их параметры только в определенном режиме – том, при котором приборы проходят приемочные испытания. Это обстоятельство при инженерном проектировании нередко оказывается определяющим.

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.

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.

Ясно.

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

На что надо смотреть конкретно?

1) Усилительный транзистор не должен оказаться запертым: 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.

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

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

Это нередкий случай. 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 одностранзисторном каскаде.

Эмиттерная стабилизация. При включении согласно рис. 1.7 фиксирован потенциал базы. Заданный ток обеспечивают резистором $R_э$ в цепи эмиттера.

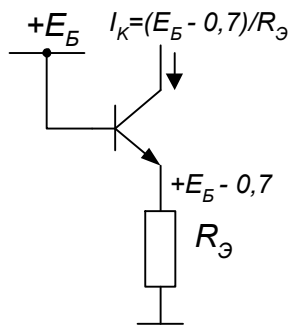


Рис. 1.7. При фиксированном потенциале базы автоматически устанавливается ток эмиттера

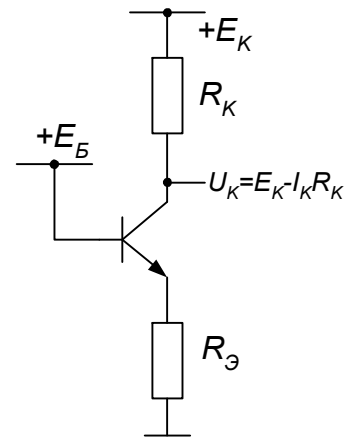


Рис. 1.8. Ток эмиттера задает ток (и потенциал) коллектора

Если в схеме рис. 1.8 измерить 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 на коллекторе:

$$U_K = E_K - I_K R_K. \quad (1.5)$$

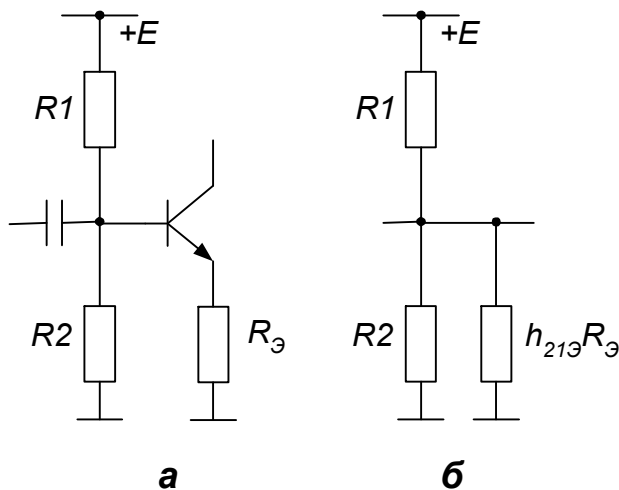


Рис. 1.9. Влияние базовой цепи на потенциал делителя
(а) заменяют включением эквивалентного резистора (б)

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

$$S = \infty, \quad U_{БЭ} = 0,7 В = const, \quad I_э = I_K.$$

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 вольтамперной характеристики. Напряжение на коллекторе транзистора в таком каскаде окажется практически равным напряжению на эмиттере, т.е. $U_{кэ} \approx 0$. Следует уменьшить величину R_K или увеличить $R_э$!

Дрейф входного напряжения. Возможный разброс и температурная нестабильность тока коллектора в структуре рис. 1.8 связаны с рядом факторов. Так температурный дрейф напряжения $U_{Бэ}$ транзистора приводит к нестабильности 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 В на переходе кремниевого прибора в действительности уменьшатся до 0,6 В при +70°C, а при минус 30° превратятся в 0,8 В.

Впрочем, очевидно, что если разность потенциалов базы и нижнего (по схеме) вывода эмиттерного резистора составляет хотя бы 1,5...2 вольта, – 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 (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 базы 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. 1.9, а, то решение громоздкого уравнения он заменяет анализом простой эквивалентной схемы (рис. 1.9, б). В ней воздействие базовой цепи транзистора моделируется сопротивлением $h_{21э} R_э$, – «трансформированным в базовую цепь» эмиттерным резистором. Учтя пределы возможного изменения параметра $h_{21э}$ для транзисторов данного типа, несложными вычислениями мы получим пределы разброса U_B .

При малых величинах U_B более адекватная расчетная модель получается включением последовательно с «трансформированным сопротивлением» источника ЭДС (0,7 В).

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

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.

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.

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.

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

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

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

Вы верно вычислили.

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.

И все же – как подходить к расчету стабильности схемы при максимальной рабочей температуре?

Это просто: инженер берет в качестве наихудшего случая ток базы равным предельному значению $I_{КБ0}$, взятому из данных на транзистор, вовсе не учитывая рабочего тока базы (модель, принимающая $h_{21Э} = \infty$). Что дает максимальную величину ухода базового потенциала, с которой следует считаться, равную $I_{КБ0} R_B$, $R_B = R1R2/(R1 + R2)$ (для рис. 1.9).

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.

Коллекторная стабилизация. В схеме на рис. 1.10, 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. Повышение напряжения источника питания E_K улучшает стабильность каскада, связанную с дрейфом напряжения $U_{БЭ}$.

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

Нередко это возможно через резистор (рис. 1.10, б). Что снижает, правда, стабильность потенциала коллектора (он возрастает на величину $I_B R_B$).

Недостаток схемы коллекторной стабилизации очевиден: она диктует разработчику ограничения, вытекающие из того, что всегда $U_{КБ} = 0$. А повышение напряжения коллектора, связанное с протеканием базового тока (рис. 1.10, б), ухудшает стабильность. Тем не менее, во многих случаях считают возможным

поступиться стабильностью режима ради простоты схемы рис. 1.10, б. Более детально проанализировать ее можно знакомым методом трансформированного сопротивления.

Рис. 1.10, в 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. 1.10, в), то есть транзистор в любом случае находится в активном режиме. Весомое достоинство!

Делитель напряжения. Добиться увеличения U_K при коллекторной стабилизации поможет и схема с базовым делителем (рис. 1.11, а). Если ток через делитель существенно больше тока базы, так что последним можно пренебречь, то, очевидно:

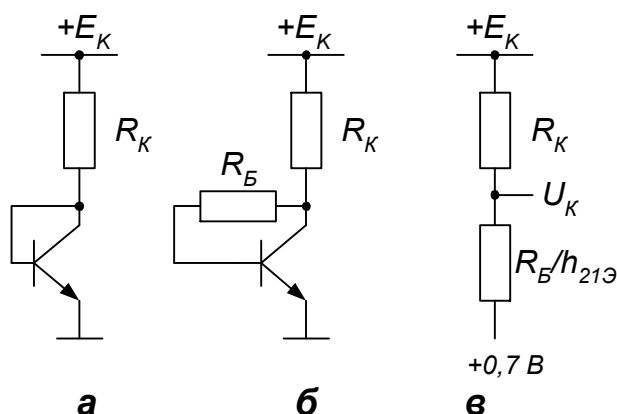


Рис. 1.10. Потенциал базы и коллектора равен 0,7 В (а); базовый резистор ухудшает стабильность (б); расчетная схема (в)

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

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

$$I_K = \frac{E_K - U_K}{R_K} - \frac{U_K}{R_1 + R_2}. \quad (1.8)$$

И очевидно, что возможная ошибка легко приведет к ситуации, когда окажется, что $I_K < 0$, – транзистор закрыт. Весьма вероятно, что это случится при понижении температуры: в рассматриваемой конфигурации потенциал коллектора – это масштабно увеличенный потенциал базы, значит, увеличивается и дрейф последнего. Вернитесь к соотношению (1.8), и вам станет понятна опасность возрастания U_K .

Еще бы: сплошные минусы в формуле.

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

Но я уже догадываюсь, что какой-то выход есть.

Верно.

Вспомогательный ток. Противоречия, ведущие к ухудшению стабильности при попытке повысить $U_{КБ}$, сняты в усложненной схеме коллекторной стабилизации (рис. 1.11, б), где потенциал коллектора определяется специально пропускаемым током. Пренебрегая в простейшей модели током базы, получаем:

$$U_K = 0,7B + IR_1,$$

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

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

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

$$I_K = \frac{E_1 - U_K}{R_K} - I. \quad (1.9)$$

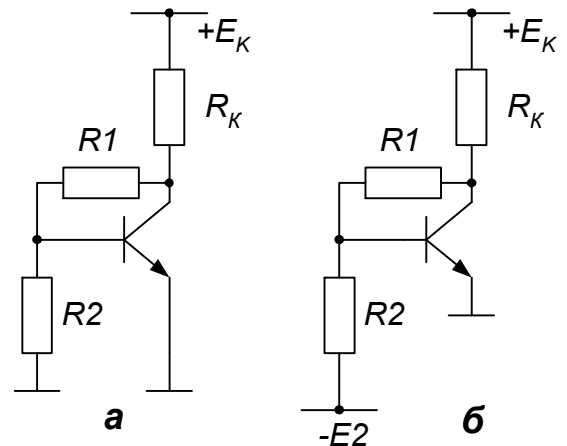


Рис. 1.11. Стабильность схемы с делителем невысока (а); потенциал коллектора фиксируется вспомогательным током (б)

Стабильность, очевидно, улучшается при повышении E_2 .

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

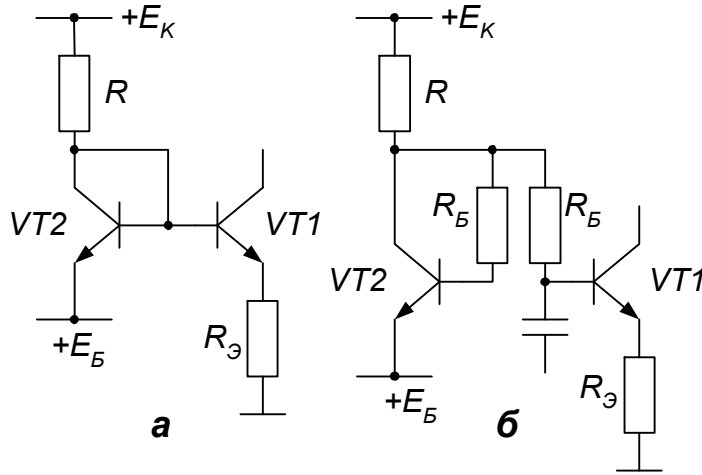


Рис. 1.12. Дрейф $U_{БЭ}$ компенсируется идентичным переходом (а); включение резисторов может снизить стабильность (б)

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. 1.12, б). Хотя, к сожалению, определенное различие базовых токов ΔI_B все же неизбежно. Поэтому неустойчивость величины $U_{Э1}$ будет связана как с разностью входных напряжений $\Delta U_{БЭ}$ и ее дрейфом, так и со смещением, обусловленным базовыми сопротивлениями: $\Delta I_B R_B$.

Все это, я думаю, можно учесть – расчеты-то несложны, были бы данные.

Что же, обратитесь, в качестве примера, к справочным 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...

«Сверхстабильность». Проектируя схемные структуры, нацеленные на повышенную стабильность тока, инженер, разумеется, не должен 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.

Как же, помню: 2 милливольт на каждый градус?

Правильно. Поэтому при повышенных требованиях переходят к комбинированным схемам с компенсацией вторым транзистором (см., например, рис. 1.12, а). Режим VT2 установлен способом коллекторной стабилизации:

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

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

Разумеется. Если оба транзистора выполнены в общем кристалле микросхемы, и вдобавок соблюдено: $I_{K1} = I_{K2}$,

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

«Токовое зеркало». В идеальном случае полной компенсации эмиттерный потенциал стабилизированного транзистора (рис. 1.12, а) точно равен потенциалу одной из шин питания; эмиттерный резистор теряет тогда функциональный смысл и становится излишним. В этом состоит идея конфигурации, известной как «токовое зеркало» (рис. 1.13). 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. А между тем самостоятельно разберитесь, каким образом стабилизирован ток усилителя микросхемы типа 122УН2.

1.3. Режимы полевых транзисторов

Стабилизация тока стока. Аналог эмиттерной стабилизации существует и для полевого транзистора (рис. 1.14, а, где $U_{II} = E_3 - U_{3II}$). Трудность в том, что напряжение затвор-исток при данном токе – величина весьма неопределенная и малостабильная.

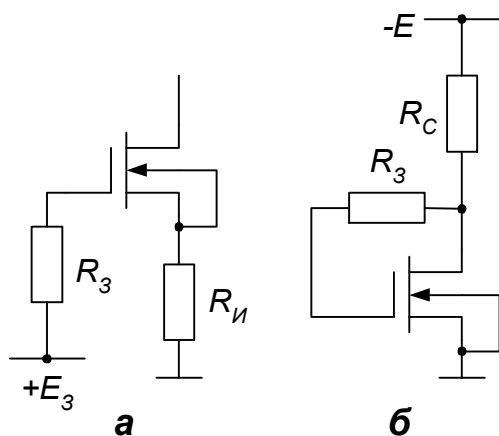


Рис. 1.14. Схемы «истоковой» и «стоковой» стабилизации требуют весьма высоких напряжений

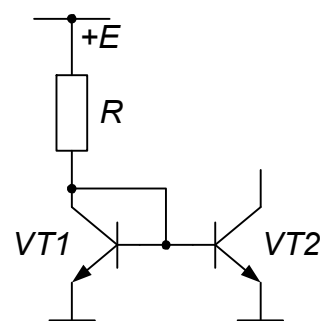


Рис. 1.13. В «токовом зеркале» $U_{БЭ1} = U_{БЭ2}$, поэтому равны и токи

К примеру, разброс U_{3II} среди экземпляров прибора 2П305А при $I_C = 5 \text{ мА}$ 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 устроит разработчика.

Для приборов с индуцированным каналом возможен также аналог коллекторной стабилизации (рис. 1.14, 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 $U_C = U_{3И}$ может быть оценено при данном токе, как мы знаем, лишь очень грубо, то сравнительно достоверные результаты расчета и здесь достижимы только при весьма высоком напряжении.

Принудительная стабилизация. В структурах с биполярными транзисторами функции стабилизации тока и собственно передачи сигнала соединяются, как мы видели, в одном приборе, но, в общем, это совсем не обязательно.

Как это?

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

Лучше бы рассмотреть на каком-нибудь примере.

Давайте – на примере рис. 1.15. Напряжение затвор-исток для прибора типа 2П305А при $I_C = 5 \text{ мА}$ 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?

Исток – он же и коллектор 2Т312Б... Выше этого уровня потенциал базы E_B быть не должен?

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

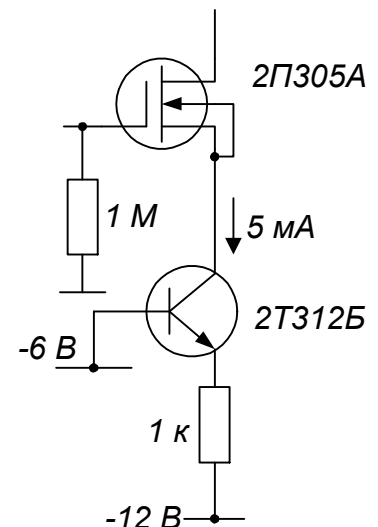


Рис. 1.15. Вспомогательный транзистор задает ток истока

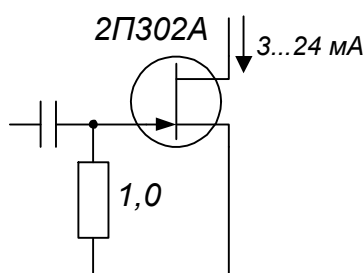


Рис. 1.16. Паспортный режим устанавливается при $U_{3И} = 0$

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 $U_{3И} = 0$). Это дает повод разработчику вовсе не вводить элементов стабилизации тока стока (рис. 1.16), 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, иначе не будет уверенности, что прибор не оказался в области, где напряжение приложено к переходу в запрещенной, открывающей полярности.

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!

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.

1.4. Вопросы из практики

Мне требуется мощный транзистор, в хозяйстве имеются несколько менее мощных. Что если я применю параллельное включение, как на рис. 1.17?

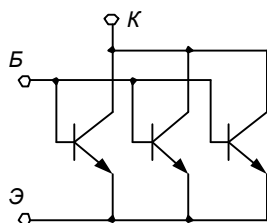


Рис. 1.17. «Супермощный» транзистор?

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 между параллельно соединенными приборами. Один из них 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.

Значит – 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»

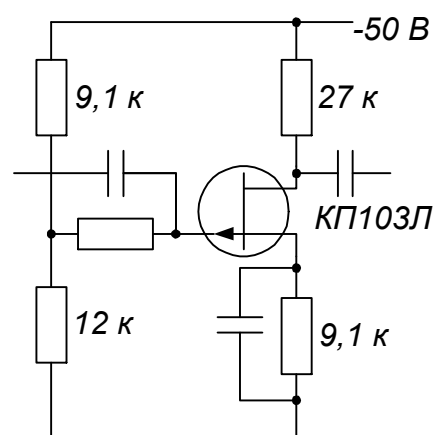


Рис. 1.18. Почему не работает?

транзистора, если известны соответствующие параметры составляющих его приборов?

Мой друг собрал по схеме рис. 1.18, 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, должно быть 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.

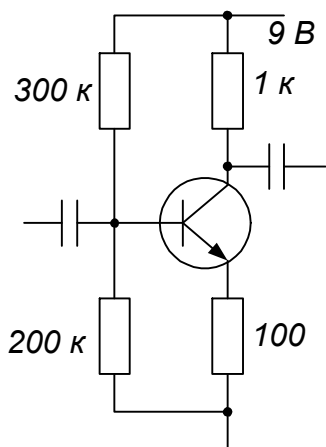


Рис. 1.19. Лишние детали?

Уже убедившись в работоспособности каскада (рис. 1.19), я вдруг заметил, что забыл припаять резистор 200 кОм . Впрочем, замер тока коллектора показал мне величину 3 мА (что и требовалось по описанию). Так стоит ли исправлять ошибку?

Вы выбрали не лучшую схему. Используйте расчет методом «трансформированного сопротивления», и вы увидите, что ток через резистор 200 кОм ничтожно мал по сравнению с током базы.

Значит, этот 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.

Вот две новые стабилизированные конфигурации (рис. 1.20), которые я откопал в журналах.

Ничего нового. В первой схеме поменяйте местами верхнюю и нижнюю части, и вы узнаете конфигурацию коллекторной стабилизации. Тоже – для второй, где один резистор разбит на две части: R_K и $R_Э$.

Зато уж вот эта конфигурация (рис. 1.21) описана в литературе как обладающая повышенной стабильностью!

Идея, на первый 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. 1.21 по сравнению с рис. 1.8 (при равных

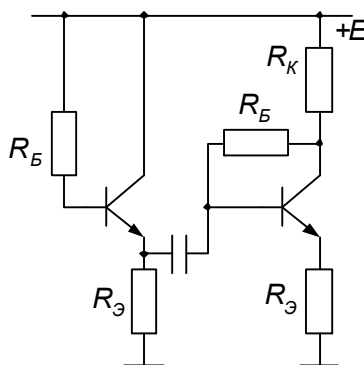


Рис. 1.20. «Новые» методы стабилизации?

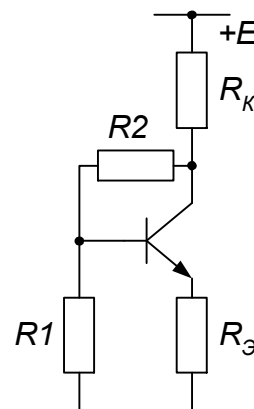


Рис. 1.21. Лучше лучшего?

напряжениях на базе) выше во столько раз, во сколько потенциал коллектора меньше E .

Ну, такой выигрыш невелик...

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

В самом деле...

Теперь взгляните на рис. 1.22, показывающий этапы трансформации «сверхстабильной» схемной структуры. Не правда ли, что, ликвидировав $R1$, мы лишь выиграли в стабильности, усилив отрицательную обратную связь?

Вроде бы, так.

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

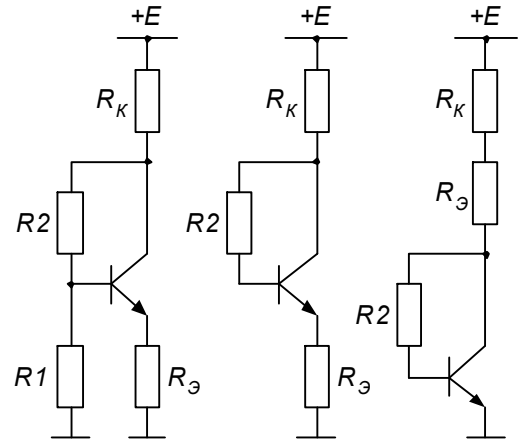


Рис. 1.22. «Сверхвысокая» стабильность оказалась далека от оптимальной

Глава 2

Линейные каскады для малых сигналов

2.1. Обратная связь в линейных каскадах

Нынешняя схемотехника, на неисключенный 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. Ведь специалист знает секрет: простота расчета – это и значит стабильность параметров схемы (если только модель адекватна), и уже предыдущая глава должна была показать это.

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

Модель транзистора. Если ориентироваться на указанный выше принцип построения одностранзисторных конфигураций, то вполне допустимо использование простейшей модели биполярного транзистора, вытекающей из очевидных допущений:

- 1) Крутизна прямой передачи транзистора настолько велика, что можно принять:

$$S = \infty, \quad u_{\mathcal{E}} = u_B, \text{ т.е. } u_{B\mathcal{E}} = 0.$$

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).

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

- 3) Коэффициент передачи тока $h_{21\mathcal{E}}$ настолько велик, чтобы считать токи эмиттера и коллектора равными между собой:

$$h_{21\mathcal{E}} = \infty, \quad i_K = i_{\mathcal{E}}.$$

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

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.

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... Для профессионала это непростительная ошибка.

Эмиттерный повторитель. Основная конфигурация каскада изображена на рис.

2.1, а. Принятое нами выше условие: $u_{\text{э}} = u_{\text{б}}$ – дает соотношение:

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}},$$

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

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

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

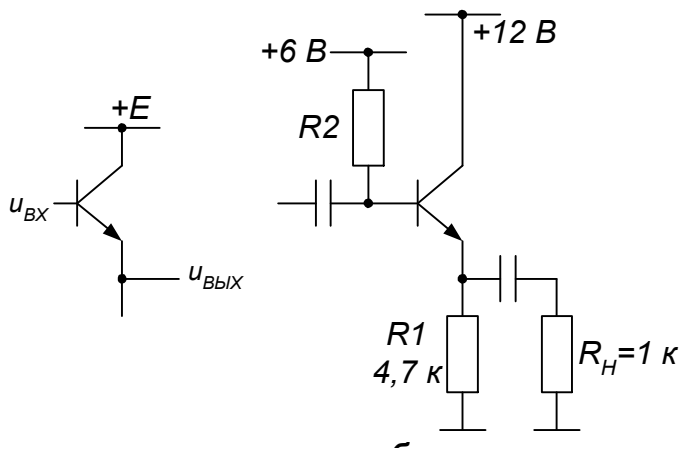


Рис. 2.1. Повторитель: напряжение эмиттера следует за базовым (а); из-за R_2 теряется преимущество высокого входного сопротивления (б)

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 $1/S$. Если мы намерены перейти к более точной модели, то с учетом указанного явления запишем:

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

где R – результирующее сопротивление нагрузки. Анализ практической схемы на рис. 2.1, б дает нам возможность судить, стоит ли идти на такое уточнение.

В этом примере сопротивление нагрузки:

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

При потенциале эмиттера 5,3 В ток эмиттера: $I_E = 5,3 \text{ В} / 4,7 \text{ кОм} = 1,1 \text{ мА}$, 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:

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

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, и коэффициент передачи чаще всего будет заметно меньше единицы.

Входное сопротивление. Каков смысл применения «усилительного» каскада, не обладающего, собственно, усилением по напряжению? Конечно, «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:

$$R_{BX} = h_{21Э} R. \quad (2.3)$$

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

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

В самом деле, если под коэффициентом передачи повторителя понимать величину $K_U = u_{BЫX} / e_{BX}$, где e_{BX} – это ЭДС источника сигнала, имеющего внутреннее сопротивление R_H , придется учесть влияние и этого сопротивления:

$$K_U = \frac{u_{BЫX}}{e_{BX}} = \frac{u_{BX}}{e_{BX}} \frac{u_{BЫX}}{u_{BX}} = \frac{R_{BX}}{R_{BX} + R_H} \frac{R}{R + 1/S}.$$

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

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

Сравнивая (2.2), мы и получаем значение выходного сопротивления, учитывающее действие R_H :

$$R_{ВЫХ} = 1/S + R_H / h_{21Э}.$$

Ну вот видите!

А вы не догадываетесь, что это за второе слагаемое? Это трансформированная в эмиттерную цепь величина R_H . 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 услышать: эмиттерный повторитель используется «для согласования низкоомной нагрузки с высокоомным выходным сопротивлением источника сигнала».

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_H (а это зачастую и подразумевают, говоря о «согласовании»), тогда:

$$u_{ВЫХ} \approx e_{BX} \frac{R/h_{21Э}}{R/h_{21Э} + R_H},$$

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

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 гл. 9.

Преобразователь напряжения в ток. В конфигурации повторителя через эмиттерный резистор $R_Э$ протекает сигнальный ток с амплитудой (см. рис. 2.2, а):

$$i_Э = \frac{u_Э}{R_Э} = \frac{u_{BX}}{R_Э} \quad (2.4).$$

Здесь u_{BX} – напряжение, действующее относительно нижнего (по схеме) вывода резистора $R_Э$. Разумеется, практически такой же ток протекает и в цепи коллектора, независимо от того, какого рода нагрузка будет там включена. Каскад, изображенный на

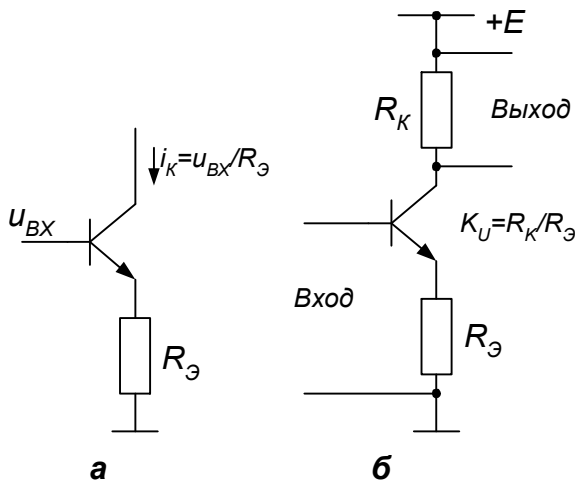


Рис. 2.2. Преобразователь напряжения в ток: ток коллектора не зависит от нагрузки (а); превращаем в масштабный усилитель (б)

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:

$$u_{BYX} = i_K R_K = u_{BX} \frac{R_K}{R_Э}.$$

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

$$K_U = \frac{R_K}{R_Э}, \quad (2.5)$$

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...

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

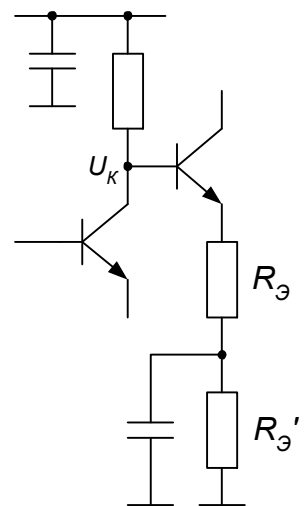


Рис. 2.3. Блокирование емкостью позволяет независимо установить режим

передаточные свойства. Резистор $R_{\text{э}}'$, заблокированный конденсатором достаточной емкости, определяет лишь постоянную составляющую тока коллектора:

$$I_K = I_{\text{э}} = \frac{U_B - 0,7B}{R_{\text{э}} + R_{\text{э}}'}.$$

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

Преобразователь тока в напряжение. В практике разработчика 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 работает 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_{BX} . Но для сигнальных составляющих токов и напряжений справедливо:

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

$$\text{Отсюда: } u_K = i_{\text{BX}} R. \quad (2.6)$$

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:

$$R_{\text{BX}} = \frac{1}{S} \cdot \frac{R + R_K}{R_K}, \quad (2.7)$$

$$R_{\text{ВЫЛ}} = \frac{1}{S} + \frac{R}{h_{21\text{э}}}. \quad (2.8)$$

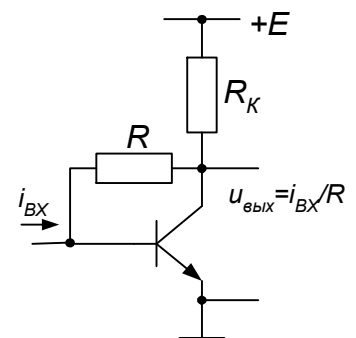


Рис. 2.4. Преобразователь тока в напряжение: при небольших R входное и выходное сопротивления близки к $1/S$

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:

$$i_{ВЫХ} = i_K = i_Э = i_{ВХ}. \quad (2.9)$$

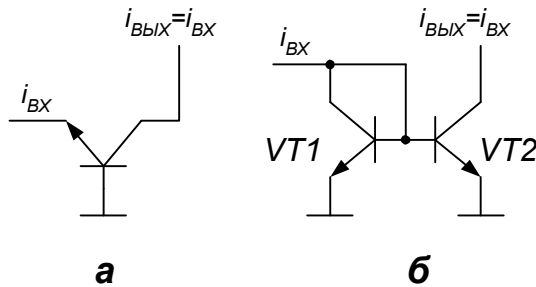


Рис. 2.5. В схеме с эмиттерным входом (а) и «токовым зеркале» (б) выходной ток повторяет входной

Важно, что величина выходного тока не зависит от потенциала коллектора, а значит, от нагрузки. Подобные схемы иногда обозначают ИТУТ (источник тока, управляемый током). Аналогичная схемная структура (являющаяся своеобразным «повторителем тока») может быть построена и на основе известной уже читателю идеи «токового зеркала» (рис. 2.5, б).

Входное сопротивление обеих конфигураций равно $1/S$. Малая величина $R_{ВХ}$, как и у преобразователя тока в напряжение, позволяет включать вход подобных каскадов в качестве «датчика тока» в различные цепи. 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 ($u_{ВЫХ} = i_{ВХ} R_H$). Но выходное напряжение будет здесь, конечно, зависеть от результирующего сопротивления нагрузки.

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.

Хорошо бы показать 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

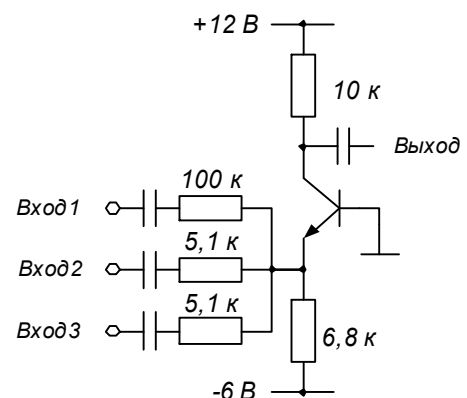


Рис. 2.6. Сопротивления входов сумматора определяются только резисторами

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

Тоже масштабный усилитель?

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

Это понятно, ведь входное сопротивление с эмиттера очень мало.

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:

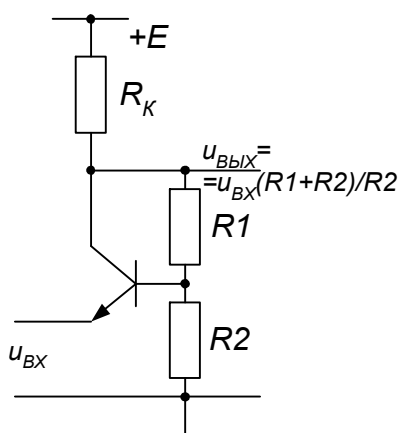


Рис. 2.7. Масштабный усилитель: базовый делитель задает коэффициент усиления

$u_{BX} = u_{\Theta} = u_B = u_{BBX} R2 / (R1 + R2)$, а отсюда:

$$K_U = \frac{R1 + R2}{R2}. \quad (2.10)$$

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

Что-то никогда не встречал я подобной странной схемы.

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. «Обычные» линейные каскады

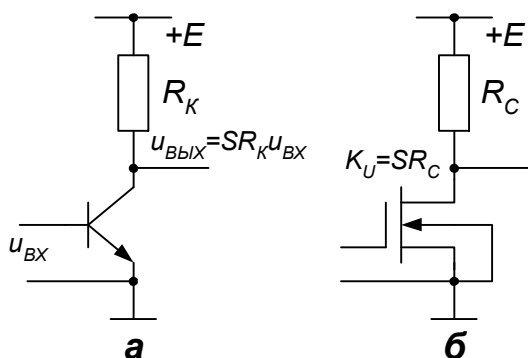
Речь здесь пойдет о схемных структурах, реализующих потенциальные значения усиления по напряжению, току и мощности в ущерб другим показателям качества, к примеру, точности и стабильности параметров. Смотря по цели проектирования, разработчик может отдать предпочтение схемам, в которых устранены элементы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

Как я понимаю, вы поведете 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 (гл. 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.

Коэффициент передачи. 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 $1/S$:



$$K_U = S R_K, \quad (2.11)$$

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

Рис. 2.8. Вход каскада максимального усиления совпадает со входом транзистора

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 ($u_{ВЫХ} = i_{BX} h_{21Э} R_K$). 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 $R_{II} \ll R_{BX}$ (питание напряжением, см. рис. 1.3) и $R_{II} \gg R_{BX}$ (питание током), однако и в том, и в другом варианте он будет сильно зависеть от тока покоя каскада. При малых I_K (доли mA) выходное сопротивление составляет сотни килоом, а значит, в большинстве случаев может не учитываться, как и ранее. 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 $U_{3И} = 0$: $S \geq 6 \text{ mA/B}$, а выходная проводимость y_{22} не более 200 мкСм, это значит, что в однотранзисторном каскаде гарантированная величина «потенциального» усиления (т.е. при нагрузке на бесконечно большое сопротивление):

$K_{U \min} = S_{\min} / y_{22 \max} = 6/0,2 = 30$ (это соответствует параметру μ для электронных ламп).

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

Ошибка с емкостью. В практической схеме (рис. 2.9 заимствован из радиолубительской литературы) соединение «земляного» полюса входного напряжения с эмиттером происходит через

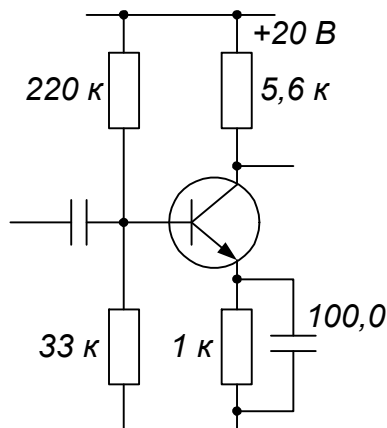


Рис. 2.9. Неправильно: большая эмиттерная емкость – все же еще мала

блокировочный конденсатор. Как вы считаете, емкость $C_{Э} = 100 \text{ мкФ}$, параллельная эмиттерному резистору $R_{Э}$ каскада низкочастотной усилительной установки – достаточна?

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

Но такой подход абсолютно неверен!

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

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 формуле:

$$1/2\pi f_H C_{\Sigma} \ll 1/S. \quad (2.13)$$

Тогда результат (емкость) окажется на порядок больше!

Это и было бы верным.

Как же разработчик при испытании своего усилителя 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!

Занятно.

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

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

Прямо экзотика какая-то.

Тем не менее, рис. 2.10 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»:

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

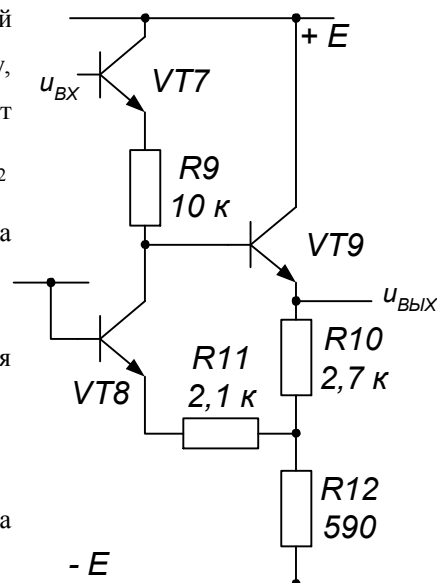


Рис. 2.10. В схеме с повторителями – регенерация обеспечивает усиление, большее 1

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

То есть больше единицы!

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

Но ведь всегда говорят, что положительная ОС – это неустойчивость.

Так и есть: достаточно увеличить сопротивление резистора R_{12} до 700 Ом, как K_U устремится в бесконечность, схема перестанет быть усилительной, превратившись в «триггер Шмидта» с двумя устойчивыми состояниями.

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 коллектора.

Конечно, «развязать» нагрузки по постоянному току и по сигналу можно трансформаторной связью, но для микроэлектронной техники это не всегда приемлемо.

В схеме на рис. 2.11 «нагрузкой» каскада служит генератор тока. Результирующая нагрузка для сигнала будет образована параллельным включением больших выходных сопротивлений $VT1$, $VT2$ и внешней нагрузки.

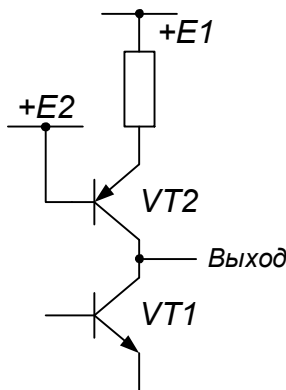


Рис. 2.11. Динамическая нагрузка действует здесь и для постоянного тока, и для сигнала

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 гл. 7 и 8.

Зато вариант рис. 2.12 можно встретить нередко. За счет передачи колебаний с выхода повторителя к верхнему выводу резистора R_K , сопротивление нагрузки для сигнала увеличивается:

$$R_{K.дин} = \frac{R_K}{1 - K_U},$$

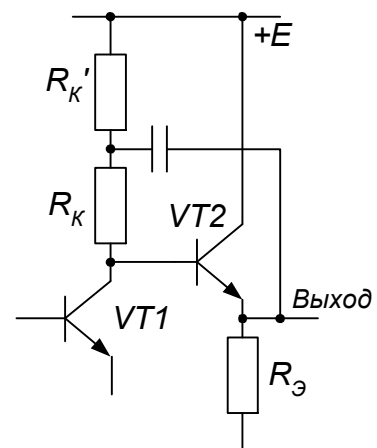


Рис. 2.12. Динамическая нагрузка увеличивает сопротивление только для сигнала

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 гл. 4.

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

2.3. Дифференциальные конфигурации

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 схемных конфигураций.

Дифференциальный преобразователь напряжения в ток.

На рис. 2.13, а на верхнем и нижнем выводах эмиттерного резистора амплитуды напряжений соответственно $u_{BX.1}$ и $u_{BX.2}$. Отсюда амплитуда тока эмиттеров обоих транзисторов,

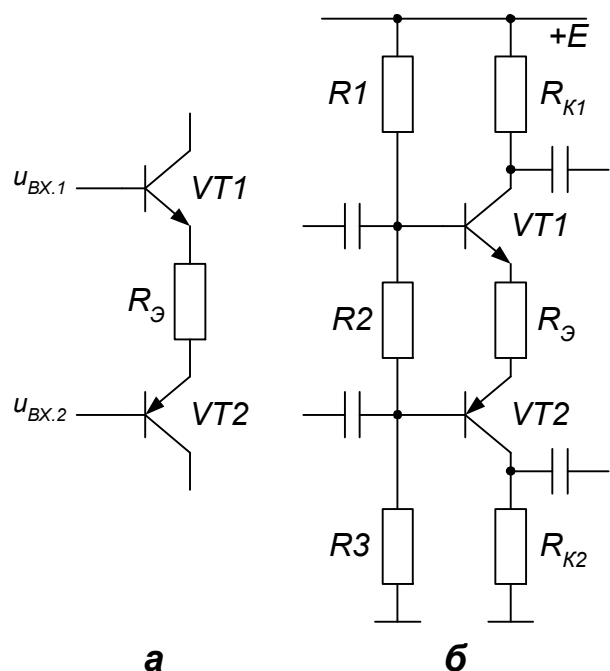


Рис. 2.13. Входное напряжение дифференциальной схемы действует между входами (а); возможно произвольное использование любых входов и выходов (б)

имеющих противоположные («комплементарные») структуры полупроводника, получается как:

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

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 (2.3): $R_{BX} = R_{\mathcal{O}} h_{21\mathcal{O}}$, и очевидно, что для разных входов эти величины вовсе не обязаны совпадать.

Обеспечение режима. Обратите внимание на элементы, определяющие режим покоя каскада на рис. 2.13, 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 $1,4 B$, а ток каскада:

$$I_{K1} \approx I_{K2} \approx I_{\mathcal{O}} = \frac{U_{B1B2} - 1,4B}{R_{\mathcal{O}}}.$$

Конечно, 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.

Максимальное усиление. Дифференциальную конфигурацию максимального усиления получают, конечно, исключением $R_{\mathcal{O}}$ (например, заблокировав конденсатором большой емкости). Но, в отличие от известного по рис. 2.10 каскада, здесь коэффициент передачи получится 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:

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

Балансная структура. Преобразователь напряжения в ток на рис. 2.14, а выполнен из транзисторов одинаковой структуры. Для него легко получить:

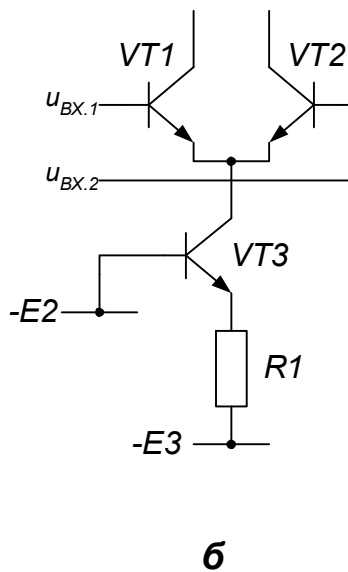
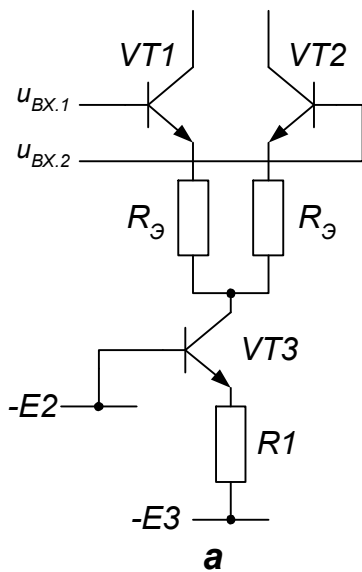
$$i_{BbIX} = i_{K1} = i_{K2} = (u_{Bx.1} - u_{Bx.2}) / 2R_{\Theta}, \quad (2.16)$$

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 $VT3$:

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

Рассмотрите схему на рис. 2.14, б. Исключение резисторов позволило достичь максимального усиления:

$$i_{BbIX} = i_{K1} = i_{K2} = S(u_{Bx.1} - u_{Bx.2}) / 2. \quad (2.17)$$



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

Рис. 2.14. Генератор тока задает режим пары (а); требуется идентичность транзисторов (б)

постоянных напряжениях на базах – токи транзисторов (из-за неизбежной их неидентичности) не равны. При различающихся S_1 и S_2 общее сопротивление эмиттерной цепи выражается как $1/S_1 + 1/S_2$, а отсюда получаем:

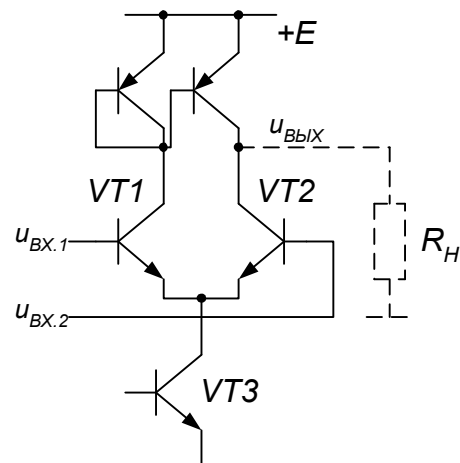


Рис. 2.15. Токи обоих плеч объединяются на

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

За счет стабилизации общего тока всегда $S_1 + S_2 = \text{const}$. Тогда несложно подсчитать, что при 10-процентном разбалансе по токам усиление снизится на 1%, при 30-процентном – на 10%. 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. 2.14, а, а конфигурация максимального усиления (когда она необходима) создается просто соединением эмиттеров с помощью блокировочной емкости.

Динамическая нагрузка в дифференциальном каскаде. Если дифференциальная схема должна иметь только один выход, удобно применение динамической нагрузки на основе «токового зеркала» (рис. 2.15). Поскольку здесь происходит «отражение» тока $IT1$ в коллекторную цепь $VT2$, передаточные свойства каскада удваиваются, так что:

$$i_{\text{БЫХ}} = i_{K1} - i_{K2} = S(u_{\text{БХ.1}} - u_{\text{БХ.2}}),$$

$$K_U = SR_H.$$

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 потенциала коллектора $VT2$ справедливо то, что уже указывалось о подобном включении в подразделе 2.2.

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

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:

$$U_{\text{синф}} \leq U_{K1,2}; \quad U_{K3} = U_{\text{синф}} - 0,7 \text{ В} \geq U_{\text{БЗ}}.$$

Пора отметить, что приведенные выше выражения, такие, как (2.15), относились к входному сопротивлению для дифференциального сигнала (для $u_{\text{БХ}} = u_{\text{БХ.1}} - u_{\text{БХ.2}}$). Сопротивление объединенных

вместе входов для синфазного сигнала значительно выше: оно складывается из включенных параллельно сопротивлений коллекторов всех трех транзисторов при заданных токах эмиттера.

Но мне встречались схемы каскадов, в которых ваш токозадающий транзистор 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, потребуются тогда учитывать изменение тока (об этом будет идти речь в последующих главах).

До сих пор при рассмотрении конфигураций линейных каскадов мы не указывали на факторы, приводящие к изменению их свойств на достаточно высоких частотах...

«Достаточно высоких» – это как?

Речь идет о частотах, где разработчик принужден использовать более сложные модели транзисторов. А это не может не влиять на специфику самого проектирования. Но мы увидим это в следующей главе.

2.4. Вопросы из практики

Мне встрети́лась схема микрофонного усилителя как на рис. 2.16. 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»!

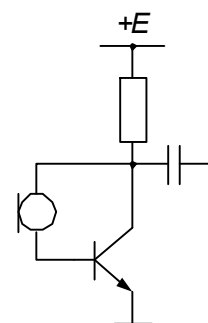
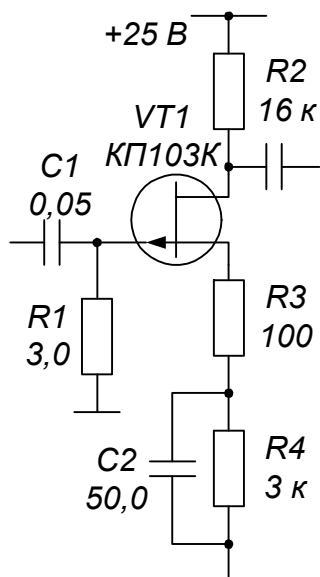


Рис. 2.16. Во сколько раз усиливается сигнал микрофона?

В радиолюбительской книжке я увидел схему рис. 2.17. Вот вам и пример использования резистора $R3$ для

линеаризации характеристик путем создания обратной связи!



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

$$K_U = \frac{R2}{R3 + 1/S}.$$

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 $R3$ величиной $100\text{ }\Omega$, включенный для «линеаризации», можно без ущерба выбросить.

В брошюре схема рис. 2.18 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...

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 $2h_{21Э}$ раз.

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.

Во всех книгах пишут, что «схема с общей базой» имеет меньшие искажения и более высокое выходное сопротивление. Я решил убедиться. Испытал линейный каскад подачей сигнала на вход 1 (рис. 2.19), затем подключил генератор к входу 2, в режим с общей базой. Только результат почему-то оказался обратным...

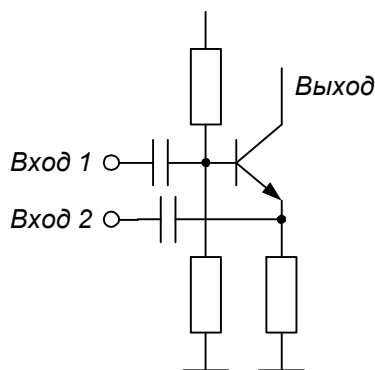


Рис. 2.19. Какой из входов предпочесть?

Показатели, интересующие специалиста, 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 $R_E < 1/S$) превращает схему в каскад максимального усиления с эмиттерным входом.

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).

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 разработчика; 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.

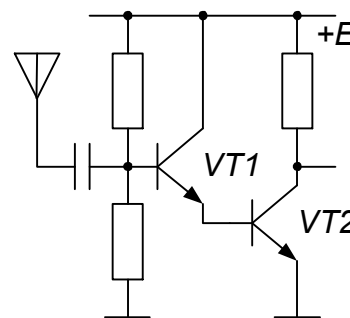


Рис. 2.18. «Двухкаскадный усилитель» – так просто?

Глава 3

Линейные каскады на высоких частотах

3.1. Необычные свойства обычных схем

Незаконное расширение сферы действия упрощенных моделей всегда ведет к тому, что результат проектирования разочаровывает разработчика. Добросовестный учет частотных свойств линейных схем подводит к особым структурам каскадов (если требуется, как и прежде, обеспечить их высокие и стабильные параметры на таких частотах, где заметно проявляются новые эффекты). Проведем для иллюстрации анализ двухкаскадного широкополосного усилителя радиоприемника, работающего в диапазоне средних волн (схема рис. 3.1 взята из популярного журнала).

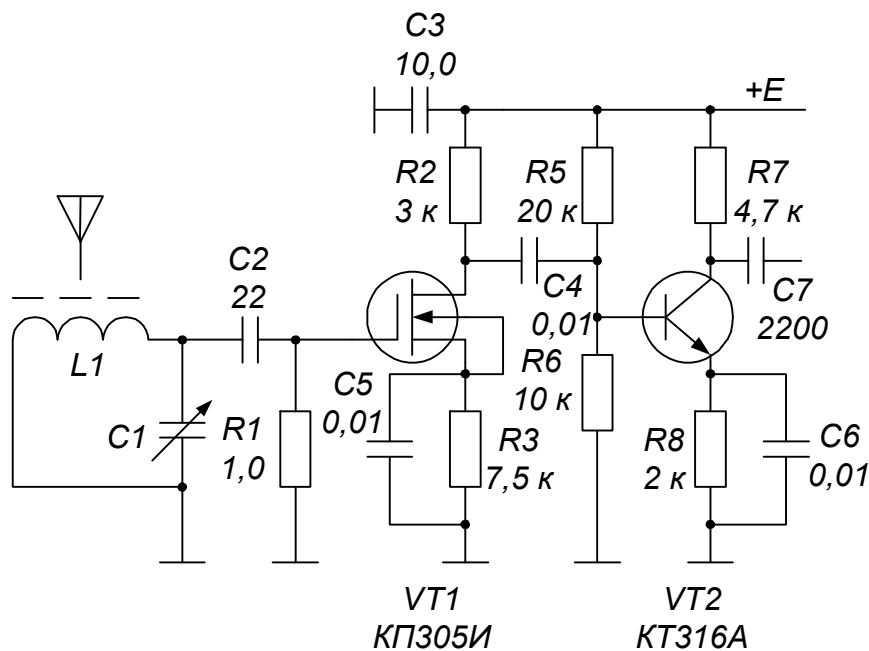


Рис. 3.1. Высокочастотный усилитель построили по «низкочастотному» шаблону

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

Конечно, крутизна транзистора на очень высоких частотах уменьшается. Однако, 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 МГц.

Емкость нагрузки. О ней, разумеется, в первую очередь вспомнит читатель, знакомый 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 – $C_{KB} \leq 3n\Phi$ для КТ316), неопределенной емкости монтажа и входной емкости следующего каскада. Приняв сумму этих составляющих равной $10 n\Phi$, получаем значение полного сопротивления нагрузки на частоте $1,6 МГц$ (это наивысшая частота диапазона средних волн):

$$|Z_H| = \frac{R_7}{\sqrt{1 + 4\pi^2 (R_7)^2 C_H^2 f^2}} = \frac{4,7}{\sqrt{1 + 4 \cdot (3,14)^2 \cdot (4700)^2 \cdot (10 \cdot 10^{-12})^2 \cdot (1,6 \cdot 10^6)^2}} = 4,3 \text{ кОм}.$$

Спад усиления весьма небольшой...

Это типично для транзисторных схем: высокая крутизна прямой передачи всегда позволяет применить низкоомную нагрузку для расширения полосы пропускания, сохранив при этом 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. Для него необходимо вычислить сначала входное сопротивление второго: ведь он является нагрузкой для первого. Такой расчет, вроде бы, нас не затруднит:

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

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

Однако на высоких частотах этот результат будет неверен.

Почему падает входное сопротивление? Снижение активного входного сопротивления в обычном каскаде вызывается его проходной емкостью между входом и выходом. В данном случае ее роль играет емкость коллекторного перехода: $C_{ПР} = C_{KB}$.

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:

$$K_{MH} = \frac{2\pi f S R_H^2 C_H}{1 + 4\pi^2 f^2 R_H^2 C_H^2}, \quad (3.1)$$

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:

$$R_{BX.1} = \frac{1}{2\pi f C_{ПР} K_{MH}} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,6 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^{-12} \cdot 72} = 460 \text{ Ом}. \quad (3.2)$$

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 и интересует инженера.

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

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

Теперь можно рассчитать и коэффициент передачи первого каскада. Он работает на нагрузку, образованную параллельным соединением $R2$, $R5$, $R6$ и R_{BX} второго каскада. Относительно большие величины $R5$ и $R6$ позволяют их не учитывать, и, значит, нагрузка для V_{T1} 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 $0,3 \cdot 170 = 50$.

Осталось оценить входное сопротивление первого каскада.

Разве оно не бесконечно – полевой транзистор, все таки?

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

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.

К чему тут расчет? Берем из справочника для КТ316А: $C_{бэ} = 2,5 \text{ нФ}$.

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. Но в технической документации эта зависимость нормируется параметром «модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте». Так, для КТ316А: $|h_{21э}| \geq 6$ при $f = 100 \text{ МГц}$.

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:

$$\frac{S}{|h_{21э}|} = 2\pi f C_D, \quad C_D = \frac{S}{2\pi f |h_{21э}|}. \quad (3.3)$$

Конечно, здесь f – это та именно частота, 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:

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

$$C_{\text{BX.2}} = K_{\text{д}} C_{\text{ПР}} = 154 \cdot 3 = 460 \text{ пФ} \dots$$

Сколько? Вот так сюрприз!

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

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 ожидая подвоха, не принимали во внимание емкость нагрузки.

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:

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

Тогда входное сопротивление:

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

(проходная емкость транзистора КП305И составляет $0,8 \text{ нФ}$).

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

Знаете, я вздохнул с облегчением, увидев, что скучные выкладки закончились.

Я вас понимаю. Тем не менее, разработчик должен владеть техникой такого рода расчетов. Но главное даже в другом: 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.

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

$$f_B = 1 / 2\pi RC. \quad (3.4)$$

В нашей схемке параметры данных цепей (сопротивления – $3 \dots 4,7 \text{ кОм}$ и емкости около 10 нФ) соответствуют достижимой предельной частоте не менее 3 МГц . На деле же общий коэффициент передачи, составляющий на низких частотах примерно 140, уже при $f = 1,6 \text{ МГц}$ снижается, как мы убедились, более чем втрое. Перед тем, как приступить к самостоятельному проектированию, нам надо разобраться, 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 схемных структур на высоких частотах. Выше мы проследили, что она проявляется в виде двух нежелательных эффектов: возрастания входной емкости усилительного каскада и снижения его входного сопротивления.

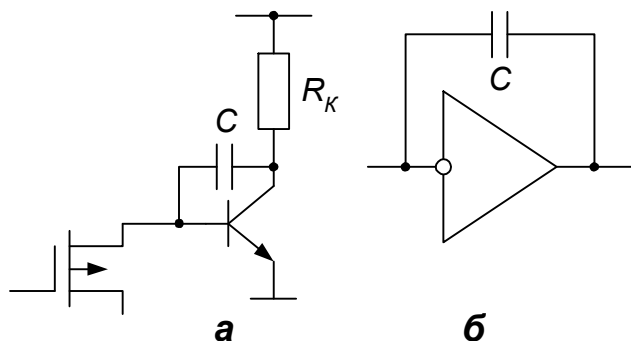
Это ясно; и, по-моему, уже хватит анализа...

Тем не менее, мы теперь отдельно рассмотрим модель биполярного транзистора, учитывающую проходную емкость C_{KB} .

Сопряжение моделей. От кругозора инженера зависит разнообразие математических моделей, привлекаемых им для анализа. Прав будет тот, кто увидит в условной схеме усилительного каскада (рис. 3.2, а) знакомую конфигурацию интегратора

(рис. 3.2, б), для которой (при допущении бесконечного усиления активного элемента – $u_{BX} = 0$) справедливо:

$$u_{BЫX} = i_{BX} / (2\pi f C_{ПР}). \quad (3.5)$$



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:

$$1/(2\pi f_B C_{ПР} R) = K_{U0},$$

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

Рис. 3.2. Усилитель с биполярным транзистором (а) представлен моделью интегратора (б)

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

Переходя к нашей схеме, при $K_{U0} = 140$:

$$f_B = S_1 / (2\pi K_{U0} C_{ПР}).$$

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

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

Но 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.

Что-то невелик частотный диапазон у таких схем!

Конечно, его можно расширить – применением транзистора с меньшей проходной емкостью, снижением установленного усиления, уменьшением выходного сопротивления источника сигнала, но все это будут полумеры.

Борьба с вредным влиянием проходной емкости – это схемотехническая задача. В каскадах специальных конфигураций, практически не имеющих проходной емкости, вход и выход – это электроды не одного и того же, а разных транзисторов.

Каскодный усилитель. Эта схема (рис. 3.3), 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:

$$K_U = R_K / R_{\Sigma},$$

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: $U_{K1} = U_{\Sigma 2} = E_B - 0,7 B.$

Конечно, в нижней части схемы могут быть взяты и каскады максимального усиления на биполярном, а также полевом транзисторе (пример на рис. 3.4). Как изменится при этом коэффициент передачи, понятно.

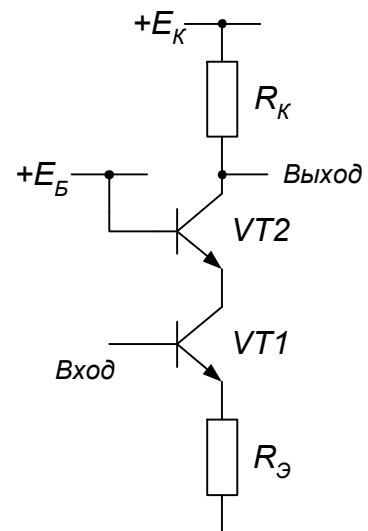


Рис. 3.3. Параметры VT2 мало влияют на свойства каскодной схемы

Дифференциальный усилитель. Каскадом аperiodического широкополосного усилителя может служить любая из ранее приведенных схем дифференциальных усилителей. Такой каскад

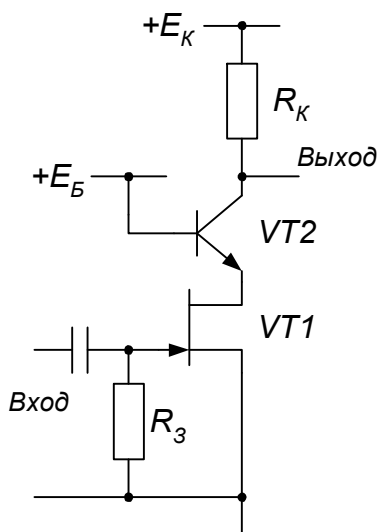


Рис. 3.4. Высокое входное сопротивление обеспечивается отсутствием ВЧ напряжения на стоке

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 аperiodических 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. Схему на рис. 2.6 охотно используют в высокочастотных устройствах.

Но ведь будет сказываться проходная емкость C_{KB} 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 (3.4), где надо подставлять сопротивление обратной связи и емкость C_{KB} .

Емкости каскада. В правильно построенных схемных структурах именно емкости, параллельные нагрузке, определяют спад усиления с частотой. Значит, переходя к анализу, 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 $C_{зс}$). В каскодной схеме максимального усиления при одинаковых транзисторах эту величину надо удвоить: коэффициент передачи на коллектор V_{TI} 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: $C_{BX} = C_d / (1 + SR_э)$.

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.

Полное входное сопротивление. 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 $h_{21э\text{min}} = 160$).

Это значит, что в схеме, подобной рис. 3.3, 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». 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: $C_{КБ}$ (напрямую гарантируется техническими условиями) и $C_{Д}$ (косвенно, через параметр $|h_{21Э}|$). А степень влияния этих емкостей, как мы видели, определяется в основном реальной схемой.

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

Так называемые граничные частоты транзисторов, будучи даже известными, непосредственно не определяют пригодность транзистора для данного диапазона. Пример с СВЧ приборами, неудовлетворительно работающими на средних волнах, должен был убедить в этом.

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

Какие?

В частности, 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.

Да, я слышал о такой.

Вот она-то и является в полном смысле слова граничной частотой усиления. Подробнее об этом вы прочтете в специальной литературе.

Проектируя широкополосные усилители, разработчик интересуется верхней границей диапазона передаваемых частот (при заданном коэффициенте усиления). А для схемных структур, сопряженных с резонансными цепями, показатели качества оказываются иными.

3.3. Схемотехника резонансных каскадов

В каскадах резонансных усилителей, имеющих, как правило, колебательные системы на входе и выходе, проходная емкость еще более опасна: она может вызвать самовозбуждение каскада. 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.

Вносимое затухание. При подключении входа (выхода) каскада к резонансной системе – в последнюю вносятся дополнительные 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:

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

Чаше всего требуют одного из двух: или чтобы дополнительные потери были незначительными (тогда должно быть: $\delta_{BH} \ll \delta$), или чтобы они соответствовали наивысшему усилению ($\delta_{BH} = \delta$).

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. 3.5, а). Общеизвестно, что обратная связь через $C_{пр}$ с выхода

каскада на его вход при определенном уровне усиления K_U может вызвать паразитную генерацию.

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

Сейчас разберемся.

На рис. 3.5, б приведена та же схема, преобразованная по теореме об эквивалентном генераторе. ЭДС, вносимая внутрь контура с выхода каскада емкостным

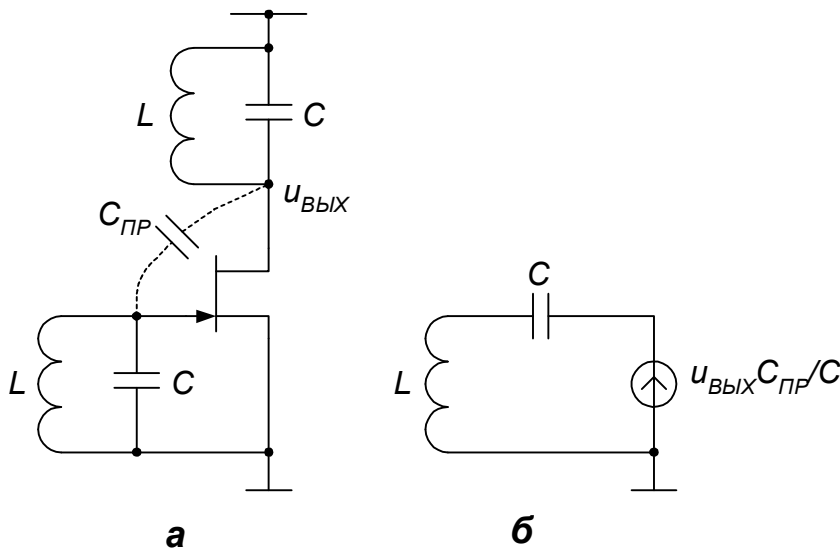


Рис. 3.5. Обратная связь кажется отрицательной (а), но напряжение на индуктивности сдвинуто по фазе на 90° (б)

делителем, примерно равна $u_{ВЫХ} \frac{C_{ПР}}{C}$ (считая, что $C_{ПР} \ll C$). Напряжение на контуре (по схеме – на индуктивности) окажется при резонансе в Q раз больше: $u_{ВХ} = u_{ВЫХ} Q \frac{C_{ПР}}{C}$. И вдобавок сдвинутым по фазе на 90° .

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.

И возникает генерация?

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

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 $n\Phi$, то устойчивое усиление, скорее всего, окажется неприемлемо низким.

Неполная связь. Будет она индуктивной (рис. 3.6, а) или емкостной (рис. 3.6, б), по выходу (рис. 3.6, а) или по входу (рис. 3.6, 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.

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. Но такие меры не являются неизбежностью: известные схемотехнические приемы позволяют устранить проходную емкость, а с ней и проблемы неустойчивости.

Видимо, стоит обратить внимание на те же конфигурации, которые уже мы обсуждали в 3.2.

Параллельное включение. Структура, эквивалентная известному в ламповой технике пентодному усилителю, изображена на рис. 3.7. Каскодная конфигурация обеспечивает практическое отсутствие проходной емкости. Из схемы хорошо видно, что полевой транзистор VTI 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.

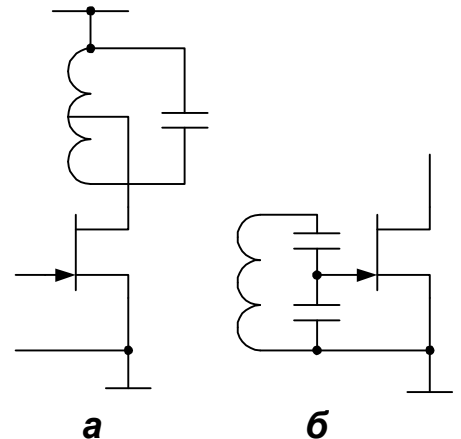


Рис. 3.6. Неполная связь – индуктивная (а) или емкостная (б) – повышает устойчивость

Расчет коэффициента передачи напряжения для рассматриваемых здесь схем не представит затруднений. Так, для каскада, соответствующего рис. 3.7, эта величина равна:

$$K_U = S_1 R_p, \quad (3.9)$$

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

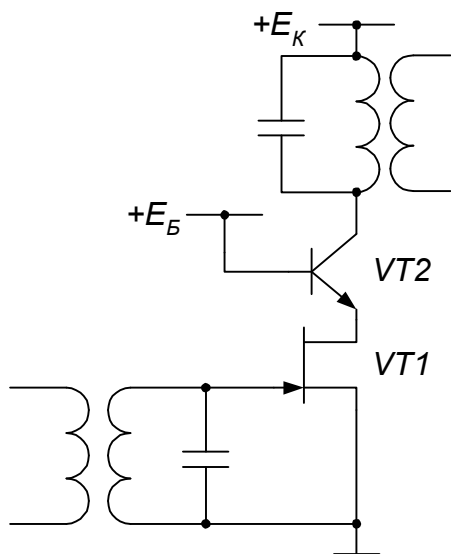


Рис. 3.7. Высокое выходное сопротивление обеспечено работой $VT2$ с задаваемым током эмиттера

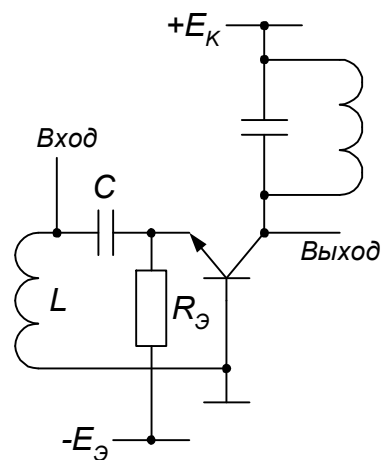


Рис. 3.8. Амплитуда тока эмиттера в Q раз превышает амплитуду входного тока схемы

Последовательное включение по входу. В конфигурации, соответствующей рис. 3.8, 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. 3.8 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!

Последовательное включение по выходу. Такая схема удобна при малом выходном сопротивлении каскада (пример – эмиттерный повторитель на выходе). На рис. 3.9 – выход усилителя сигналов с разделением поднесущих частот. Низкое выходное сопротивление повторителя позволило разработчику 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 за собой взаимозависимость настроек.

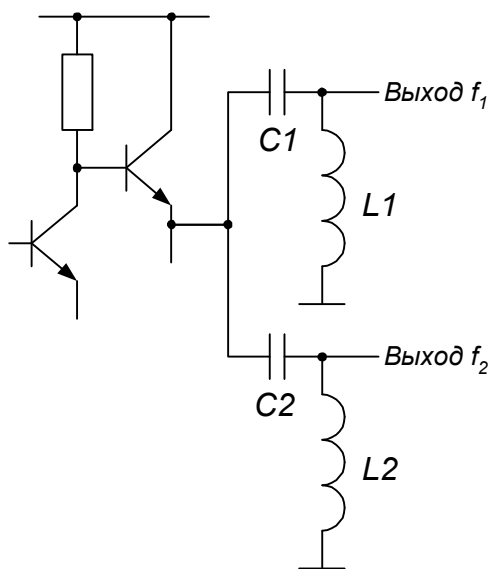


Рис. 3.9. Выходное напряжение повторителя повышается контурами в Q раз

Последовательное включение позволяет легко добиться выходного напряжения значительно большей амплитуды, чем напряжение питания схемы. При расчете такого каскада 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 одну особенность избирательных схем с последовательным включением.

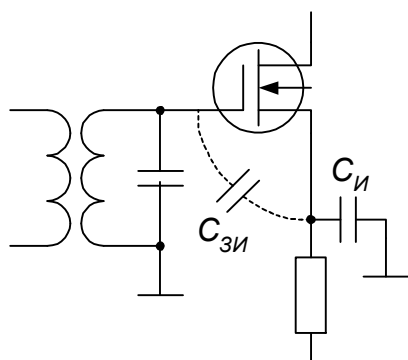


Рис. 3.10. Внимание: емкость затвор-исток создает отрицательное входное сопротивление

Отрицательное сопротивление. Пусть схемная конфигурация построена таким образом, чтобы полностью исключить нежелательную проходную емкость. Но неопытного разработчика где только не подстерегает беда! И невдомек, что странная неустойчивость каскада вызвана безобидной, вроде бы, входной емкостью транзистора (рис. 3.10): 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:

$$-R_{BX} = \frac{C_H}{SC_{3H}} + \frac{S}{4\pi^2 f^2 C_H C_{3H}}. \quad (3.10)$$

Ясно, что для биполярного транзистора роль C_{3H} играет диффузионная емкость.

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 $|R_{BX}|$ (результатирующее сопротивление будет отрицательным). Это как раз и соответствует случаю, когда имеется колебательный контур: условие устойчивости $|R_{BX}| \geq R_p$ легко нарушается при неудачном выборе C_H (блокировочная емкость мала).

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

Почему?

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

Отметим: в этой главе, как и в предыдущей, мы нигде не принимали во внимание те особенности полупроводниковых схемных структур, которые как-то связаны с величинами амплитуд сигнальных составляющих напряжений и токов. Однако нередки случаи, когда правомерность применения малосигнальных моделей оказывается под вопросом, а значит, усложняется и сам подход к проектированию. В этом предстоит убедиться далее.

3.4. Вопросы из практики

В усилителе по рис. 3.7, 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 здесь: $S_1/S_2 \ll 1$), 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».

В брошюре я вычитал способ уменьшения входной емкости эмиттерного повторителя.

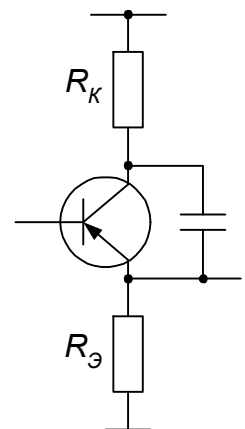


Рис. 3.11. Удалось ли снизить входную емкость?

Это интересно: ведь в обычном повторителе она практически равна $C_{KB} \dots$

Идея – на рис. 3.11: выходной сигнал с эмиттера заводится через конденсатор большой емкости в цепь коллектора этого же транзистора. Потенциалы на всех электродах транзистора изменяются теперь почти одинаково, поэтому эквивалентная входная емкость снизится до $C_{KB}(1-K_U)$.

И что вы об этом думаете?

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:

$$i_{RЭ} = u_{БЫХ} / R_{Э},$$

$$i_{RK} = u_{БЫХ} / R_K.$$

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. 3.12 – работоспособная схема малоемкостного повторителя.

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

На рис. 3.13 – вариант грамотно построенной схемы ВЧ тракта приемника: сравните с рис. 3.1. Перед нами каскодная конфигурация,

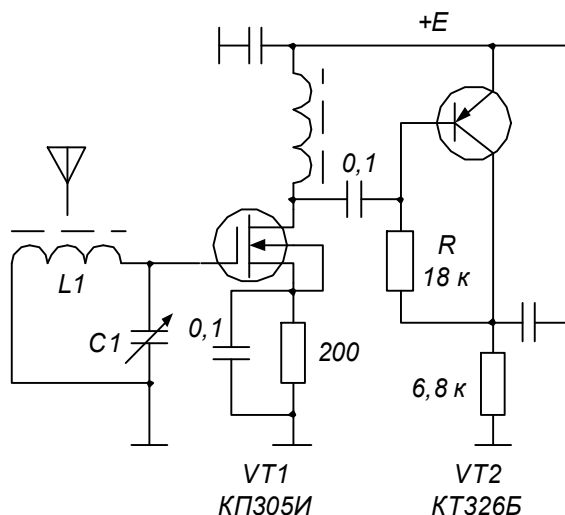


Рис. 3.13. Широкополосный усилитель выполнен правильно

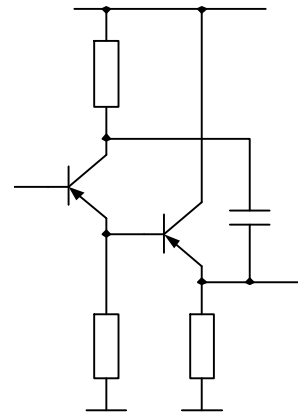


Рис. 3.12. Так уменьшают входную емкость повторителя

поскольку $VT2$ включен как преобразователь тока в напряжение. Общее усиление: $K_U = S_1 R$ – составляет около 100. Верхняя граничная частота: $f_B = 1/2\pi R C_{KB2}$ – не менее 1,7 МГц. Входное сопротивление полевого транзистора, работающего на малое входное сопротивление второго каскада, предельно высоко, выходное сопротивление схемы, наоборот, довольно низко.

Схема стала намного проще...

Это и есть правильная схемотехника.

Глава 4

Линейные каскады при больших сигналах

4.1. Уровни напряжений

Говоря о проектировании малосигнальных каскадов, 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 $5\ldots 10\text{ мА}$). 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.

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) – это и есть критерий. Для них выбор режима транзисторов по постоянному току приобретает совершенно другое значение. И ошибки разработчиков бывают связаны с игнорированием соответствующего расчета.

Как-то думается, что такой расчет будет сложным.

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

однаправленностью I_K .

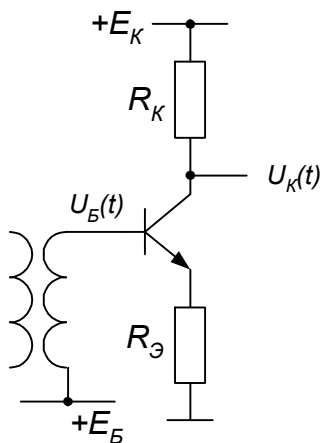


Рис. 4.1. Наибольшая амплитуда колебаний на коллекторе ограничена

Резистивная нагрузка в коллекторе. Вначале мы обсудим выбор режима работы для схем, где 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 составляющей коллекторного тока, осциллограмма будет иметь вид, как на рис. 4.2, *а*, *б* или *в*.

Потенциал коллектора. Рис. 4.2, *а* соответствует выбору такого режима транзистора, который обеспечивает неискаженное воспроизведение. Очевидно, что линейный режим обусловлен установлением потенциала коллектора U_K определенной величины. А именно, должны выполняться условия:

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

(это условие отсутствия моментов запираания транзистора);

$$|U_K - E_B| > u_K + u_B = u_{BIX} + u_{BX} \quad (4.2)$$

(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 и не учитывать при этом расчете: например, в каскаде с высоким коэффициентом усиления, или если управление транзистором производится по эмиттеру, как в каскодной схеме.

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 неудачный выбор режима каскада: амплитуда сигнала на выходе превышает $|E_K - U_K|$, а значит, неизбежно ограничение

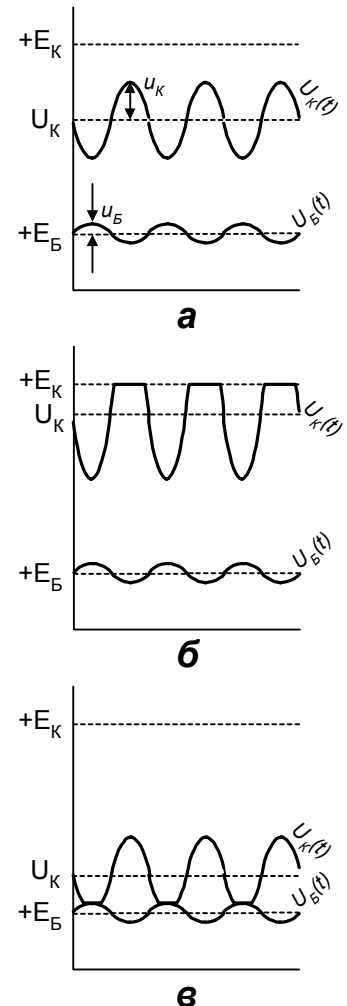


Рис. 4.2. Правильный выбор потенциала покоя коллектора (*а*); искажения при слишком высоком (*б*) и слишком низком (*в*) потенциале

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 показывает противоположный случай: из-за слишком большого тока потенциал покоя на коллекторе U_K снижен настолько, что при данной амплитуде выходного сигнала происходит заход в область насыщения.

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

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.

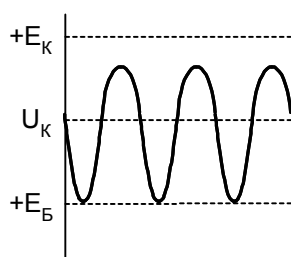


Рис. 4.3. Нелинейность характеристики прямой передачи не дает использовать весь динамический диапазон

Такая нелинейность неизбежна, если вы применили каскад максимального усиления, коэффициент передачи которого на малых сигналах связан с крутизной транзистора. При сильном сигнале, когда мгновенное значение тока коллектора изменяется в большом диапазоне, нелинейность характеристики прямой передачи не может не привести к искажениям.

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):

$$i_K \leq 4kI_K.$$

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. Возможно, придется смириться с уменьшением амплитуды выходного сигнала. Либо потребуется увеличить напряжение питания коллекторной цепи E_K и одновременно ток покоя: следует исключить заход в область малых токов транзистора. А это значит, 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 обратной связи.

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 данной главе.

Резистивная нагрузка в эмиттере. Для такого каскада (рис. 4.4) – на рис. 4.5, а, б и в изображены возможные осциллограммы входного и выходного колебаний. Вы без труда разберетесь в них сами и заключите, что для неискаженной передачи сигнала с амплитудой u потенциалы базы и коллектора должны быть подобраны так, чтобы

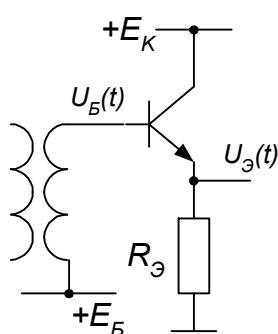


Рис. 4.4. Эмиттерный повторитель не гарантирует неискаженной передачи

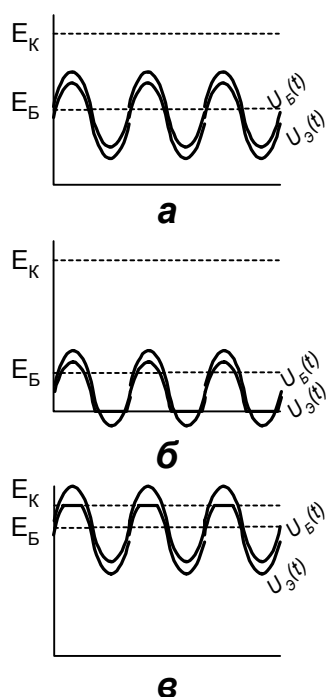


Рис. 4.5. Правильный выбор потенциала базы повторителя обеспечивает отсутствие искажений (а); при ошибках (б), (в) – искажения неизбежны

выполнялось:

$$u < |E_K - U_{\vartheta}| \quad (4.4)$$

(условие отсутствия моментов открывания коллекторного перехода), и:

$$u < U_{\vartheta} \quad (4.4)$$

(условие отсутствия моментов запираания транзистора).

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.

Глядя на рис. 4.5, я вижу, что максимальную амплитуду неискаженного выходного напряжения с эмиттера можно получить, если установить U_{ϑ} на уровне половины от E_K .

Разумно. Для чего потребуется задать потенциал покоя на базе:

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

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? Значительно чаще встречаются ситуации, когда к выходу каскада с резистивной нагрузкой подключена еще и заметная внешняя нагрузка через разделительную емкость (в частности, 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)

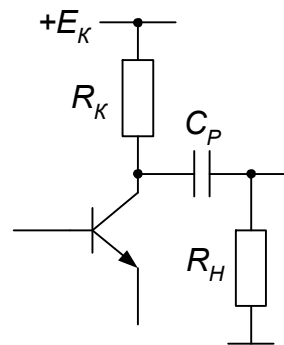


Рис. 4.6. Неискаженная передача зависит от величины тока покоя

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.

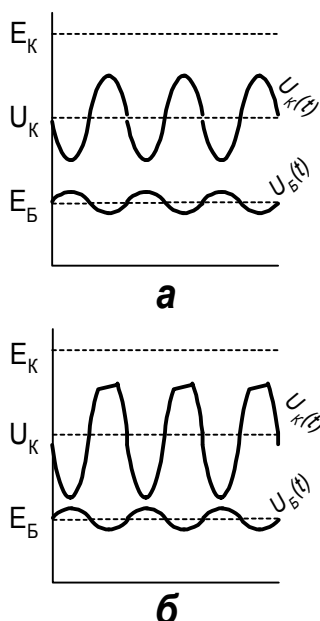


Рис. 4.7. Ток покоя недостаточен: при слабом сигнале искажений нет (а), но увеличить амплитуду не удастся (б)

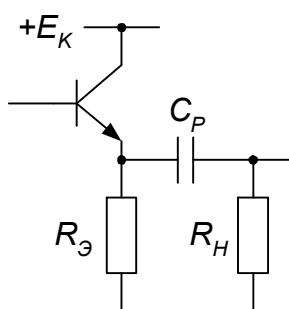


Рис. 4.8. Неискаженная работа требует правильного выбора эмиттерного тока

Не страшно, можно восстановить прежнее значение амплитуды выходного сигнала, увеличив 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.

Но это и понятно: изменение вида нагрузки не могло ведь повлиять на закон изменения тока коллектора, а диапазон токов ранее уже был использован полностью.

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). Это явление озадачит того, кто, ориентируясь на малую величину дифференциального выходного сопротивления эмиттерного повторителя, равную $1/S$, наивно полагал, что можно свободно нагружать его внешними цепями, не утруждая себя расчетом режима.

А 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.

Выбор тока покоя. Чтобы при заданной амплитуде выходного сигнала $u_{ВЫХ}$ 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»):

$$i_K < I_K, \text{ или } i_{\mathcal{E}} < I_{\mathcal{E}}. \quad (4.5)$$

Это для какой из схем?

Абсолютно для любой.

Так просто?

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

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 сигнала тока проходит и через резистор R_K :

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

Амплитуда переменной составляющей тока коллектора:

$$i_K = i_H + i_K'. \quad (4.6)$$

Установим величину тока в режиме покоя больше, чем значение (4.6):

$$I_K > \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_H} + \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_K} = u_{\text{ВЫХ}} \frac{R_H R_K}{R_H + R_K}. \quad (4.7)$$

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

Однако из условия (4.7) 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 равен E_K : если трансформатор достаточно хорошего качества, то можно не учитывать

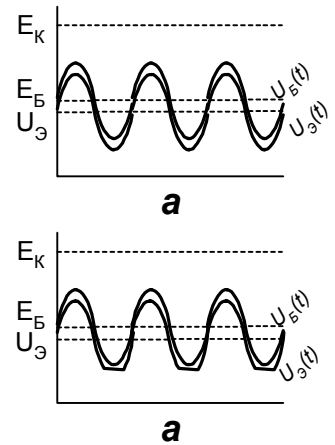
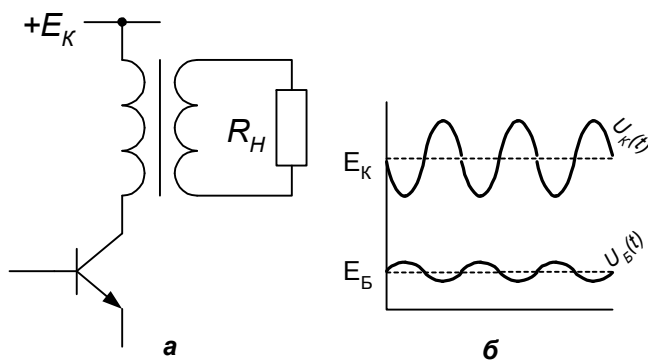


Рис. 4.9. При больших R_H искажений нет (а); при меньших – ток покоя должен быть увеличен (б)

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:

$$u_K = \frac{u_{BbIX}}{n}; \quad i_K = n i_H. \quad (4.8)$$



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

Рис. 4.10. В цепи коллектора действует нагрузка только для переменной составляющей тока (а); средний потенциал коллектора — напряжение питания (б)
нагрузки, трансформированное в цепь коллектора: $R_H' = R_H / n^2$.

Бывает полезно эти соотношения объединить в одно: $u_K = i_K R_H'$. Здесь под R_H' понимается сопротивление

Имея значения u_K и i_K , как и прежде, следует выбрать ток покоя коллектора согласно (4.5), а напряжение питания из условия неоткрывания коллекторного перехода (см. рис. 4.10, б):

$$|E_K - E_B| > u_K + u_B. \quad (4.9)$$

Впрочем, чаще приходится, наоборот, подбирать коэффициент трансформации применительно к уже имеющемуся источнику питания; вы легко проведете соответствующий расчет: условия (4.5) и (4.9) не должны быть нарушены. Опытный разработчик предусмотрит еще и 10-процентный запас по выходному напряжению, предвидя наличие потерь в трансформаторе.

Совершенно аналогично вы рассчитаете 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.

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).

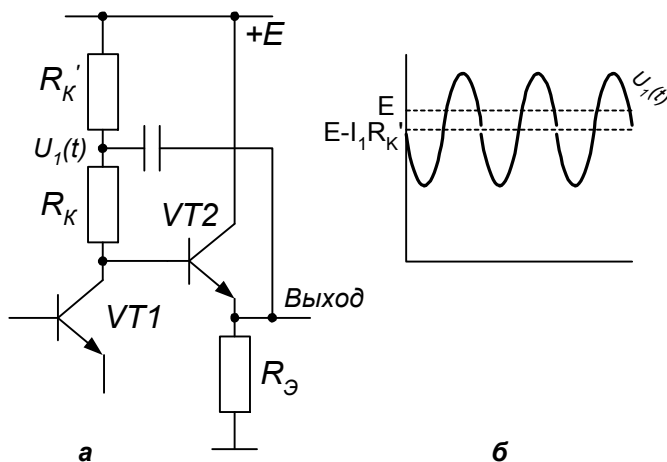


Рис. 4.11. Переменное напряжение вольтодобавки берется с выхода (а); общее напряжение может быть выше напряжения питания (б)

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.

Реактивная нагрузка. Нередко приходится считаться с тем, что нагрузка, подключенная к коллектору каскада, не является чисто активной, что может иметь место и помимо воли разработчика. Так, на весьма высоких частотах будет заметно влияние паразитной емкости. В каскаде с трансформаторной связью конечную величину индуктивности первичной обмотки нельзя не учитывать на нижней границе рабочего диапазона частот. Факт снижения модуля полного сопротивления в коллекторной цепи будет обнаружен при этом по снижению усиления... Если только выход не замкнут цепью отрицательной обратной связи (ООС)!

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 «суперлинейном» (как думалось) тракте.

Разберемся в этом на примере классического повторителя.

4.3. Реактивный ток в повторителе

Емкость нагрузки. Случай, когда параллельно нагрузке повторителя действует емкость значительной величины, является очень частым: имея в виду низкое

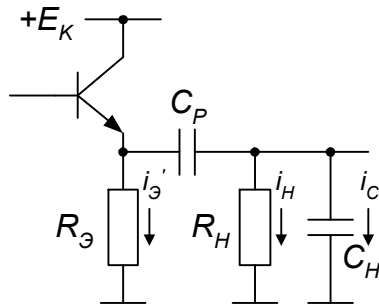


Рис. 4.12. Реактивный ток через C_H – причина нелинейных искажений

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:

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

и влияние C_H на работу схемы практически устранено.

А разве же это не так?

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

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:

$$I_Э > i_Э' + i_Н + i_С = u_Н \left(\frac{1}{R_Э} + \frac{1}{R_Н} + 2\pi f C_H \right), \quad (4.10)$$

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_H отличается по фазе от токов через активные сопротивления на

90 градусов. Поэтому амплитуда переменной составляющей тока эмиттера в действительности равна:

$$i_{\Sigma} = \sqrt{(i_{\Sigma}' + i_H)^2 + i_C^2}, \quad (4.11)$$

что несколько меньше простой суммы амплитуд составляющих (4.10).

Параллельная индуктивность. Типичная проблема повторителя с трансформатором (дросселем) 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 $2\pi fL \gg R_H'$, то при расчете режима нельзя пренебрегать и индуктивной составляющей тока.

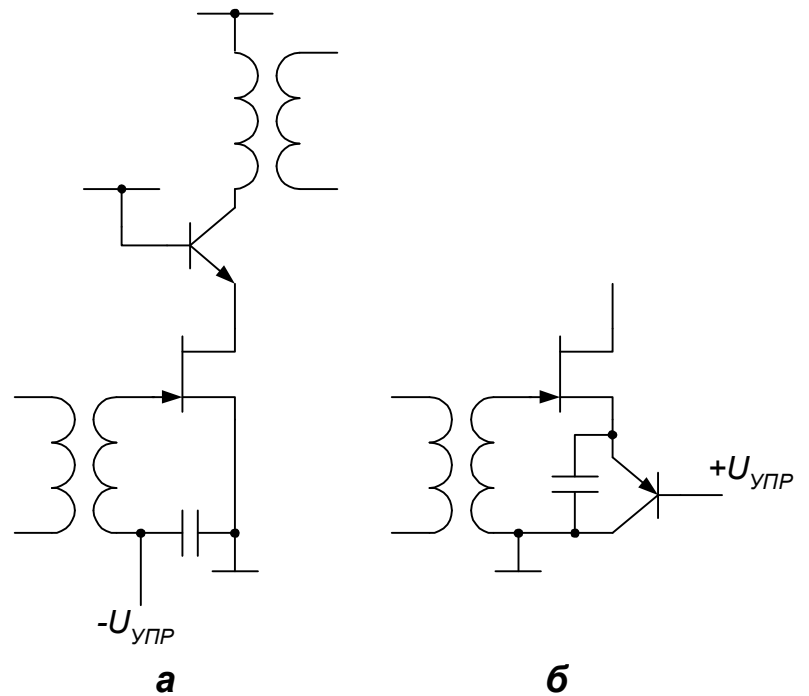
Двухтактные структуры. Отметим, что приведенные в этой главе соображения касаются построения схем, воспроизводящих неискаженный сигнал и работающих без отсечки тока активных элементов (по общепринятой терминологии, пришедшей из зарубежной технической литературы 30-х годов – «в режиме *A*»). В выходных каскадах используют и двухтактные схемы, каждое плечо которых работает с отсечкой тока (режимы *AB* или *B*). Такое построение может обеспечить почти неискаженное усиление при значительно меньших, чем в режиме *A*, токах покоя. Это бывает выгодно в случаях, когда потребление энергии выходным каскадом составляет значительную долю общего потребления устройства от источника питания. Анализ таких схем посвящена обширная литература, поэтому окончание главы лучше отдать вопросам регулирования усиления.

4.4. Электронная регулировка уровня

Без цепей автоматической регулировки усиления (АРУ) трудно себе представить радиоприемник; но электрическое регулирование уровня сигнала требуется и в ряде других устройств. Проектирование каскадов с изменяющимся коэффициентом передачи – не такой простой вопрос, как кажется: серьезные 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.

Управление крутизной усилителя. 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

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



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).

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.

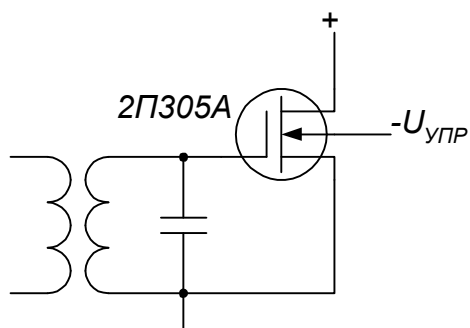


Рис. 4.14. Подложка тоже управляет МОП-транзистором

И насколько эффективен такой «затвор»?

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

Диапазон регулирования. Схемы с управлением крутизной хотя и распространены, но обладают большим недостатком. Именно тогда, когда условие неискаженной передачи (4.5) особенно актуально – при максимальном сигнале на входе – ток транзистора наименьший! А это ограничивает

диапазон регулирования, что подтверждается несложным анализом.

Отправным пунктом для расчетов следует принимать начальное состояние каскада (когда крутизна является наибольшей): считаем заданным ток каскада I_0 и крутизну S_0 .

Пусть $u_{\min}$ – уровень сигнала на входе, при котором начинается регулирование.

Разумеется, согласно (4.5), 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 (4.5) должно соблюдаться:

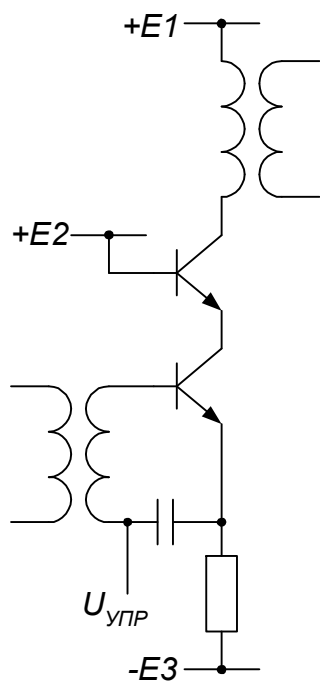
$$I_{\min} > i = S_0 u_{\min}.$$

Получается, что диапазон изменения тока усилителя ограничен величиной:

$$k_I = \frac{I_0}{S_0 u_{\min}}. \quad (4.12)$$

Пока 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?

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: $i = 600 \text{ мВ} / 20 \text{ кОм} = 30 \text{ мкА}$.

Почему?

Так ведь выходной сигнал поддерживается неизменным.

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

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 $k_I < 50$.

Значит, диапазон регулирования исчерпался. Так каков же он?

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

Помню.

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

А если каскад с биполярным транзистором? Ведь здесь 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).

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

Вы правы.

Секрет формы характеристики. Так что же, пределы регулирования зависят от формы характеристики активного элемента?

Как видите.

Кажется парадоксом, что полевой транзистор с его как бы «пологой» характеристикой – пригоден для регулирования хуже.

А виной этому – параболическая кривая $I_C(U_{ЗИ})$, слишком круто изгибающаяся при малых токах. Экспоненциальная зависимость $I_K(U_{БЭ})$ биполярного транзистора в этом смысле благоприятнее, не зря похожую форму всегда старались придать вольтамперным характеристикам ламповых пентодов, предназначенных для работы в режиме с переменной крутизной.

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.

Насколько эффективен такой путь, ведь максимальные уровни сигналов при этом 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...

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

Во-вторых, для последнего каскада в цепочке должно выполняться (4.12), где $u_{\min}$ будет значительно больше, чем для однокаскадного усилителя: ведь сигнал усилен предшествующими каскадами. Значит, допустимые значения k_I и, соответственно, k_{REG} тоже уменьшатся.

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 (4.5) выполнено, то оно никогда не нарушится по мере «запирания» усилителя, если только в нем применен биполярный транзистор.

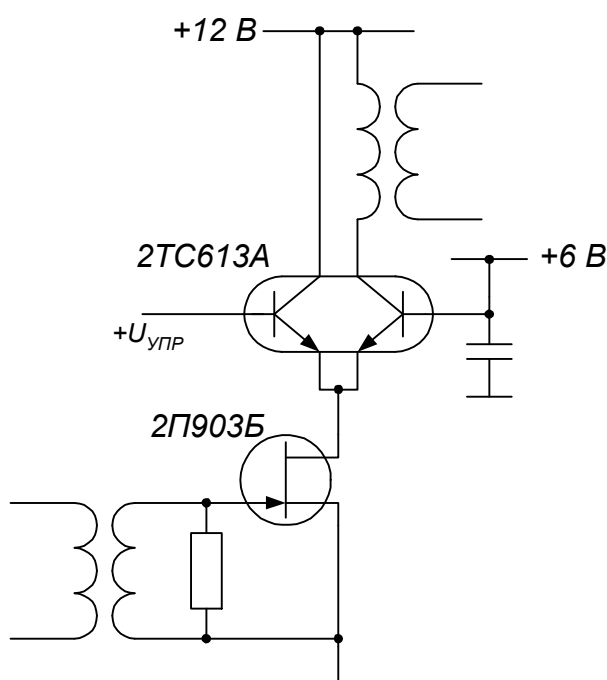


Рис. 4.16. Отсутствие искажений при максимальном сигнале обеспечивается только выбором тока усилительного транзистора

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.

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 (4.5) для всего рабочего диапазона уровней обеспечивает неискаженную работу.

А каков, собственно, будет этот диапазон?

Смотрите: пусть ток стока 2П903Б составляет в рабочей точке ($U_{3H} = 0$) 200 мА. При амплитуде сигнальной составляющей этого тока, равной, например, 20 мА, возможными искажениями наверняка можно пренебречь, не так ли?

Согласен.

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

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...

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

Это 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.

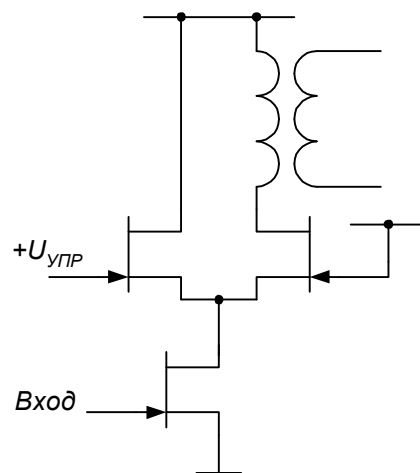


Рис. 4.17. Неправильно: искажения в цепи токораспределения

Управляемый аттенюатор. 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

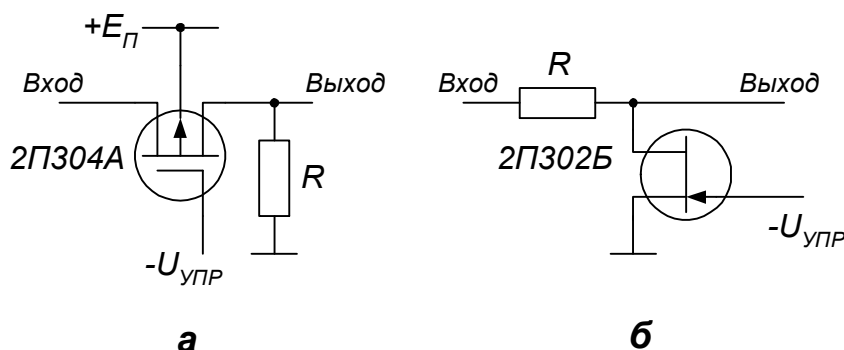


Рис. 4.18. Аттенуатор с полевым транзистором может ослаблять сигнал почти до нуля (а), но только параллельный вариант не искажает большие сигналы (б)

управляющим переходом 2П302Б (при $U_{ЗИ} = 0$), дано: $R_{СИотк} \leq 100 \text{ Ом}$. В закрытом состоянии сопротивление будем считать бесконечным.

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.

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

В аттенуаторе 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 запирающего транзистора управляющим напряжением – точка перегиба кривой $I_C(U_{СИ})$ неуклонно движется к началу координат, превращая «управляемое сопротивление» в нелинейный элемент (рис. 4.19).

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 $E_{П}$ (рис. 4.18, а) должна быть не меньше предельной амплитуды $u_{ВХ}$.

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

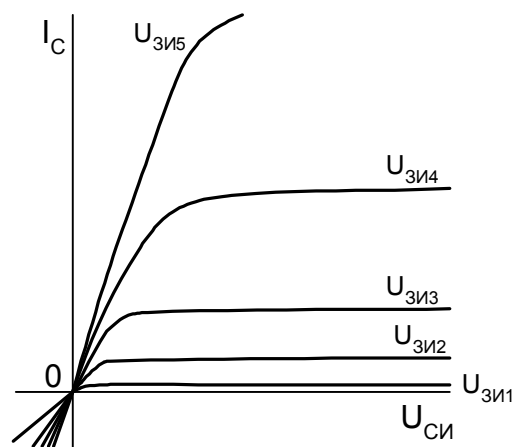


Рис. 4.19. По мере запирающего полевого транзистора в аттенуаторе нелинейность вблизи нуля усиливается

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

А как же нелинейность характеристики вблизи запирания (при минимальных входных сигналах)?

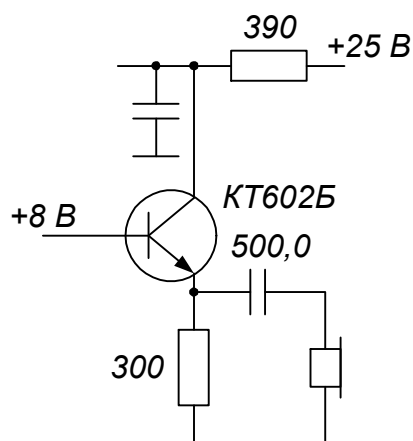
Она не опасна: транзистор почти не влияет на передаточные свойства делителя, когда $u_{BIX} / u_{BX} \approx 1$. Но, конечно, должно быть обеспечено: $u_{BIX} \leq 0,4...0,5 B$, если только не приняты меры, описанные выше.

При анализе резистивного делителя инженер обязательно учтет паразитные емкости схемы, и, главное, междуэлектродные емкости полевого прибора. Для него не явится сюрпризом утечка через «полностью закрытый» транзистор (на достаточно 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 одной из последующих глав, при рассмотрении перемножителей, вы встретите, по существу, те же конфигурации, что и здесь. Тем легче будет рассматривать знакомые решения под новым углом зрения.

В этой главе вопросы проектирования мы подчиняли критерию минимума искажений воспроизводимого сигнала, при этом старались предотвратить захождение транзисторов в режимы отсечки и насыщения. Будет весьма поучительным перейти теперь к анализу схем, для которых эти режимы, напротив, являются основными.

4.5. Вопросы из практики



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 $P_{BIX} = 0,025 Bm$ (схема выходного каскада на рис. 4.20). Весьма заманчиво...

Заявленные параметры сомнительны. При $P_{BIX} = 0,025 Bm$ амплитуда тока в нагрузке составит:

$$i_H = \sqrt{\frac{2P_{BIX}}{R_H}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 0,025}{15}} = 57 mA.$$

Рис. 4.20. Как обеспечить 25 мВт мощности?

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: $I_{\text{э}} = U_{\text{э}} / R_{\text{э}} = 7,3\text{ В} / 300\text{ Ом} = 24\text{ мА}$. Для обеспечения объявленных параметров каскада сопротивление эмиттерного резистора надо бы уменьшить более чем вдвое!

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?

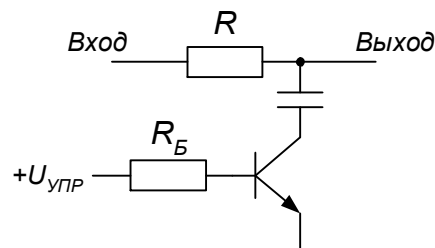


Рис. 4.21. Аттенюатор – или чушь?

Честно сказать, мне это кажется нелепостью.

Тем не менее, доля смысла тут все же есть. Во-первых, вам ясно, что активный режим здесь исключен?

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 – $r_{\text{НАС}}$.

Что это еще такое?

Пока проедем: об этом будет речь в следующей главе.

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 – $R_{\text{Б}} / h_{21\text{И}}$ (имеется в виду величина коэффициента передачи тока в инверсном включении, для планарных транзисторов весьма малая).

Ничего не понял. И что же в результате?

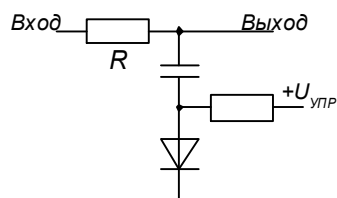


Рис. 4.22. В диодном аттенюаторе ток управляет сопротивлением диода

Короче, характеристика регулирующего биполярного прибора здесь никак не может быть линейной; разве что при очень малых $U_{\text{ВЫХ}}$, когда свойства подобной схемы не отличаются от свойств довольно распространенного диодного аттенюатора (рис. 4.22).

Изображенный здесь делитель напряжения не будет вносить искажений, когда постоянный ток, управляющий дифференциальным сопротивлением диода $r_{\text{Д}}$, в несколько раз больше амплитуды тока сигнала, равной $u_{\text{ВЫХ}} / r_{\text{Д}}$. Удобно, что эти два тока практически пропорциональны

(если напряжение на выходе поддерживается постоянным).

Почему они пропорциональны, и чем это удобно?

Подумайте сами. При рассуждениях принимайте модель диода в виде транзистора с соединенными вместе коллектором и базой.

Мой друг-радиолюбитель 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:

$$i_{\varepsilon 1} = i_{B2} = i_{K2} / |h_{21\varepsilon}|_2,$$

где $|h_{21\varepsilon}|_2$ – модуль коэффициента передачи тока базы на рабочей частоте.

Слабое место конфигурации – режим $VT1$. Его ток покоя равен:

$$I_{\varepsilon 1} = I_{B2} = I_{K2} / h_{21\varepsilon 2}.$$

Теперь ясно: выполнение условия неискаженной передачи $I_{\varepsilon 1} > i_{\varepsilon 1}$ гарантировано лишь в случае, если:

$$i_{K2} < I_{K2} \frac{|h_{21\varepsilon}|_{2\min}}{(h_{21\varepsilon 2})_{\max}}.$$

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.

Как же быть?

Специалист предусмотрит в схеме составного транзистора резистор R_B , задающий в эмиттер $VT1$ добавочный ток (рис. 4.24). Выбрав величину последнего не менее чем $I_{K2} / |h_{21\varepsilon}|_{2\min}$, можно обеспечить работу схемы в нужном диапазоне частот, не худшую, чем на низких частотах.

У меня возникла идея для электронного регулятора: для 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, отвечающей в $VT2$, станет прямо пропорциональной.

Увы, ваша схема будет перераспределять только постоянную составляющую тока $VT1$.

Почему это?

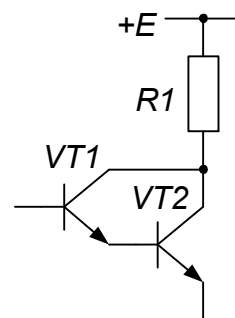


Рис. 4.23. Где источник искажений?

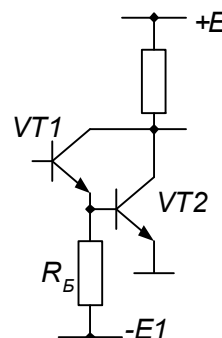


Рис. 4.24. Балластный ток расширил частотный диапазон схемы

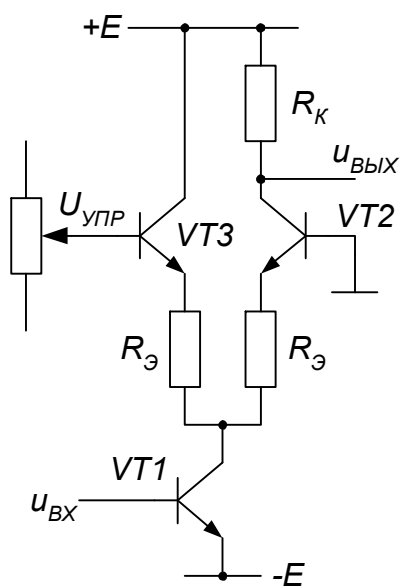


Рис. 4.25. Линейный закон управления токораспределением?

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 $R_э$.

Значит, ничего не выйдет...

Ну почему же? Подумайте, как поправить дело, добавив конденсаторы.

Глава 5

Ключевые схемы

5.1. Конфигурации полупроводниковых ключей

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. Рабочие транзисторы ключевых структур 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 и более экзотические варианты. Вопросы синтеза конфигураций мы начнем рассматривать с элементарных элементов коммутации.

Ключ напряжения. Биполярный транзистор (рис. 5.1, а) в «открытом» состоянии должен замыкать коммутируемую цепь (подключаемую к его коллектору) на нулевую шину. Рис. 5.1, б изображает ключ с коммутацией на шину питания $+E$. В любом случае ключ напряжения должен иметь возможно низкое сопротивление в состоянии «ключ замкнут» для коммутируемого тока (определяемого тогда лишь свойствами включаемой цепи). Так, для рис. 5.2 ток через открытый ключ равен:

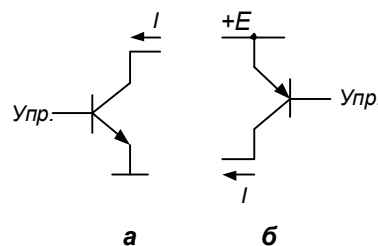


Рис. 5.1. Ключ напряжения замыкает коммутируемую цепь на «землю» (а); на шину питания (б)

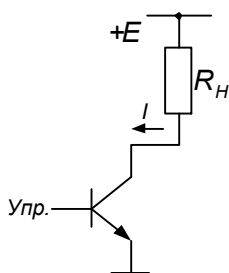


Рис. 5.2. Ток через открытый ключ определяется внешней нагрузкой

$$I \approx E / R_H,$$

а потенциалы коллектора и эмиттера практически равны между собой (режим насыщения).

Закрывающийся ключевой транзистор прервет коммутируемую цепь; возможный ток утечки через закрытый ключ должен быть, конечно, по возможности малым.

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. Приложите к коллектору закрытого транзистора рис. 5.2 вместо положительного – отрицательный потенциал: немедленно потечет ток через открывшийся

переход коллектор-база. Направлением тока через открытый ключ определяется как раз выбор типа полупроводниковой структуры транзистора (вернитесь к рис. 5.1).

Управление ключом напряжения. Известно, что насыщение ключевого транзистора достигается подачей в базу открывающего тока:

$$I_B > I / h_{21Э}, \quad (5.1)$$

где I – ток в коммутируемой цепи (ток коллектора открытого ключа). Чтобы заведомо обеспечить насыщение транзистора, разработчик возьмет здесь, конечно,

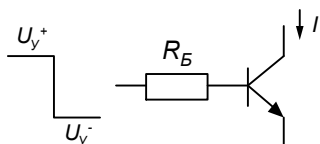


Рис. 5.3. Положительное управляющее напряжение создает открывающий ток, отрицательное – закрывает транзистор

минимально гарантированное значение статического параметра $h_{21Э}$ (учтя, к тому же, диапазон рабочих температур), да еще и даст необходимый 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 $I_{КБ0}$.

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. Предельная величина входного напряжения в режиме насыщения $U_{БЭнас}$ дискретных транзисторов, предназначенных для использования в ключевых схемах, гарантируется техническими условиями.

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 известном 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. Наибольшие 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.

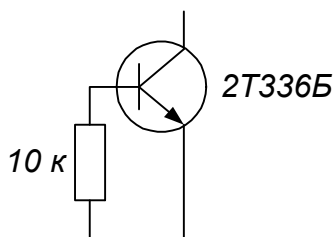


Рис. 5.4. Кремниевый транзистор надежно закрыт при соединении базы с эмиттером

Это значит, ключ практически закрыт, а как же запирающее напряжение?

Больше того: даже при температуре кристалла +125 градусов, когда входное напряжение, соответствующее данному току, снижается до 0,5 В, все же условие $U_{БЭ} \leq 0,2 В$ несомненно гарантирует запираение. Напряжение обратной полярности оказалось для этого вовсе не обязательным (рис. 5.4).

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 главе 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.

А для германиевых приборов?

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: переход от слаботочных схем к коммутации больших токов, либо, вместе с тем, еще и необходимое преобразование уровней управляющего сигнала.

В любом случае при расчете сложных ключевых конфигураций соблюдают правила:

- 1) четко определить, какие из транзисторов должны в открытом состоянии быть насыщенными, а какие – оказаться в активном режиме;
- 2) для первых – проверять выполнение условия насыщения;

3) для закрытого состояния транзисторов проверять условие закрывания.

Указанные проверки проводят поочередно для каждого из двух состояний схемы. А несложную методику построения соответствующих конфигураций мы разберем на ряде примеров.

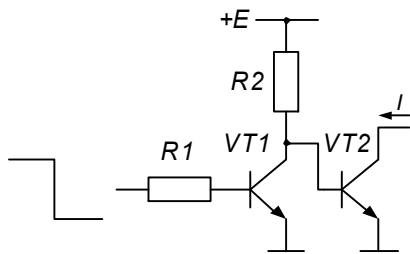


Рис. 5.5. Промежуточный ключ на $VT1$ служит для инверсии управляющего сигнала

С рис. 5.3 сравните схему на рис. 5.5. Здесь верхний уровень управляющего напряжения вызывает открытие $VT1$, а значит, – закрывание ключа $VT2$. При закрывании $VT1$, наоборот, происходит насыщение $VT2$. Промежуточный транзистор выполняет две функции.

1) Согласование с сильноточным ключом. В самом деле, для управления схемой рис. 5.5 цепь управления должна обеспечить ток:

$$I_{B1} > E / (h_{21Э1} R2),$$

это, возможно, во много раз меньше, чем $I / h_{21Э2}$, требуемое для включения $VT2$.

2) Инверсию управляющего сигнала.

Нетрудно записать условия, определяющие выбор величин схемных элементов. Насыщение $VT2$ будет гарантировано при:

$$I_{B2} = \frac{E - U_{БЭнас.2}}{R2} > \frac{I}{h_{21Э2}},$$

а для закрывания $VT2$ требуется:

$$U_{КЭнас.1} < 0,2...0,4 В.$$

Минимальную величину напряжения коллектор-эмиттер в режиме насыщения $U_{КЭнас}$ дискретных транзисторов берут из технической документации. Правда, она будет дана там для известного режима. Во всяком случае, записанное выше условие обычно выполняется, а тем более – для идентичных транзисторов, выполненных в кристалле

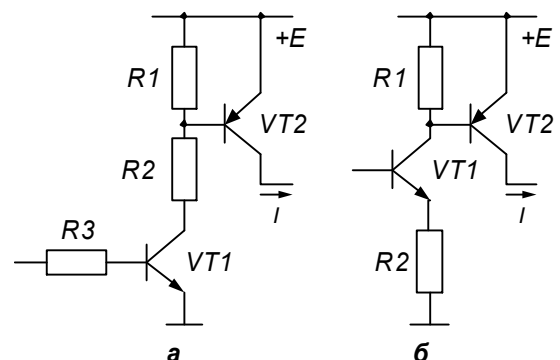


Рис. 5.6. Преобразование уровней «вверх» достигается с помощью насыщенного ключа (а) или генератора тока (б)

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:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E - U_{БЭнас.2} - U_{КЭнас.1}}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

На рис. 5.6, *б* транзистор $VT1$ в открытом состоянии не насыщен, а находится в активном режиме, и ток базы для $VT2$:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{U_y^+ - 0,7B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.}}{R1}.$$

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. В то же время разработчик помнит: цепочка насыщающихся ключей – это цепочка задержек; 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 $VT2$:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_y^- - 0,7B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.}}{R1}.$$

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:

$$I_{B2} = I_{K1} - I_{R1} = \frac{E1 - U_y^- - 1,4B}{R2} - \frac{U_{БЭнас.2}}{R1}.$$

Впрочем, это будет справедливо для активного режима $VT3$. Но если U_y^- ниже потенциала коллектора $VT3$, то придется записать:

$$I_{B2} \approx \frac{E1 - 0,7B - U_{K3}}{R2} - \frac{U_{БЭнас.}}{R1}$$

(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.

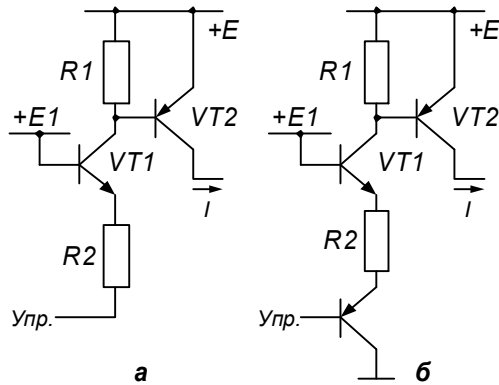


Рис. 5.7. Ключ открывается нижним уровнем U_y (а);
добавочный транзистор снижает входной ток (б)

Если вы поняли, как записываются условия открывания ключа, то без труда сумеете составить и условия запираения. Например, для структуры рис. 5.7, б $VT2$ будет закрыт, если:

$$U_{БЭ2} = (I_{КБ01} + I_{КБ02})R1 \leq 0,2B.$$

Но, при этом предполагается, конечно, что $VT1$ также закрыт, то есть:

$$U_{БЭ1} + U_{БЭ3} = E1 - U_y^+ \leq 0,4B.$$

Задача преобразования уровней «вверх» приводит к такому многообразию конфигураций, что перебрать их вряд ли реально. А преобразование уровней «вниз» может осуществляться симметричными (относительно типов полупроводниковых структур) схемами.

Полевые ключи. Ключи напряжения можно строить и 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 насыщения. Однако при значительных величинах токов в коммутируемой цепи падение напряжения на сопротивлении открытого канала может оказаться слишком большим.

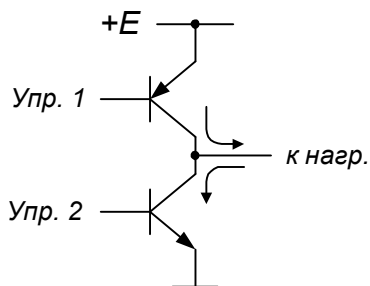


Рис. 5.8. Двухполярный ключ замыкает коммутируемую цепь либо на шину питания, либо на «землю»

Почему же, 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 (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 $VT3$. Проведите анализ обоих состояний и запишите условия насыщения и запираения. Предложите вариант схемы управления, не требующий отрицательных потенциалов.

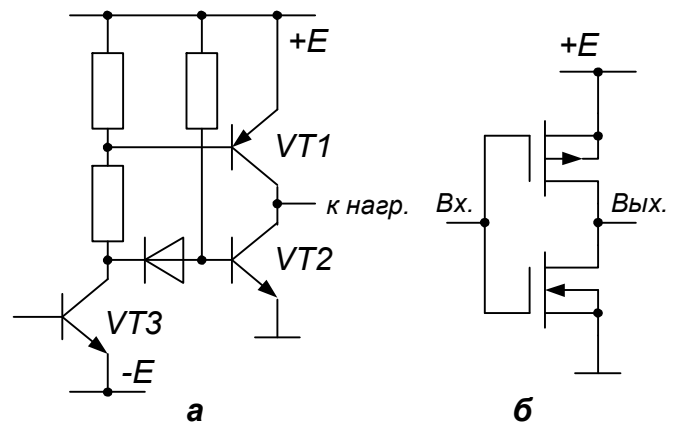


Рис. 5.9. Диод обеспечивает закрывание $VT1$ при закрытом $VT3$ (*а*); ключ на КМОП транзисторах вообще не требует схемы управления (*б*)

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.

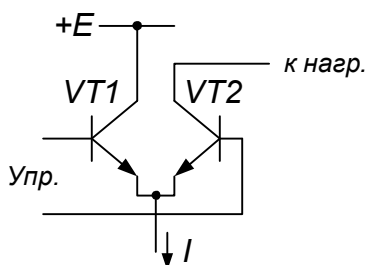


Рис. 5.10. Ключ тока направляет заданный ток либо в нагрузку, либо помимо нее

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.

Чем же можно защититься?

Разве что подбором задержек управляющих сигналов. А вообще о скоростных характеристиках ключей речь пойдет далее.

Ключ 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. В последнем случае остаточный ток выхода должен быть возможно меньше.

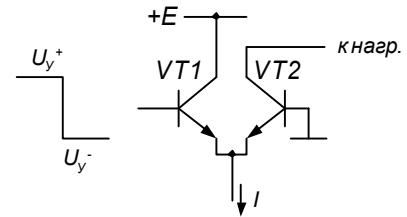
От характера нагрузки зависит, разумеется, потенциал на выходе открытого ключа (коллектор $VT2$); так для рис .5.11:

$$U_{K2} = E - IR_H.$$

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

Рис. 5.12. Отрицательное напряжение на базе $VT1$ создает путь тока I через $VT2$, положительное – выключает ток



возможную неидентичность. Заведомо будет вполне достаточно перепада управляющего сигнала между базами величиной в $1 В$ (по $0,5 В$ в каждую сторону).

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.

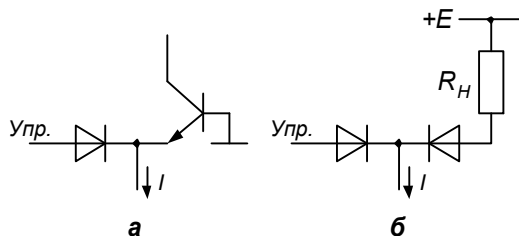


Рис. 5.13. Применение диодов для коммутации тока требует увеличения управляющего сигнала: по току (а) и по напряжению (б)

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 $h_{21Э1}$ раз меньший).

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:

$$U_V^+ > E, \quad U_V^- < E - IR_H.$$

Ответвление тока. Следует признать, что 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 вам, видимо, придется увеличить перепад управляющего напряжения до нескольких вольт.

Импульсные схемы. Этот термин, пришедший из радиолокационной техники, в настоящее время вряд ли соответствует какому-либо особому классу функциональных узлов, схемных структур, а тем более – особой методике проектирования.

Тем не менее, мне тоже попадался этот термин. Что он может означать?

Знакомясь с литературой, можно встретить под указанным наименованием различные вещи.

1) Каскады линейного усиления импульсных сигналов. Они проектируются как широкополосные каскады, хотя порой разработчик, поставленный перед необходимостью добиться передачи коротких фронтов, исходит при анализе схем из показателей качества, связанных с динамическими свойствами структур (глава 8). Нередко оказывается, что все же не удалось обеспечить активный режим транзисторов на обоих фронтах, и приходится мириться с кратковременным запирающим.

2) Вообще ключевые схемы, рассмотренные выше.

3) Функциональные узлы, такие как мультивибратор, триггер Шмидта, генератор линейно-изменяющегося напряжения и т. п., имеющие специфическое применение и представляющие собой по существу сочетание линейных схем с ключевыми.

Тогда для чего вы поставили такой подзаголовок?

Я бы хотел здесь рассмотреть особенности подхода к проектированию ключей, работающих в «импульсном режиме», понимая это так, что ключ заведомо будет открыт в течение весьма короткого времени (по сравнению с длительностью состояния «закрыто»).

То, что называют «высокой скважностью»?

Да. Что, хотя и не меняет сущности ключевой схемы, заставляет разработчика обратить внимание на некоторые моменты.

Во-первых, для случая коротких импульсов вопросы быстродействия ключа приобретают обычно особую актуальность.

Во-вторых, «импульсный режим» работы транзисторов и диодов небесполезно 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.

А это здесь причем?

Сейчас поймете. На рис. 5.14, а схема управления сильноточным ключом VT2 построена таким образом, что закрывание VT1 вызывает открытие VT2, цепь управления почти постоянно (в отсутствие импульса) расходует бесполезную мощность:

$$P = EI_{K1} \approx E^2 / R1.$$

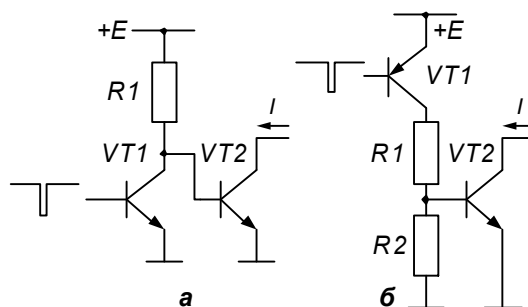
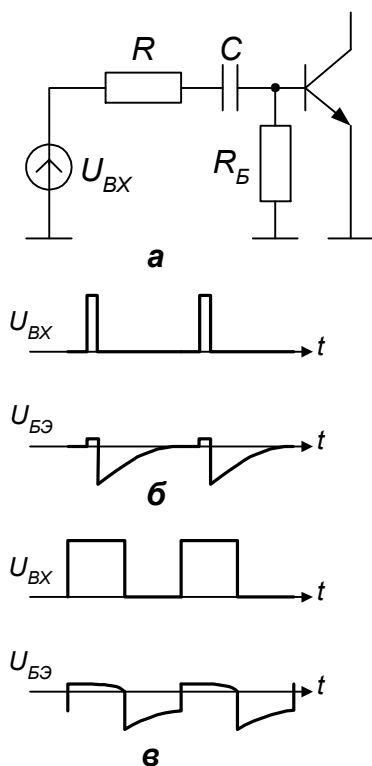


Рис. 5.14. При высокой скважности импульсов коллектор VT1 постоянно потребляет ток (а); лучше, когда транзисторы открываются одновременно (б)



В измененной структуре (рис. 5.14, б) открытие всех транзисторов соответствует только времени действия импульса.

Разумно: при работе с короткими импульсами энергия основную долю времени не потребляется.

Загадки разделительной емкости. В «импульсном» режиме допустима передача на ключи коротких управляющих сигналов через разделительные емкости: в некоторых случаях это упрощает схемы, снимая задачу преобразования уровней. Однако мы уже убеждались, что сочетание нелинейных элементов с реактивными всегда чревато необычным

Рис. 5.15. Управление через разделительную емкость (а): в «импульсном» режиме проблем нет (а); при малой скважности – отпирание станет ненадежным (б)

поведением и требует внимательного анализа.

В схеме на рис. 5.15, а открывающий импульс тока базы проходит через разделительную емкость C . Поскольку, разумеется, выполнено: $\tau_{II} \ll RC$, 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 и накапливается постоянный уровень в запирающей полярности. Это нежелательное автоматическое смещение уменьшает степень насыщения ключа, так, что к концу импульса даже возможно самопроизвольное его закрывание. В таком случае поможет подключение диода (во встречной полярности) параллельно участку база-эмиттер.

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 далее.

5.2. Точность и быстродействие

Показатели качества ключа напряжения, имеющие отношение к точности, связаны с наличием двух нежелательных явлений: утечки запертого ключа и падения напряжения на открытом. И если первое из них требует от разработчика лишь правильного выбора типа ключевого элемента (по величине возможного тока утечки), то вопрос о напряжении на насыщенном биполярном транзисторе не так-то прост.

Вы, конечно, отмечали, что в паспортах на дискретные транзисторы, предназначенные для работы в ключевом режиме, нормируется единственная величина, имеющая отношение к открытому состоянию ключа: уже упоминавшееся напряжение $U_{КЭнас}$. К примеру, для приборов типа 2Т348В-3 приведено: $U_{КЭнас} \leq 0,3 В$ при $I_K = 10 мА$, $I_B = 0,7 мА$.

Так, выходит, что проблемы нет?

Проблема есть: она в том, чтобы достоверно оценить наибольшее значение $U_{КЭнас}$ именно при тех величинах токов коллектора и базы, которые будут реально иметь место в разрабатываемой схеме.

Инженер учитывает, что напряжение коллектор-эмиттер насыщенного ключа состоит из трех составляющих.

Остаточное напряжение. Даже при $I_K = 0$ (обрыв коллекторной цепи) напряжение $U_{КЭ}$ открытого транзистора не может быть нулевым.

Почему же?

А 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.

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).

Как же тогда быть?

В данной ситуации инженер нередко ориентируется 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 $U_{КЭост} \leq 30 мВ$ можно считать достаточно надежной; чаще она окажется даже завышенной.

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:

$$U_{КЭ}' \leq \varphi_T \ln(1 + I_K / I_B). \quad (5.4)$$

Оно справедливо, правда, лишь при достаточно глубоком насыщении, т.е. когда $I_K / I_B \ll h_{21Э}$, что разработчик до определенной степени обеспечит.

При вычислениях не следует забывать, что известный из главы 1 термический потенциал φ_T равен 25 мВ только при нормальной температуре, а вообще-то пропорционален абсолютной температуре.

Сопротивление коллектора. Еще одно слагаемое напряжения ключа $U_{КЭ}''$ связано с наличием омического сопротивления полупроводника, составляющего тело

коллектора, и, значит, пропорционально I_K . Величину этого сопротивления $r_{нас}$ оценивают сверху исходя из следующего: нормы на $U_{KЭнас}$ 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 чем сейчас и пойдет речь), и, во-вторых, с очевидными процессами перезаряда паразитной емкости нагрузки, приводящими к затягиванию фронтов выходного напряжения.

Барьерная емкость. При подаче насыщающего тока в базу транзистора открывание последнего не наступит, пока не перезарядятся барьерные емкости обратно-смещенных переходов. Дело осложняется тем, что емкость запертого перехода (емкость потенциального барьера) сама зависит от напряжения на переходе, возрастая при приближении к порогу открывания.

Цепь управления биполярного ключа связана с общими шинами через две барьерные емкости: $C_{ЭБ}$ и $C_{КБ}$.

По-моему, данные об этих величинах (для дискретных транзисторов) изготовителями приводятся.

Да, но только для какого-то конкретного значения напряжения.

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 $U_{ЭБ}$, которое при коммутации ключа изменяется не только по величине, но даже и по знаку.

Тогда я в затруднении: как можно оценить емкость $C_{ЭБ}$?

Тем не менее, можно. Инженер исходит из следующего:

1) чтобы довести транзистор от запирающего потенциала $U_{УПР}^-$ до порога открывания, требуется та же величина электрического заряда, как если бы емкость перехода эмиттер-база была постоянной и не превышающей $2C_{ЭБ}$ ($C_{ЭБ}$ – емкость при данном запирающем потенциале $U_{УПР}^-$);

2) если дана емкость не при фактическом запирающем потенциале $U_{\text{УПР}}^-$, а при некотором другом $U_{\text{ЭБ}}$, то перепад напряжения на емкости (для вычисления заряда) определяется не как $\Delta U_B = |U_{\text{УПР}}^-| + 0,7 \text{ В}$, а как:

$$\Delta U_{B.\text{экв}} = \sqrt{(|U_{\text{УПР}}^-| + 0,7 \text{ В}) \cdot (U_{\text{ЭБ}} + 0,7 \text{ В})}; \quad (5.5)$$

3) величина $C_{\text{ЭБ}}$, данная для известного напряжения на переходе, справедлива с запасом и для большего запирающего напряжения $U_{\text{УПР}}^-$.

Так сразу все это осознать непросто...

А мы сейчас рассмотрим на примере.

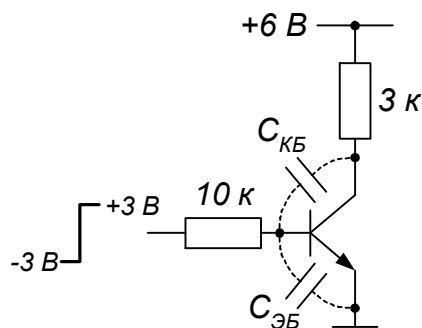


Рис. 5.16. Для открывания ключа должны перезарядиться барьерные емкости переходов

Время включения. Допустим, в ключе напряжения использован транзистор 2Т336Б, для которого дано: $C_{KB} \leq 5 \text{ нФ}$ при $U_{KB} = 5 \text{ В}$, $C_{ЭБ} \leq 4 \text{ нФ}$ при $U_{ЭБ} = 0$. Но в конкретной схеме (рис 5.16): $U_{\text{УПР}}^- = -3 \text{ В}$; 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_{KB} составляет $6 + 3 = 9 \text{ В}$, а не 5 В).

Учтя, что потенциал базы должен измениться при открывании на: $\Delta U_B = |U_{\text{УПР}}^-| + 0,7 \text{ В} = 3,7 \text{ В}$, получаем потребные величины изменений зарядов:

$$Q_1 = C_{KB} \Delta U_B = 5 \text{ нФ} \cdot 3,7 \text{ В} = 18 \text{ нКл},$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ} \Delta U_B = 4 \text{ нФ} \cdot 3,7 \text{ В} = 15 \text{ нКл},$$

(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:

$$t_{BKЛ.1} \leq \frac{Q_1 + Q_2}{I_B} = \frac{33 \text{ нКл}}{0,23 \text{ мА}} = 14 \text{ нс}.$$

Для сравнения применим теперь более точную методику с учетом (5.5):

$$\Delta U_{B.экв} = \sqrt{(|U_{УПР}^-| + 0,7 \text{ В}) \cdot (U_{ЭБ} + 0,7 \text{ В})} = \sqrt{(3 + 0,7) \cdot (0 + 0,7)} = 1,6 \text{ В},$$

$$Q_2 = 2C_{ЭБ} \Delta U_{B.экв} = 4 \text{ нФ} \cdot 1,6 \text{ В} = 6 \text{ нКл}.$$

Уточненное время перезаряда будет 9 нс вместо 14.

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:

$$\tau = h_{21Э} / 2\pi f_T, \quad (5.6)$$

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:

$$t_{BKЛ.1} \leq \frac{1}{2\pi f_T} \cdot \frac{I}{I_B}$$

(I – ток через насыщенный ключ). Формулу предлагаю получить самостоятельно.

Учитывая, что для 2Т336Б $f_T \geq 250 \text{ МГц}$, $I = 2 \text{ мА}$ (рис. 5.16), имеем:

$$t_{BKЛ.1} \leq \frac{1}{6,28 \cdot 250 \text{ МГц}} \cdot \frac{2 \text{ мА}}{0,23 \text{ мА}} = 5,5 \text{ нс}.$$

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. В технических условиях на многие приборы, среди других величин, вы найдете «время рассасывания» t_p . Разберемся, 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 $I_B = 15 \text{ мА}$. Это означает, что величина задержки, связанной с рассасыванием заряда в базе, контролируется здесь в следующем режиме:

- а) ток через насыщенный ключ (задаваемый внешней нагрузкой) равен 150 мА ;
- б) транзистор предварительно насыщен базовым током, равным: $I_B^+ = 15 \text{ мА}$;
- в) 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, – инженер имеет в виду, что время рассасывания пропорционально логарифму отношения:

$$(I_B^+ + I_B^-) / I_B^- . \quad (5.7)$$

Рассмотрим сначала рис. 5.17, 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):

$$I_B^- = \frac{3 \text{ В} + 0,7 \text{ В}}{10 \text{ кОм}} \approx 0,37 \text{ мА} .$$

Отношение (5.7) 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:

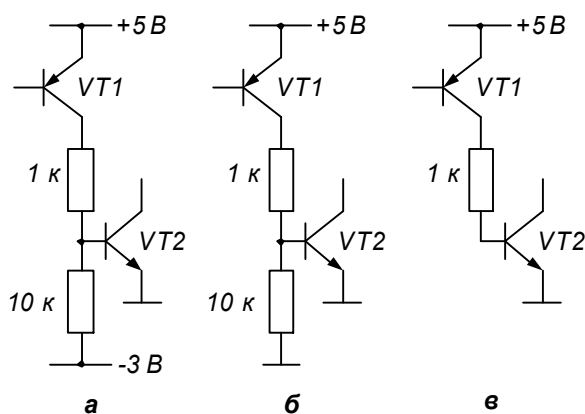


Рис. 5.17. Рассасывание в ключе обусловлено запирающим током (а); отсутствие смещения снижает быстродействие (б); без рассасывающего тока оно еще ниже (в)

$$t_p \leq 100 \text{ нс} \cdot \frac{\ln 11,6}{\ln 2} = 230 \text{ нс}.$$

Не надо думать, что в схеме без запирающего напряжения отсутствует рассасывающий ток! Для рис. 5.17, 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.

Я уже поглядываю на рис. 5.17, 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 $I_B^- = 0$.

И в самом деле: 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 (5.7). Что выходит?

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. 5.17, 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. 5.18 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, следует 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 $h_{21Э}$, второе слагаемое существенно превышает первое. 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 и нарастания, и спада выходного напряжения, не обойтись без двухполярного ключа.

Идеальные фронты? Не следует думать, что при $C_H \approx 0$ можно получить сколько угодно крутые фронты выходного напряжения. Вспомним о наличии паразитной емкости $C_{КБ}$, и нам станет ясно, что во время коммутации ключ должен действовать как интегратор (помните главу 3?), превращающий мгновенный скачок входного тока в линейно-изменяющееся напряжение. Убедитесь, что длительности нарастания и спада напряжения на коллекторе не могут быть короче, чем $EC_{КБ} / I_B$. Легко подсчитать, что в структуре на рис 5.16 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

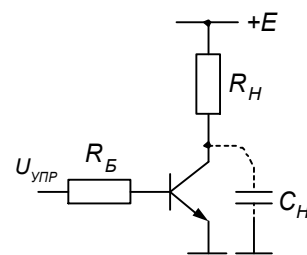


Рис. 5.18. В простом ключе один фронт напряжения на нагрузке – экспоненциален, другой почти линейен

далее с постоянной времени, равной τ , а ток коллектора нарастает с постоянной времени $\tau / h_{21Э} = 1 / 2\pi f_T$, та же величина справедлива и для выключения.

Подумайте теперь, как отразится наличие паразитных емкостей $C_{кб}$ на быстродействии ключа тока, проведите аналогию с главой 3. Имейте в виду, что влияние междуэлектродных емкостей будет иметь место и для структуры с полевыми транзисторами.

Теперь самое время вспомнить, что полевые приборы вполне пригодны для построения схемных структур ключей напряжения. Но ключи приобретают в этом случае такие свойства, что есть необходимость в отдельном рассмотрении.

5.3. Аналоговые ключи

При создании схем с элементами коммутации в сигнальных цепях разработчик непременно столкнется с рядом нежелательных свойств биполярного ключа.

Во-первых, погрешность от паразитного напряжения на открытом биполярном ключе является трудноустранимой.

Во-вторых, напряжение на разомкнутом ключе (как и ток через открытый ключ) могут быть только в одной определенной полярности.

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.

И если иные из этих неприятностей пытались когда-то устранить экзотическими схемами двухэмиттерных транзисторных прерывателей, то 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 (особенно – интегральной) схемотехнике.

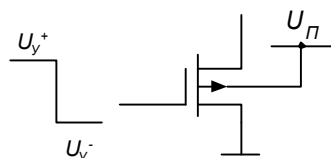


Рис. 5.19. Открытый МОП ключ является омическим сопротивлением

Ключ структуры МОП. Рис. 5.19 изображает ключ напряжения на основе МОП-транзистора с индуцированным каналом p -типа (или с «обогащением»). Нижний уровень напряжения на затворе $U_у^-$ является открывающим для такой структуры; при подаче верхнего уровня $U_у^+$ транзистор закрыт.

Отметим важные свойства МОП ключа.

1) Отсутствует остаточное напряжение: $U_{CH} = 0$ при $I = 0$, открытый ключ является чисто омическим сопротивлением.

2) Цепь управления полностью изолирована от коммутируемой сигнальной цепи.

3) 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.

4) Напряжение на закрытом ключе может быть приложено в любой полярности, если только не нарушаются условия запираания транзистора. О них подробно далее.

Аналоговый мультиплексор. Он является типичной ключевой конфигурацией в измерительных цепях. Четырехканальная схема, изображенная на рис. 5.20, 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, которая 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 p -типа).

Указанный транзистор, если он имеет структуру «с обогащением», надежно закрыт при $U_{3H} \geq 0$. Для рассматриваемого мультиплексора это приводит к условию, накладываемому на величину верхнего уровня управляющего напряжения на затворе:

$$U_Y^+ \geq U_{BX.\max} \quad (5.8)$$

где $U_{BX.\max}$ — максимально возможный потенциал в любом из каналов.

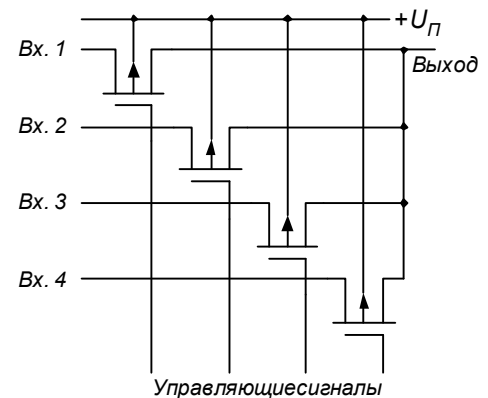


Рис. 5.20. Нижний уровень управляющего сигнала открывает один из ключей, остальные закрыты

Разработчику не придет в голову соединить подложку ключевого транзистора с истоком, как это делают в усилительных схемах: это повлекло бы (при определенной полярности $U_{СИ}$) открывание перехода сток-подложка, а значит, утечку через «закрытый» ключ. Подобное исключается подачей на все подложки потенциала:

$$U_{П} \geq U_{ВХ \cdot \max}.$$

Точность передачи. 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 $U_{ЗИ \min} = |U_Y^- - U_{ВХ \cdot \min}|$ (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

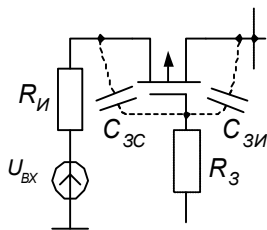


Рис. 5.21. Скорость коммутации определяется перезарядом емкостей

источников входных напряжений, соответствующий открытому в известный момент времени каналу (рис. 5.21). Следовательно, в лучшем случае, постоянная времени этого процесса достигает при закрывании 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.

Сопротивление в цепи затвора. Приведенная здесь оценка скорости изменения управляющего потенциала затвор-канал окажется неверной, если не учитывает наличие сопротивления в затворной цепи. Если даже сами схемы, формирующие управляющие сигналы, в этом отношении безупречны, 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_3 наверняка будет составлять по меньшей мере десятки килоом, постоянная времени переключения равна уже $(C_{3И} + C_{3С})R_3$.

Далее уже понятно: время переключения можно оценить как 2 – 3 постоянные времени перезаряда емкости затвора.

От подобной ошибки мне уже приходилось предостерегать: 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.

Как уже было сказано, аналоговые ключи нужны для реализации различных функций в сигнальных трактах. В следующей главе это нам как раз пригодится.

5.4. Вопросы из практики

Для двухполярного ключа напряжения нам требовались комплементарные транзисторы. Неужели нельзя обойтись одинаковыми?

Можно (рис. 5.22). Обязательно должно быть:
 $|E| > |U_{эТ}|$!

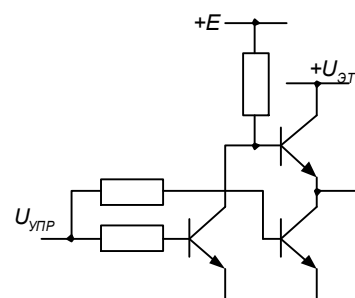


Рис. 5.22. Для насыщенного двухполярного ключа потребовался дополнительный источник напряжения

Мне нужно электронным ключом зажигать лампу. Из двух вариантов (рис. 5.23) я решил остановиться на втором: лампа должна гореть ярче за счет добавочного использования

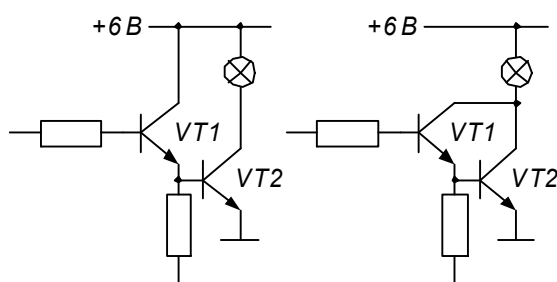


Рис. 5.23. Где лампа горит ярче?

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 $VT1$ соответствует активному режиму $VT2$. $U_{K2} = U_{B2}$, т.е.

на лампу придется $6\text{ В} - 0,7\text{ В} = 5,3\text{ В}$. Впрочем, в первом варианте гореть будет не только лампа, но и транзистор $VT1$: в цепь его коллектора вы забыли включить резистор, ограничивающий ток.

Я рассчитывал, что схема рис. 5.23 будет формировать короткие всплески напряжения по заднему фронту 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?

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.

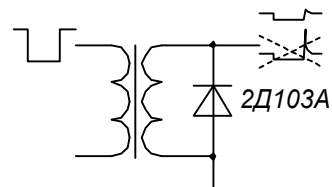


Рис. 5.23. Куда делся положительный импульс?

Глава 6

Нелинейные каскады

6.1. Амплитудное детектирование

Как это ни странно, встречаются самые различные взгляды на проектирование старейшей из полупроводниковых схем, известной еще со времен зарождения радио (рис. 6.1). Кто-то всерьез берется за сложные построения на вольтамперной кривой диода или транзистора.

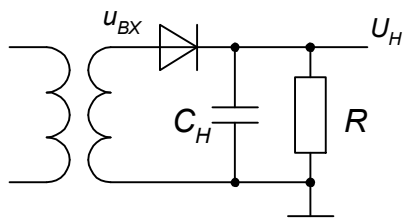


Рис. 6.1. Простейший детектор
оказывается совсем не таким простым

А мне, напротив, кажется, что в такой элементарной схеме вообще нет предмета для расчетов.

Ошибочно и то и другое. А опыт доказывает: пренебрежение грамотным проектированием проявляется в виде неудовлетворительной работы заимствованного из книжки «типового каскада».

Диодный детектор. При его анализе 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 АМ сигнала).

Искажения в детекторе. Вы осознаете, что низкочастотный ток, проходящий через резистор нагрузки, протекает также и через нелинейный элемент – диод?

Разве? Я о таком не задумывался...

А ведь это может явиться причиной искажений продетектированного сигнала.

В полном соответствии с (4.5), как и для любой схемы, где есть элемент с односторонней проводимостью, нежелательное закрывание диода на пиках огибающей будет возникать, если не выполнено известное условие:

$$I > i, \quad (6.3)$$

где I – постоянная составляющая тока через диод, а i – амплитуда низкочастотного тока.

В детекторе на диоде оба эти тока создаются только входным высокочастотным сигналом. Посмотрите на рис. 6.2. 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:

$$i = mU_H \left(\frac{1}{R1} + \frac{1}{R2} \right).$$

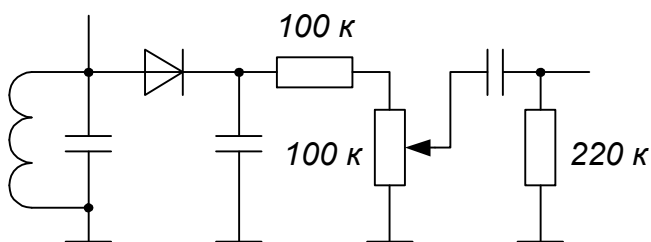


Рис. 6.3. Проигрыш в усилении – но устранение нелинейных искажений

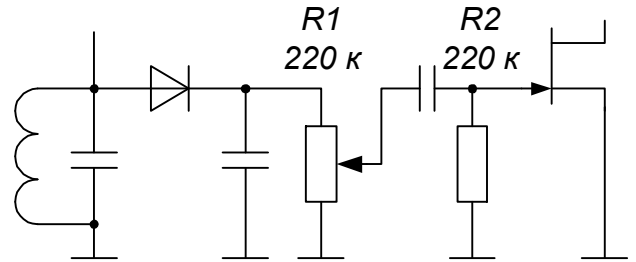


Рис. 6.2. Искажения из-за различия нагрузок для постоянной и переменной составляющих

Получается, что при $m > R2/(R1 + R2)$ (в рассматриваемой схеме – при $m > 0,5$) нарушается условие неискаженного детектирования (6.3).

Чтобы уравнивать в этом случае нагрузки для постоянного и переменного

напряжений, можно попытаться увеличить R_2 : так при $R_2 = 1 \text{ МОм}$ искажения будут отсутствовать даже при 80-процентной модуляции.

Другой способ пояснен на рис. 6.3: 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.

Полоса модулирующих частот. Очевидно, что дополнительные искажения в детекторе могут возникать для наивысших 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 со «входным сопротивлением». Почему путаница, для «последовательного» детектора в любой книжке дается формула: $R_{BX} = 0,5R$.

С входным сопротивлением нелинейных схем дело обстоит непросто. Понятно ли вам, что, скажем, при гармоническом напряжении входной ток детектора является резко несинусоидальным?

Вообще-то да...

В этих условиях, если уж вести речь о входном сопротивлении, следует прежде ясно оговорить, какой смысл будет придаваться этому понятию.

Допустим, источник сигнала имеет внутреннее сопротивление R_H . Следует ожидать (а так оно и есть), что выпрямленное напряжение U_H будет (даже при «идеальном» диоде) теперь заметно меньше амплитуды ЭДС сигнала e_{BX} , и тем меньше, чем больше R_H . Этот факт можно приписать влиянию «входного сопротивления» детектора R_{BX} , снижающему напряжение пропорционально $R_{BX} / (R_H + R_{BX})$.

Не слишком сложный анализ приведет, правда, к трансцендентному уравнению...

Неужели его придется решать?

Не стоит. И не решая, можно сделать четкий вывод: искомая величина входного сопротивления не является постоянной; с увеличением R_H эффект детектирования снижается медленнее, чем можно было бы

ожидать. Заметим, однако, что здесь R_{BX} получается принципиально во много раз меньше, чем $0,5R$ (особенно при малых сопротивлениях источника сигнала).

В итоге, при низкоомном источнике, расчет «входного сопротивления» детектора вообще теряет смысл, так как в большинстве случаев оказывается верным простое соотношение, уточняющее (6.1):

$$U_H = (0,8...0,9)u_{BX}.$$

Другое дело, если детектор подключен к колебательному контуру. Разработчика будет, видимо, интересовать снижение его добротности, связанное с отбором энергии. Здесь потребуется по иному определить входное сопротивление детектора:

$$R_{BX} = \frac{u_{BX}^2}{2P},$$

где P – мощность, отбираемая детектором из контура. Из условия баланса мощностей, учитывая, что:

$$P = U_H^2 / R,$$

и принимая $U_H = u_{BX}$, получаем знакомое:

$$R_{BX} = 0,5R. \quad (6.7)$$

Эту величину следует учитывать при расчете затухания, вносимого детектором в резонансную систему, но и только! Относить ее к случаю безынерционного входа детектора – значит вообще ничего не понимать.

«Обратное сопротивление». 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, а для детектора будет получено $R_{BX} = 0,5R_{OBR}$ (рис. 6.4).

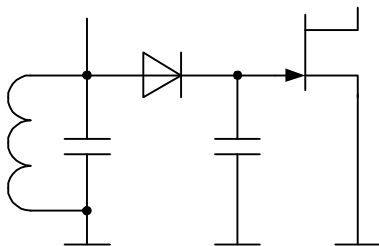


Рис. 6.4. «Высокое входное сопротивление» – лишь при большой амплитуде сигнала

Вот типичный пример того, как неприемлемая модель полупроводникового прибора повлекла ошибочный вывод. Такого параметра перехода, как «обратное сопротивление», не существует!

Как же так? Во всех книжках...

Впрочем, как и «прямого». Обратный ток германиевого диода I_0 почти не зависят от напряжения.

Легко подсчитать (из условия баланса мощностей): входное сопротивление детектора не может быть больше

$U_H / 2I_0$. Так при использовании прибора 1Д402А ($I_0 \leq 50 \text{ мкА}$) и амплитуде колебаний на входе, равной 1 В, $R_{вх}$ будет составлять, возможно, лишь 10 кОм... Итак, уточненная модель диода дала второе слагаемое ко входной проводимости детектора, с которым, очевидно, нельзя не считаться.

Хитрости смещенного диода. Практика показывает, что работа детектора с небольшим начальным током, пропущенным через диод, вроде бы слегка улучшается.

Да, в книгах пишут, что происходит смещение в «точку максимальной чувствительности».

Это чепуха. В действительности все дело в слишком большом сопротивлении диодного вентиля при малых входных сигналах, которое и уменьшает в обычной схеме эффект детектирования (по сравнению с упрощенной моделью). Особенно характерно это явление для кремниевых диодов: они при $u_{вх} < 0,5$ В вообще практически закрыты.

Я понял: пропускание начального тока (рис. 6.5) 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. 6.5).

Для чего?

А иначе диод будет всегда открытым!

При напряжении сигнала, допустим, 0,5 В это соответствует входному сопротивлению:
 $U_H / 2I_{см} \approx 10 \text{ кОм}.$

А как же в этом убедиться?

Это 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 постоянно открытым.

Итак, детекторы со смещающим током требуют низкоомных источников сигнала! Хотя в то же время принудительное увеличение постоянной составляющей тока, как мы теперь понимаем, будет способствовать снижению искажений.

Параллельный детектор. Присоединим «нижний» вывод резистора нагрузки к ВЧ входу, как на рис. 6.6, а. Ни для постоянной составляющей тока, ни для модулирующего

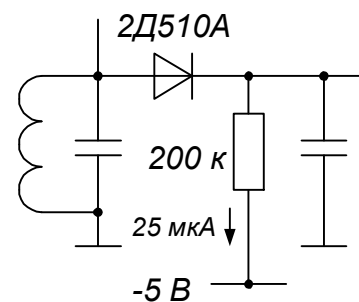


Рис. 6.5. Смещающий ток вызывает снижение входного сопротивления

колебания – в схеме, по сути дела, ничего не изменилось. Перевернув теперь схему (рис. 6.6, б), получим известный по книгам так называемый параллельный детектор.

В новой схеме резистор R дополнительно подгружает ВЧ вход. Соответственно снижается входное сопротивление для резонансных цепей:

$$R_{BX} = \frac{0,5R \cdot R}{0,5R + R} = R/3. \quad (6.8)$$

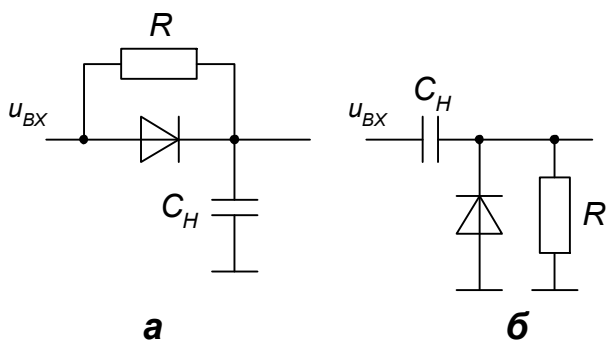


Рис. 6.6. Переброс резистора нагрузки (а) превращает детектор в «параллельный» (б)

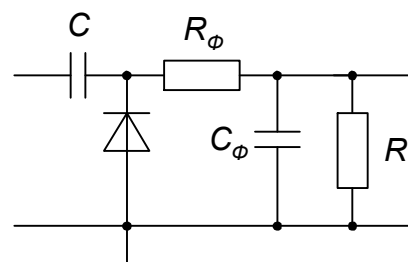


Рис. 5.7. Фильтрующая ячейка препятствует прохождению ВЧ сигнала на выход

Отличием этой конфигурации от ранее рассмотренной является также присутствие на ее выходе, помимо низкочастотного напряжения, еще и полного входного сигнала. Поэтому в практической схеме (рис. 6.7) 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». Эту схему (рис. 6.8) я встречал в описаниях многих радиолюбительских конструкций. Пишут, что она обеспечивает вдвое большее продетектированное напряжение, чем традиционный детектор.

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.

Знаете, и сама конфигурация, в отличие от простого параллельного детектора, выглядит более «завершенной», что ли...

Механизм работы подобных схем хорошо изучен. По существу они являются аналогами так называемых электростатических трансформаторов напряжения (ЭТН). Здесь $C1$ на отрицательном пике заряжается до амплитуды входного сигнала,

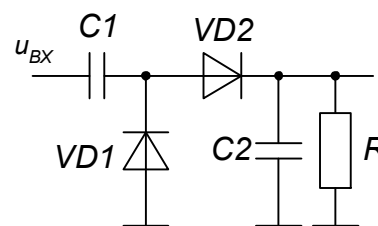


Рис. 6.8. Детектор «с удвоением» удваивает далеко не всегда

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.

Значит, удвоение действительно возможно?

Да, но только при ряде условий.

- 1) Выходное сопротивление источника сигнала должно быть низким – на два порядка меньше R .
- 2) Отношение частот – несущей и модулирующей – должно быть, по меньшей мере, 50-кратным, иначе неизбежны искажения.
- 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. Переход к этой схеме (аналогу применявшегося в свое время лампового катодного детектора) позволяет порой разработчику логично снять

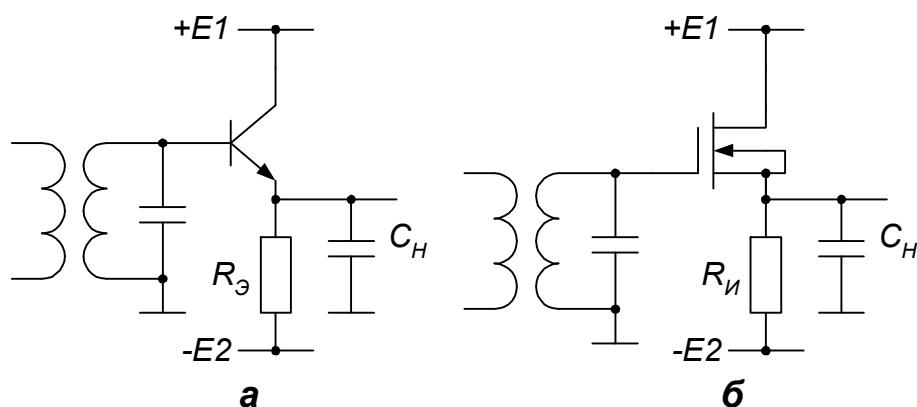


Рис. 6.9. Чувствительность не зависит от тока (а); возрастает с уменьшением тока (б)

противоречия, возникающие при проектировании устройства с диодом. К тому же, это хороший вариант для детектора в составе интегральной схемы.

Впрочем, в схеме рис. 6.9, а нетрудно опознать известный детектор со смещающим током, отличие состоит лишь в том, что входной ток здесь в $h_{21э}$ раз уменьшен. Появляется возможность избавиться от главного недостатка диодной схемы – низкого входного сопротивления, а значит, есть смысл провести более подробный анализ.

Взглянем на схему, как на эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой (рассмотренный в главе 4). 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:

$$I_{\vartheta} \ll i_{\vartheta}' \quad (6.9)$$

Здесь i_{ϑ}' – амплитуда тока несущей частоты f в эмиттере для модели транзистора, не учитывающей отсечку колебаний.

А разве ток не должен выбираться так, чтобы транзистор оказался на наиболее криволинейном участке характеристики?

Вам не стыдно повторять чужие нелепости?

Анализ выявляет здесь два возможных варианта.

1. Фильтрующий конденсатор C_H имеет достаточно большую емкость, чтобы выполнялось: $2\pi f C_H \ll S$, 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_{ϑ}' , соответствующую линейному режиму работы, записать просто:

$$i_{\vartheta}' = Su_{BX},$$

как в любом каскаде, где эмиттерный резистор заблокирован конденсатором большой емкости.

Теперь получаем условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_{\vartheta} \ll Su_{BX}, \text{ т.е. } u_{BX} \gg I_{\vartheta} / S. \quad (6.10)$$

Отношение I_{ϑ} / 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).

2. Емкость фильтрующего конденсатора сравнительно невелика: $2\pi f C_H > S$. В этом случае условие эффективного детектирования, противоположное условию работы без отсечки:

$$I_{\vartheta} \ll 2\pi f C_H u_{BX}, \text{ т.е. } u_{BX} \gg I_{\vartheta} / 2\pi f C_H. \quad (6.11)$$

Чувствительность детектора теперь оказывается явно ниже. Повысить ее сможет снижение тока транзистора, уменьшающее его крутизну: мы возвращаемся тогда к варианту 1. Именно это (а не соображения о необходимости «режима, близкого к отсечке по характеристике транзистора», как порой пишут) вынуждает уменьшать эмиттерный ток детектора.

Дальнейший расчет схемы сводится к обеспечению отсутствия искажений модулирующей частоты на отрицательных полуволнах огибающей сигнала при известной амплитуде выходного напряжения $u_{\text{вых}}$. Такой расчет (для эмиттерного повторителя, нагруженного на емкость) мы проводить уже умеем – см. (4.10), 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 полуволне модулирующего напряжения, по-прежнему:

$$I_{\text{э}} > i_{\text{э}}.$$

Условие легко выполнить, поэтому разработчику несложно добиться неискаженного детектирования при любой нагрузке.

Следует учитывать, что входное сопротивление схемы, равное $u_{\text{вх}} |h_{21\text{э}}| / 2I_{\text{э}}$, напрямую зависит от тока транзистора.

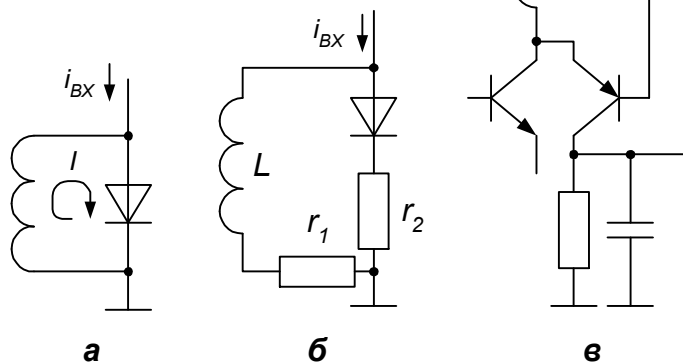
Истоковый детектор. Данная схема (рис. 6.9, б) весьма ценна практически бесконечным входным сопротивлением. Выполнение условия эффективного детектирования $u_{\text{вх}} \gg I_H / S$ прямо зависит здесь от величины тока. Например, для детектора с транзистором 2П305А при токе 5 мА (когда $S \geq 6 \text{ мА/В}$) 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_H / S получается при этом равным 80 мВ. И опять с уменьшением тока всплывет прежняя проблема искажений, вызванных нагрузкой.

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. 6.10, 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 продетектированным током. Для снятия выходного тока – в детектирующую цепочку последовательно следует включить датчик тока с возможно меньшим сопротивлением.

Рис. 6.10. Постоянный ток следует за амплитудой колебаний (а); сопротивления ограничивают низкоомность детектора (б); эмиттерный переход совмещает функции вентиля и датчика тока (в)



При анализе детектора тока необходимо учитывать последовательные сопротивления, показанные на эквивалентной схеме рис. 6.10, б. Входное сопротивление детектора (из условия баланса мощности):

$$R_{BX} = 2r,$$

где r – сумма всех последовательных сопротивлений:

$r = r_1 + r_2$ (рис. 6.10, 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.

Вы излагаете какие-то чудеса; 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 малочувствительны.

Тогда стоило ли на них отвлекаться?

Как хотите... Моя цель была: помочь расширить кругозор. Инженер должен 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. 6.10, в.

«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! Условие «линейности» детектирования сформулировано в (6.10). Если оно не соблюдается, детектор превращается в нелинейный («квадратичный»).

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 (являющиеся аналогом архаичного «анодного» детектора), 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.

В схемах перемножителей, как мы убедимся далее, учет формы характеристики активного элемента – важная компонента проектирования.

6.2. Перемножение колебаний

Аналоговые перемножители находят применение как в технике функционального преобразования сигналов, так и при преобразовании их спектров. Модуляторы, демодуляторы, смесители, умножители частоты – все эти распространенные элементы радиосистем чаще всего имеют в своей основе схемы перемножения.

Далеко не всегда от таких функциональных узлов требуется полноценное (так называемое «четырёхквadrантное») перемножение двух входных сигналов; скажем, для радиочастотного смесителя нередко бывает достаточно, чтобы на выходе хотя бы присутствовала составляющая, образованная перемножением сигналов (пускай и наряду с другими). Именно со схем такого рода, как более простых, мы и начнем.

В том же смесителе – выделение нужных продуктов преобразования гарантировано избирательными системами (скажем, фильтром промежуточной частоты в радиоприемнике). Поэтому, как мне кажется, смесителем может послужить любой нелинейный элемент.

Схемы, действительно, получаются работоспособными, а об оптимизации структур заходят речь далеко не всегда.

Просто страшат расчеты: вероятно, они очень сложны.

Наша задача показать, что это не так.

Далее мы рассмотрим два класса таких смесителей: собственно аналоговые перемножители и ключевые смесители. Начнем с первых. И, еще упрощая задачу, один из перемножаемых сигналов будем считать заведомо «слабым», а значит, тракт передачи для него – практически линейным. Таким образом, в аналоговых смесителях вспомогательные колебания большого уровня (колебания гетеродина) управляют передаточными характеристиками тракта для сигнала. Задача по существу аналогична электрической регулировке усиления! Поэтому ниже вы и обнаружите многие знакомые по главе 4 решения.

Крутизна преобразования. Принцип работы распространенных смесителей состоит в управлении крутизной усилительной структуры (использующей одну из конфигураций максимального усиления) колебанием гетеродина. Для случаев, когда допущение линейности тракта для сигнала в известной мере соблюдается, вводится принятый в радиотехнике еще с «ламповых» времен параметр – крутизна преобразования:

$$i_{\text{БЫХ}} = S_{\text{П}} u_{\text{ВХ}}, \quad (6.13)$$

где $u_{\text{ВХ}}$ – амплитуда сигнала, $i_{\text{БЫХ}}$ – амплитуда тока рабочей гармоники преобразованных колебаний (например, промежуточной частоты).

В общем случае можно ввести коэффициент преобразования:

$$u_{\text{ВЫХ}} = K_{\Pi} u_{\text{ВХ}} . \quad (6.14)$$

Однако эти соотношения требуют важных пояснений, которые и покажут существо проектирования смесительных схем.

Амплитуда колебаний гетеродина. Очевидно, что параметр «крутизна преобразования» подразумевает для данной перемножительной схемы известную амплитуду колебаний гетеродина.

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 запираания ($S_{\min} = 0$), то будет получена крутизна преобразования, близкая к предельно достижимой.

Это в самом деле логично.

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 управляемой усилительной структуры должна быть линейной. В этом случае через нагрузку, кроме токов промежуточной частоты, могут протекать лишь токи с частотами сигнала, гетеродина и второй гармоники последнего.

А если это будет не так?

Тогда получают смеситель, хотя и функционирующий в принципе, но содержащий в выходном токе продукты взаимодействия сигнала с различными гармониками гетеродина. А это осложняет вопросы частотной селекции, да, кроме того, и не дает возможности достичь потенциальной величины S_{Π} , равной, как давным-давно вычислено:

$$S_{\Pi} = 0,25 S_{\max} , \quad (6.15)$$

где $S_{\max}$ – значение крутизны усилительной структуры смесителя на пике колебаний гетеродина, соответствующем наибольшей крутизне.

Далее на некоторых примерах мы проследим, как практически применяет разработчик изложенные здесь принципы.

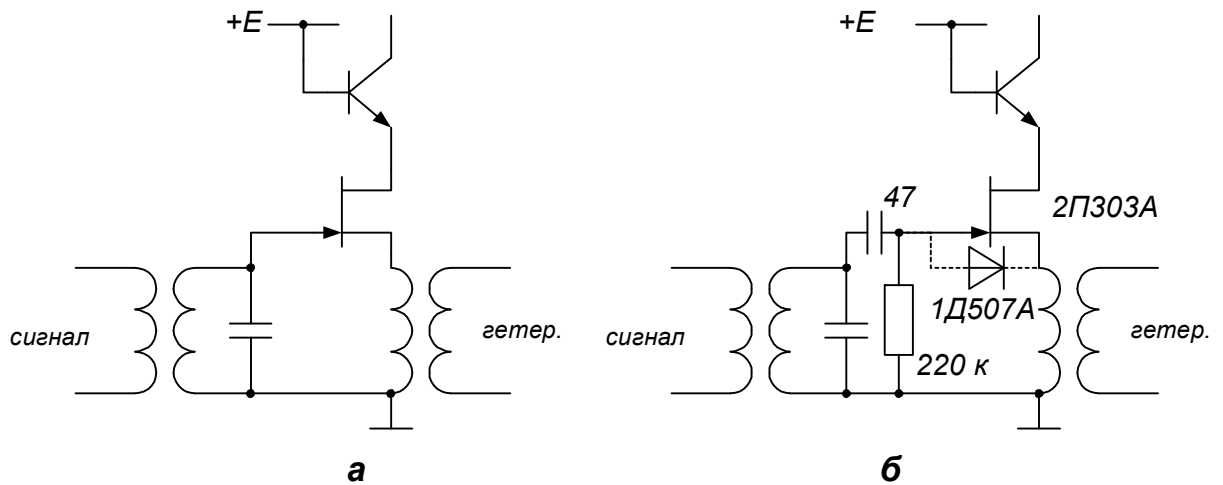


Рис. 6.11. Колебания гетеродина управляют крутизной (а); RC цепь обеспечивает правильный режим смесителя (б)

Сложение колебаний. Представляет интерес для анализа случай, когда в каскаде применяют полевой прибор, между затвором и истоком которого действует сумма колебаний сигнала и гетеродина. Практически бывает удобнее одно из них подавать на затвор, а другое на исток, как на рис. 6.11, а.

Известно, что в полевом транзисторе зависимость $S(U_{зи})$ – линейная. Значит, при синусоидальной форме напряжения гетеродина требуемый закон управления крутизной 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: заряд конденсатора приоткрывающимся переходом затвор-исток создает автоматическое смещение среднего уровня колебаний $U_3 \approx u_r$ 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:

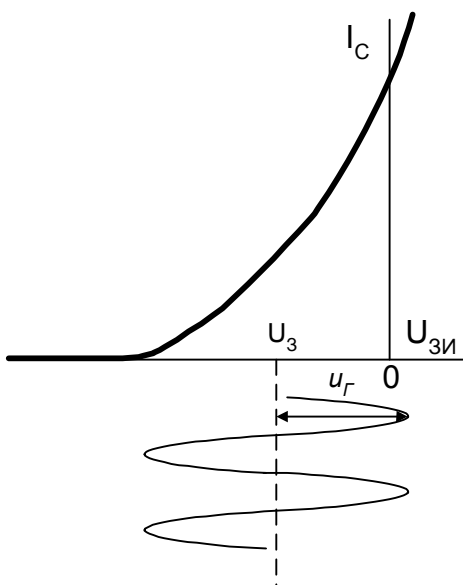


Рис. 6.12. Автоматическое смещение создается детектированием на переходе

$$u_{\Gamma} = 0,5(U_{отс} + 0,5...0,6 B),$$

считая, что положительное напряжение отпирающего управляющего перехода составляет $0,5...0,6 B$. Добавив германиевый диод (обозначено пунктиром на рис. 6.11, б), мы уменьшим заход в положительную область $U_{зи}$ до $0,1...0,2 B$.

Если все выполнено правильно, тогда, разумеется, в соответствии с (6.15): $S_{II} = 0,25S$, где S – крутизна транзистора при $U_{зи} = 0$, гарантируемая паспортными данными и соответствующая здесь $S_{\max}$.

Но откуда же 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, и, кроме того, захождение в область отсечки тока вызовет нежелательное преобразование на гармониках гетеродина.

И как быть?

Возможно, что разработчик предусмотрит индивидуальную регулировку величины u_{Γ} .

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_{Γ} , доводящий каскад до запирающего, расчету и здесь не поддается.

Видимо, для вас теперь ясно, что широко применяющийся аналогичный смеситель со сложением колебаний на биполярном транзисторе далеко не удовлетворяет строгим требованиям: зависимость $S(U_{бэ})$ здесь не линейная, а экспоненциальная.

Управление по подложке. Находят применение и смесители на двухзатворных МОП-транзисторах. Но интересно, что аналог двухзатворного смесителя можно построить и на обычном МОП-транзисторе. Мы уже знаем, что подложка этого прибора, которую принято соединять с истоком, 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 по рис. 6.11, б RC -цепочку автосмещения. На рис. 6.13, а вы заметите еще одно: автосмещение исключает стабилизацию тока!

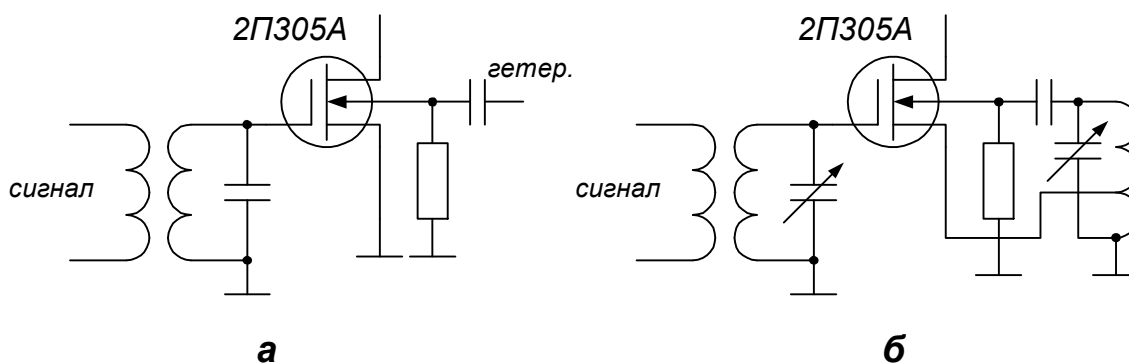


Рис. 6.13. Управление по подложке – аналог двухзатворного транзистора (а); совмещенный гетеродин (б)

Если величина u_{Γ} подобрана правильно, ей будет соответствовать:
 $S_{\min} = 0$; $S_{\max} = S$, где S – известное значение крутизны при $U_{\text{ин}} = 0$.

Почему же я никогда не встречал таких схем?

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. Поэтому описываемую конфигурацию скорее следует адресовать радиолюбителям для экспериментов.

В указанном применении можно попытаться на смесительном транзисторе организовать заодно и гетеродин (рис. 6.13, б).

Вот это да!

Но вы должны смириться с ухудшением качества работы схемы: ведь транзистор, работающий в автогенераторе, в течение большей части периода вообще закрыт. И, конечно, преобразователь частоты с совмещенным гетеродином боится сильных сигналов, когда не исключено захватывание частоты гетеродина.

Каскад с развязкой. Простые смесители, хотя и приемлемы в иных случаях, обладают принципиальным недостатком: взаимовлиянием между цепями сигнала, гетеродина и промежуточной частоты через междуэлектродные емкости. Известна конфигурация (рис. 6.14), где проходные емкости исключены методами, упоминавшимися в главе 3. Это – дифференциальный каскад, в котором гетеродин управляет током (а значит, и крутизной) транзисторной пары $VT1$, $VT2$.

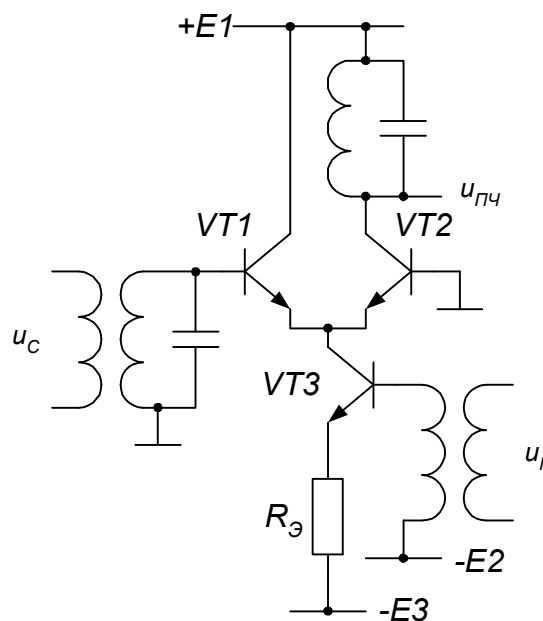


Рис. 6.14. Трехтранзисторная схема изолирует сигналы трех частот

Входной сигнал на базе $VT1$ действует относительно базы $VT2$.

Оптимальная амплитуда колебаний гетеродина на базе $VT3$, действующих относительно нижнего вывода R_3 , как и прежде, должна в крайней точке отрицательной полуволны доводить смесительные транзисторы до закрывания. Значит, эта амплитуда должна составлять:

$$u_r \approx |E3 - E2|.$$

Рассчитаем теперь $S_{\max}$ – крутизну прямой передачи дифференциального каскада на положительном пике колебаний гетеродина. В эти моменты ток транзистора $VT3$ будет возрасть вдвое по сравнению с током покоя (I_{K3}). Остается лишь 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. 6.14 обеспечивается: 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_{Π} по формуле (6.15) будет правильной.

Рассмотренная дифференциальная структура является классической основой для построения аналоговых перемножителей в составе интегральных схем.

Мне кажется, в смеситель на рис. 6.14 можно внести ряд усовершенствований. Скажем, применить полевые транзисторы на месте $VT1$, $VT2$, что даст высокое входное сопротивление для сигнала.

Вы не приняли во внимание, что у полевых приборов крутизна вовсе не пропорциональна току, и, следовательно, при синусоидальном напряжении гетеродина она будет изменяться несинусоидально.

Значит, не годится...

Почему же? Использование в качестве $VT3$ также полевого транзистора (обязательно в конфигурации максимального усиления!) исправит недостаток (подумайте, почему) и даст возможность получить предельно достижимую крутизну преобразования.

А кстати, не лучше бы 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 каскада с напряжением на базе превратится из линейной в экспоненциальную.

Вообще-то, раз перед нами перемножитель, то входы сигнала и гетеродина должны быть эквивалентны, их можно и 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 между базами не соблюдается ни для биполярных, ни для полевых транзисторов; настоящего аналогового перемножения добиться невозможно. В качестве упражнения 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. Напрасными окажутся строгие обоснования выбора оптимальной конфигурации, если требуемый закон изменения крутизны грубо нарушен перегрузкой. Следствием будет высокий уровень нежелательных продуктов преобразования.

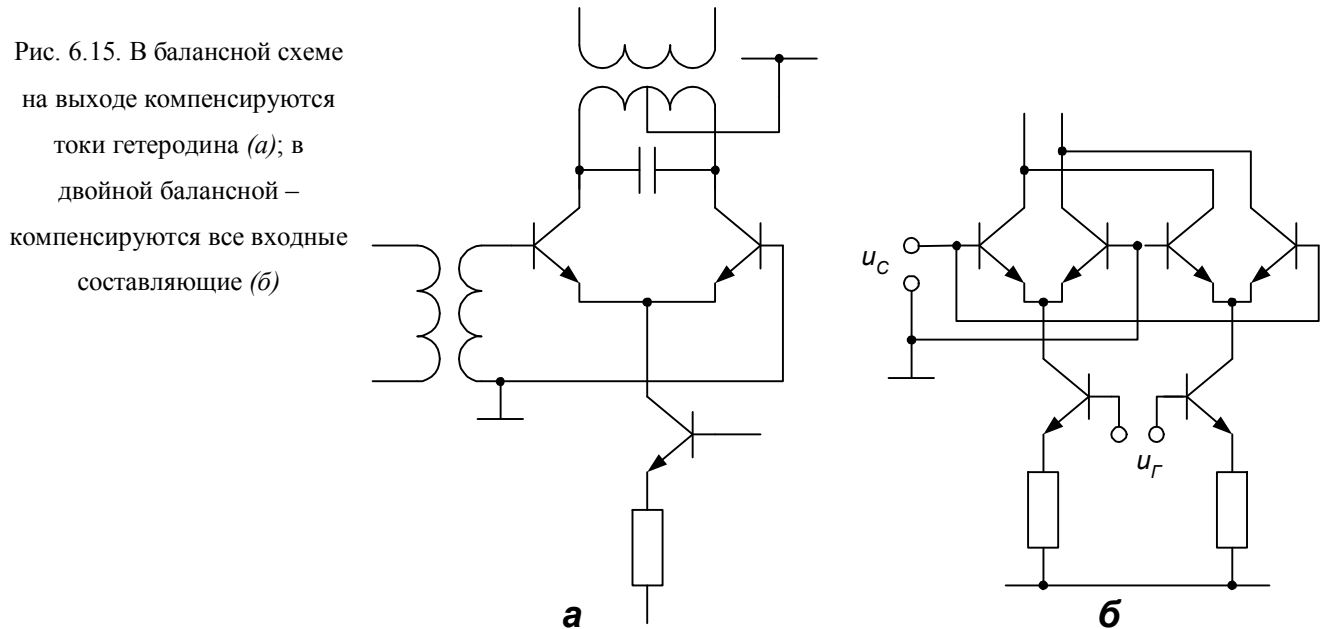
По-видимому, разработчик, оценив предельные погрешности, пойдет при выборе u_r на намеренное занижение ее против оптимума; и тогда ему придется иметь в виду уменьшение расчетного значения крутизны преобразования S_{II} , пропорциональное снижению амплитуды гетеродина. Но для этого есть и еще одно соображение.

«Сильный» сигнал. До сих пор 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 запирающего, следует оставлять запас тока, чтобы выполнялось известное условие (4.5).

Балансный смеситель. Иногда (при высоких значениях промежуточной частоты) вы, возможно, будете опасаться перегрузки тракта ПЧ просачивающимся в него колебанием гетеродина, для подавления которого селективные свойства контура на выходе преобразователя оказываются недостаточными. Известны балансные модуляторы, для которых также требуется отсутствие на выходе одного из перемножаемых сигналов. Симметричное включение нагрузки в коллекторы обоих транзисторов дифференциальной пары позволяет добиться определенной компенсации двух противоположно направленных

токов, пульсирующих с частотой гетеродина, что приводит нас к «двухквadrантной» схеме (рис. 6.15, а).

Четырехквadrантный перемножитель. Если мы хотим скомпенсировать все составляющие входных сигналов в цепи нагрузки, придется применить двойную балансную схему: добавляем второй такой же дифференциальный каскад, возбуждаемый



гетеродином противофазно, выходы его перекрестно подключаем к концам выходной цепи. Получившаяся при этом конфигурация – это и есть полноценный четырехквadrантный перемножитель (рис. 6.15, б), широко применяющийся в составе интегральных схем.

Смеситель с управляемым сопротивлением. Известная идея управляемого активного сопротивления может быть перенесена и в технику схем перемножения. Достаточно в аттенуаторе с полевыми транзисторами (рис. 4.18) подать на затвор колебание гетеродина, и перед нами смеситель, имеющий одно достоинство – простоту, и немало недостатков: неудобство сопряжения с резонансными системами, значительное затухание, ограниченный частотный диапазон и др. Предпочтительнее встраивать управляемое сопротивление в усилительные конфигурации.

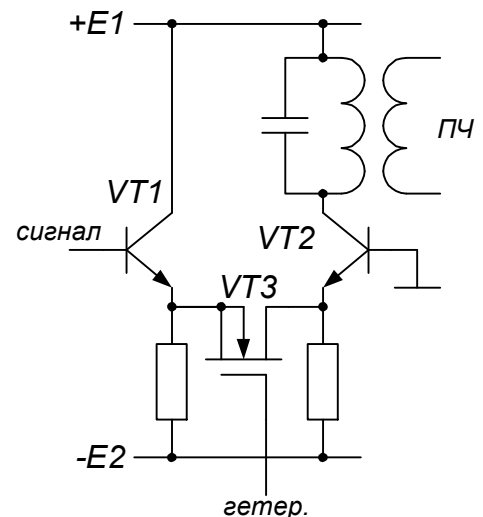


Рис. 6.16. VT3 управляет коэффициентом передачи, но не токами

Рис. 6.16 демонстрирует одну из удачных схем такого рода.

Для ее анализа следует знать один секрет: сопротивление канала МОП-транзистора оценивается как $R_{CH} \approx 1/S$ (имеется в виду крутизна для усилительного режима при таком же напряжении на затворе). Выходит, что мгновенная крутизна этой дифференциальной усилительной схемы, равная:

$$\frac{1}{1/S_1 + 1/S_2 + R_{CH}}, \quad (6.16)$$

примерно равна S , то есть схема эквивалентна простому смесителю на полевом транзисторе.

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.

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 $U_{Э1} - U_{Э2} = 0,1 B$. Нет ли простого способа ликвидировать влияние разбаланса?

Догадался! Но молчу...

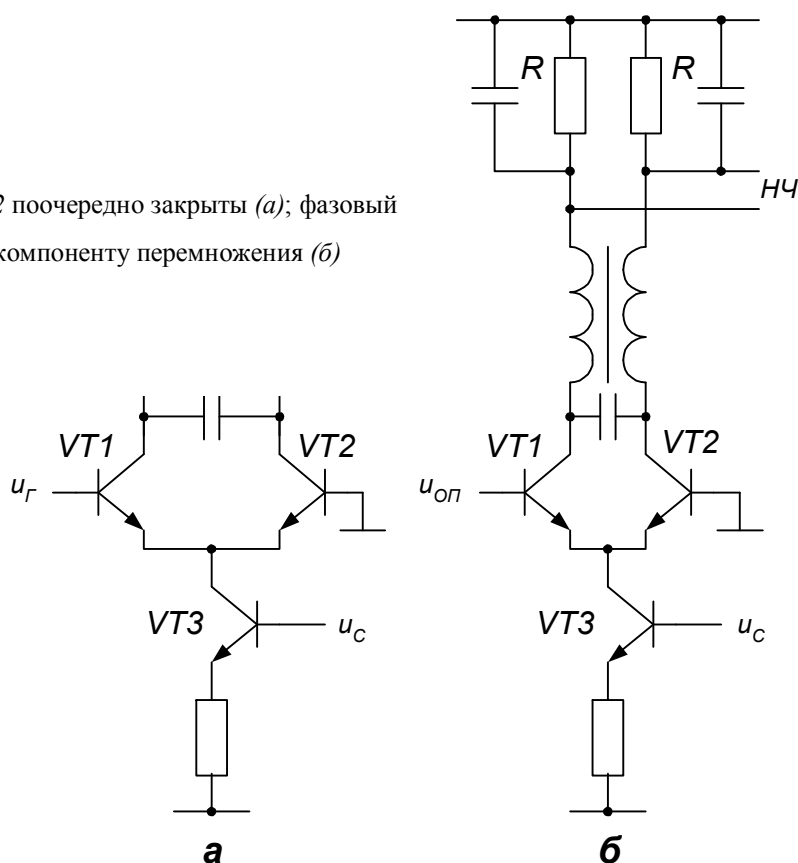
Оцените также влияние просачивания напряжения u_r через емкость затвор-канал.

Ключевые смесители. Это важный класс перемножительных схем, в которых колебание гетеродина закрывает или открывает каналный тракт, что эквивалентно умножению на «прямоугольное» колебание. Отсюда очевидные недостатки: наличие продуктов преобразования сигнала на гармониках частоты гетеродина. Не всегда это так уж и опасно. Зато ключевые смесители имеют серьезные преимущества.

1) В них амплитуда колебаний гетеродина не влияет на крутизну (коэффициент) преобразования, что обеспечивает отличную стабильность параметров сигнального тракта.

2) В таких схемах 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 радиосистем. Удобно применять такие схемы и при построении модуляторов (например, балансно-модулированного и однополосного сигнала).

Рис. 6.17. В ключевом токовом смесителе $VT1$ и $VT2$ поочередно закрыты (а); фазовый демодулятор позволяет получить постоянную компоненту перемножения (б)



3) Такие смесители более приспособлены для работы с сигналами большого уровня, которые вызвали бы появление гармоник на нелинейных элементах аналоговых перемножителей (о чем мы уже упоминали). Здесь же, в первом приближении, нелинейных элементов вообще нет.

4) При правильном построении ключевых схем, 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.

Вероятно, вы дадите сейчас описание широко известного кольцевого смесителя на диодах?

Опустим: его можно найти во многих книгах. Рассмотрим более интересные схемы.

На рис. 6.17, *а* представлен, как кажется, знакомый балансный каскад с развязкой... Правда, замечаем, что входы сигнала и гетеродина поменялись здесь местами. И еще немаловажно вот что: уровень колебаний гетеродина настолько велик, что дифференциальная пара практически оказывается 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 $0,5\text{ В}$.

Нетрудно показать, что удвоенный ток ПЧ в такой балансной схеме равен:

$$i_{ПЧ} \approx 0,6i_C. \quad (6.17)$$

Здесь i_C – амплитуда тока частоты сигнала в эмиттерах токового ключа.

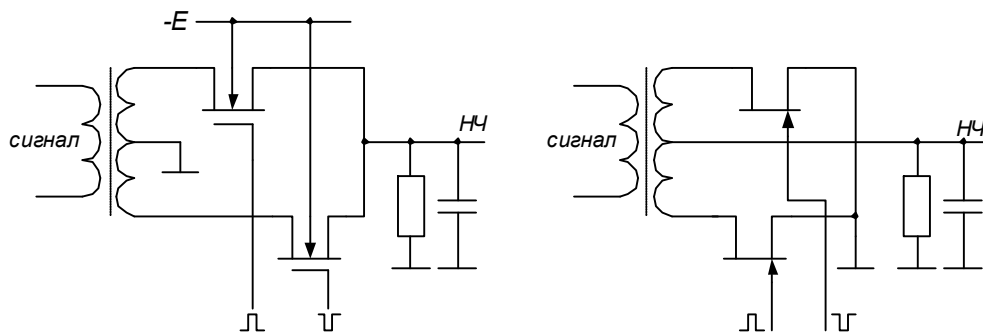


Рис. 6.18. В ключевом смесителе транзисторы переключаются противофазными управляющими импульсами

На рис. 6.17, *б* изображен синхронный демодулятор с LC фильтром, выходными величинами которого 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:

$$U_H = I_0 \cdot 2R; \quad u_{ВЫХ} = mU_H.$$

Рис. 6.18 отражает другие схемы – на базе аналоговых ключей напряжения, в качестве которых применены 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 достаточно велика: фактическое ограничение будет реализовано характеристиками транзисторов. Если же амплитуда синусоидальных управляющих колебаний недостаточна – схема превратится в подобие обычного аналогового перемножителя.

Использование ключевых смесителей тесно связано с вопросом ограничения колебаний. Кратко на нем остановимся.

6.3. Амплитудное ограничение

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.

А по-моему, любая линейная схема будет «обрезать» передаваемый сигнал, если его размах превысит определенный предел.

Он называется апертурой ограничения $\Delta U_{\max}$ (рис 6.19, а). Вы правы, конечно.

Однако к настоящему амплитудному ограничителю чаще всего предъявляют особые требования: симметричная амплитудная характеристика, быстродействие, соответствующее рабочему диапазону частот (то есть следует избегать применения насыщающихся транзисторов).

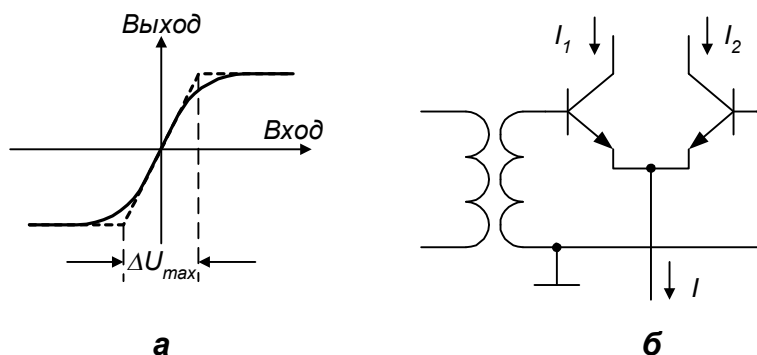


Рис. 6.19. Амплитудная характеристика реального ограничителя является сглаженной (а); апертюра дифференциального ограничителя не зависит от величины тока (б)

Дифференциальный ограничитель. Рассматривая ключевые смесители, мы уже отметили симметричный дифференциальный каскад как ограничитель амплитуды. Разберем подробнее эту классическую схему (рис. 6.19, 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. 6.19, а). Считая выходным сигналом разность токов коллекторов, входным – разность напряжений баз, ее можно получить в таком виде:

$$\Delta I = I \cdot \frac{e^{-a} - e^a}{e^{-a} + e^a}, \text{ где } a = \Delta u / 2\varphi_T.$$

Ну и формулка!

Да, от такого «научнообразного» подхода мало пользы для инженерного анализа. Формула сложна, но не это главная беда. Хуже, что она не дает внятного критерия границ аперттуры.

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 линейной модели:

$$\Delta I_K = \frac{1}{2} S \Delta U = \frac{I}{4\varphi_T} \Delta U.$$

Здесь учтено, что крутизна сбалансированной дифференциальной схемы – это половина крутизны транзистора, и при этом ток в каждый транзистор – половина общего тока.

Для модели идеального ограничения:

$$\Delta I_{K \max} = I.$$

Отсюда оценка аперттуры между условными точками «излома» на рис. 6.19, а:

$$\Delta U_{\max} = 4\varphi_T = 100 \text{ мВ} \quad (6.18)$$

(для «нормальной» температуры).

Парадокс входного сопротивления. Входное сопротивление дифференциальной схемы для слабых сигналов равно, как известно:

$$R_{BX} = 2h_{21Э} / S. \quad (6.19)$$

Но ограничитель работает ведь в режиме «перегрузки»: не снизит ли это входного сопротивления 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 аперттуры, форма колебаний тока базы становится практически прямоугольной. Мощность, равная $u_{BX} I / h_{21Э}$, потребляемая входом во время положительной полуволны колебаний, 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:

$$R_{BX} = \frac{u_{BX}h_{21Э}}{I}. \quad (6.20)$$

Сопротивление растет с ростом входной амплитуды?

Да. Легко подсчитать, что выражения (6.19) и (6.20) (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.

Что опять-таки соответствует апертуре 100 мВ. То же самое число!

Теперь вы убедились, что оно не случайно.

Эти любопытные выводы пригодятся нам далее.

6.4. LC-генераторы

Мне кажется, вряд ли кто может пожаловаться, что созданный им автогенератор не заработал. Нужна ли здесь какая-то теория?

Безусловно. Если уж браться за проектирование высокоэффективных электронных устройств, нельзя ограничиваться слепым копированием распространенных схем: следует четко представлять себе как предъявляемые технические требования, так и особенности работы рассматриваемых нами каскадов.

«Баланс амплитуд». Широко 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?

А то как же: баланс фаз (он как раз и достигается организацией положительной обратной связи) и баланс амплитуд. Второе условие подразумевает, кажется, что коэффициент передачи для схемы с разомкнутой обратной связью должен быть больше единицы.

Это является условием самовозбуждения; но баланс амплитуд – совсем другое.

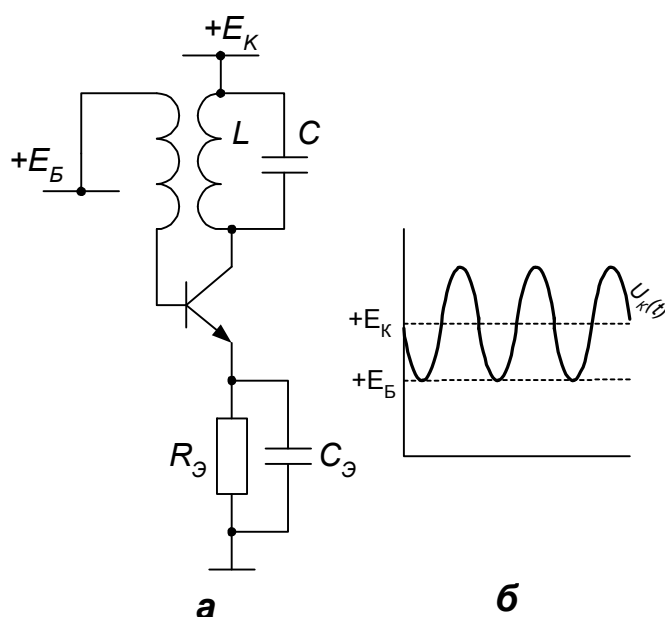


Рис. 6.20. Генерируемая амплитуда ограничивается открыванием перехода (а), поэтому фиксирована (б)

Не всегда разработчики осознают, что важнейшие показатели качества, – стабильность генерируемой частоты, амплитуда и форма колебаний, – определяется режимом установившихся колебаний. Именно в этом режиме и достигается баланс амплитуд в подлинном смысле этого слова: коэффициент передач по замкнутой петле уменьшается до единицы за счет действия факторов, ограничивающих размах генерируемых колебаний.

Такие факторы, мы говорили, есть в любой схеме...

Да, но далеко не безразлично, каким образом они действуют.

Насыщение транзистора. Вам встречалась схема генератора, использующая биполярный транзистор, подобная изображенной на рис. 6.20, *а*. Подключите осциллограф к коллектору транзистора в собранном генераторе, и, если вам повезет (не произойдет срыва колебаний), вы будете наблюдать примерно такую осциллограмму, как на рис. 6.20, *б*. Из нее ясно видно, что ограничение амплитуды связано с моментами насыщения транзистора: нарастание колебаний приводит к открыванию, – на нижней их полуволне 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.

Ясно, что неопределенная длительность процессов, происходящих при открытом коллекторном переходе (она зависит как от физики транзистора, так и от глубины обратной связи) отрицательно влияет на стабильность частоты генерируемых колебаний.

Улучшения формы колебаний (а это и значит – повышения стабильности частоты!) можно достичь ослаблением положительной обратной связи.

В чем здесь причина улучшения?

В этом случае амплитуда каждой следующей волны колебаний нарастет относительно предыдущей ненамного, а значит, не так жестоко она будет обрезаться открывающимся переходом.

Понятно.

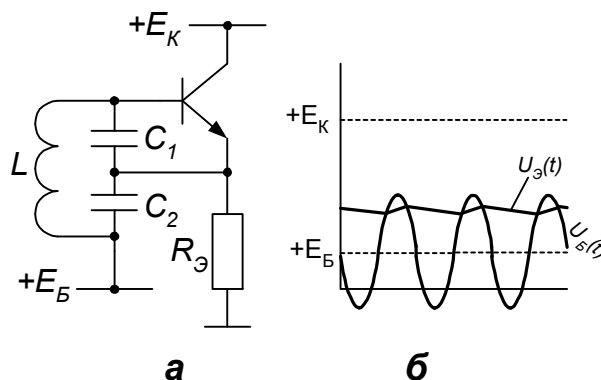


Рис. 6.21. В генераторе с автоматическим смещением (*а*) постоянная составляющая напряжения эмиттера зависит от амплитуды (*б*)

Хотя, слишком уменьшая обратную связь, мы рискуем довести дело до срыва генерации.

Схемы такого рода обладают очевидным достоинством: устойчивой и легко рассчитываемой амплитудой колебаний, равной примерно $|E_K - E_B|$. Когда же предъявляются серьезные требования к стабильности частоты, инженеры охотнее останавливаются на таких автогенераторах, в которых баланс амплитуд достигается с помощью автоматического смещения.

Автоматическое смещение. Транзистор совместно с конденсатором C_2 (рис. 6.21, 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. 6.21, б). К сожалению, в этой схеме нелегко подобрать наилучшую связь контура с транзистором, т.е. коэффициент включения $n = C_1/(C_1 + C_2)$: при слишком сильной связи установившееся значение амплитуды колебаний на базе может превысить $|E_K - E_B|$, и, значит, неизбежно нежелательное 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 структуры, представляющей собой аналог распространенной в прошлом схемы с ламповым триодом, приведены на рис. 6.22.

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_H), и на определенном уровне наступает баланс амплитуд. Правда, подсчитать этот уровень не просто, да и вряд ли будет иметь ценность полученный результат, зависящий от многих неопределенных факторов.

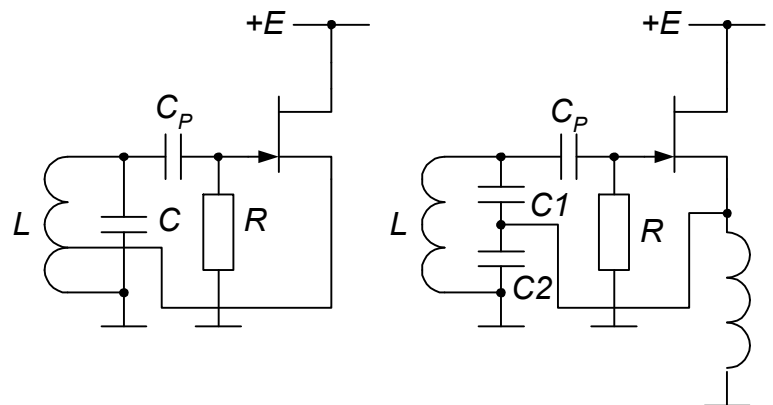


Рис. 6.22. Генератор с автоматическим смещением на затворе выполняется с автотрансформаторной или емкостной связью

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 $u_H \approx E$ ее стабилизация снова происходит путем ограничения, а допустимое напряжение на затворе обычно 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 здесь 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 нам схему прямо можно использовать как автогенератор. Мы знаем, что апертюра дифференциального ограничителя «по входу» не зависит от тока. Но пределы выходного тока, безусловно, задаются режимом. На рис. 6.23 размах колебаний тока I_{K2} 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:

$$IR_p / 2 < E, \quad (6.21)$$

то транзистор VT2 не окажется в насыщении, что и требовалось.

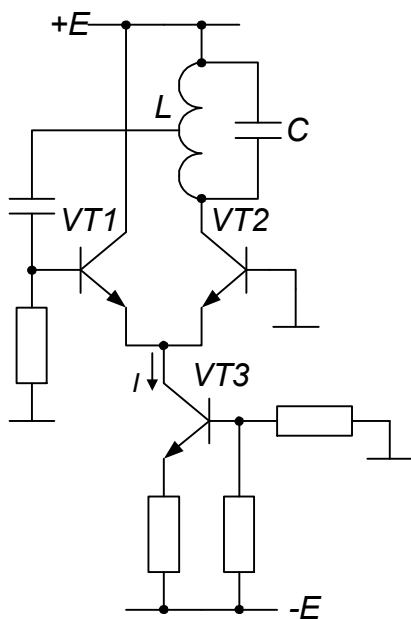


Рис. 6.23. При питании контура ограниченным током ограничена и амплитуда колебаний

В отличие от схем с автоматическим смещением, здесь удвоенная амплитуда генерируемых колебаний, приблизительно равная IR_p , поддается подсчету (резонансное сопротивление контура R_p с некоторой точностью обычно известно).

Как вы думаете, почему данные соотношения верны лишь приблизительно?

Знаю: колебания тока почти прямоугольны, амплитуда первой гармоники меньше I .

Точнее, она составляет 0,6 от I .

Удобно и то, что амплитуда практически не зависит от уровня обратной связи; неполное подключение базы VT1 к контуру на рис. 6.23 может иметь смысл только с целью сохранения добротности контура в момент самовозбуждения (если не применены полевые транзисторы).

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' , входящая в это условие, должна учитывать затухание, вносимое сравнительно небольшим входным сопротивлением дифференциальной схемы. А в режиме установившихся колебаний, как мы знаем из предыдущего, 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. 6.24. Положительная обратная связь сделана здесь частотно-независимой; ее величина подбирается потенциометром по минимальному уровню, обеспечивающему устойчивое возбуждение.

Неужели такое работает?

Да. Больше того: при указанной настройке можно добиться высокой стабильности частоты колебаний, даже если добротность контурной катушки низка: мост дает эффект увеличения крутизны фазочастотной характеристики.

Понятно, что в цепи отрицательной обратной связи поставлен не параллельный, а последовательный колебательный контур: на его резонансной частоте (где сопротивление контура минимально) достигается наибольшее усиление, достаточное для возбуждения колебаний.

Баланс амплитуд достигается, конечно, двусторонним ограничением в усилителе, но (за счет необычного включения) ограничение это не влияет на контур.

Из рассмотрения схемной конфигурация легко понять, что условием возникновения генерации является здесь (если коэффициент передачи усилителя считать очень высоким) определенный разбаланс моста, образуемого четырьмя элементами:

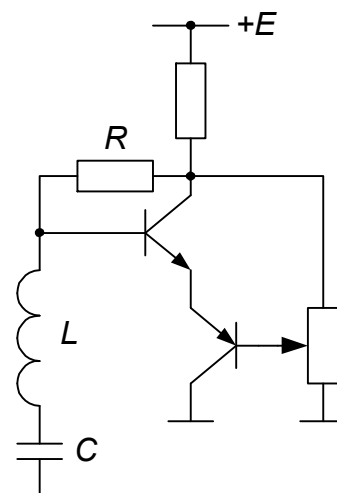


Рис. 6.24. В мостовой схеме прямоугольное колебание снимается с коллектора транзистора

$$k > \frac{r}{r + R},$$

где k – коэффициент деления выходного напряжения, установленный потенциометром, R – сопротивление резистора, последовательного с LC -цепью, а r – сопротивление этой цепи при резонансе: $r = (\sqrt{L/C})/Q$.

Почему же я нигде не встречаю подобных схем?

К сожалению, наличие в сигнальных цепях резистивных элементов лимитирует область использования такого рода схем диапазоном частот до сотен кГц. Другой недостаток в том, что гармонический сигнал можно снять только с точки соединения L и C (в частности, на коллекторе имеется прямоугольное колебание).

Впрочем, нередко случаи, когда от собственно генератора и не требуют заданной формы колебаний: стабильность частоты вытесняет все прочие показатели качества. Из этого мы и будем теперь исходить.

6.5. Кварцевая стабилизация частоты

Автогенераторы, стабилизированные кварцевым резонатором, находят широчайшее применение в радиоэлектронных устройствах. Достижимая стабильность частоты связана с двумя факторами: высокой стабильностью эквивалентных электрических параметров резонатора (L_{KB} и C_{KB}) и его высокой эквивалентной добротностью.

Нет смысла обращаться здесь к многочисленным схемам, описанным в литературе: пожалуй, стоит дать лишь пояснения принципиального порядка, которые ориентировали бы читателя в безбрежном море рекомендаций.

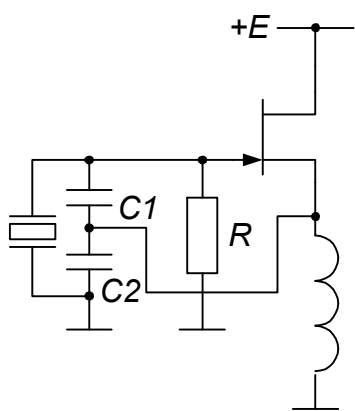


Рис. 6.25. Возбуждение на параллельном резонансе: кварц играет роль индуктивности

Широко известно, что 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. 6.25), легко получить синусоидальное колебание хорошей формы. Недостаток: зависимость частоты от величины внешних реактивностей, обычно – емкости, действующей параллельно резонатору (сама 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 проектировании генератор, основанный на таком принципе, обеспечит высокую стабильность генерируемой частоты, которая соответствует здесь собственной частоте механического резонанса кварцевой пластины.

В чем состоит это ваше правильное проектирование?

Рис. 6.26 изображает эквивалентную схему резонатора совместно с входной и выходной цепями усилителя, не поворачивающего фазу колебаний (именно так, как и строится генератор второго типа). Вы видите, что сопротивления выхода и входа усилителя соединены фактически последовательно с эквивалентным сопротивлением потерь кварца R_{KB} .

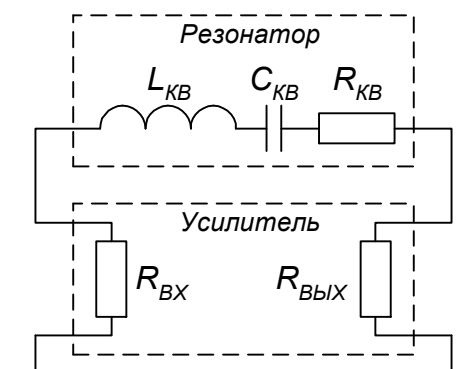


Рис. 6.26. Возбуждение на последовательном резонансе: входное и выходное сопротивления схемы снижают добротность кварца

Значит, они вносят добавочные потери? Уменьшают добротность?

Ну конечно. Стабильность генерируемой частоты также снижается.

Низкоомный вход и выход. Разработчики, которые стремятся создать генератор с высокой стабильностью частоты, во многих случаях приходят к такому построению схемной структуры, при котором резонатор включается между эмиттерами, как в первой из схем рис. 6.27, а. Конечно, вместо колебательного контура вы можете использовать и резистивную нагрузку, проверив установление режимов 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.

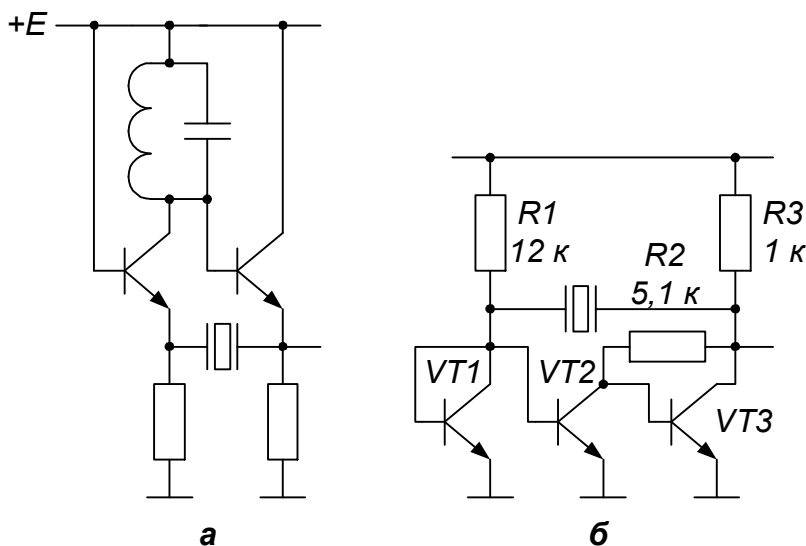


Рис. 6.27. Низкоомные вход и выход обеспечивают высокую стабильность частоты (а); применение «токового зеркала» (б)

В-третьих, расстройкой контура относительно номинальной частоты резонанса кварца можно вызвать перестройку генерируемой частоты в небольших пределах. Впрочем, если вы позаботились о том, чтобы не вносить большого затухания в резонатор, перестроить частоту будет нелегко, и, может быть, добротность придется намеренно снижать.

Разумеется, возможны и другие схемы, организованные по принципу: а) низкоомный вход, б) низкоомный выход, в) нет поворота фазы. На рис. 6.27, б преобразователь тока в напряжение дополнен «токовым зеркалом» на транзисторах VT1 и VT2; общий поворот фазы в усилителе равен нулю.

Чтобы испытания собранного генератора не начались с разочарования, вы должны расчетом убедиться, что выполняются условия самовозбуждения. Например, для последней схемы (зная свойства входящих в нее каскадов) для напряжения генерируемой частоты на коллекторе VT3 (выходе усилительной части схемы) можно записать:

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_{K2} R2, \text{ но } i_{K2} = i_{K1} \text{ для «токового зеркала», значит, } u_{\text{ВЫХ}} = i_{K1} R2 = i_{\text{ВХ}} R2.$$

Выходной ток усилителя определяем, учитывая, что кварц на частоте генерации представляет собой активное сопротивление R_{KB} :

$$i_{\text{ВЫХ}} \approx \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{R_{KB}}$$

(мы пренебрегли в знаменателе малыми величинами выходного сопротивления каскада на транзисторе VT3 и входного сопротивления «токового зеркала»).

Для самовозбуждения усиление по замкнутому кольцу должно быть больше 1:

$$i_{\text{ВЫХ}} / i_{\text{ВХ}} > 1, \text{ т.е.: } R2 > R_{KB}.$$

В документации на резонаторы конкретного типа обычно приводится предельная величина R_{KB} . Так, если $R_{KB} \leq 500 \text{ Ом}$, то рассматриваемый автогенератор имеет десятикратный запас усиления, явно перекрывающий возможные неточности расчета.

Однако этого мало. При подаче питания на схему все транзисторы генератора должны находиться в активном режиме, иначе предыдущий расчет недействителен, и генерация может не возникнуть.

При номиналах резисторов, приведенных на рис. 6.27, б, ток покоя $VT1$ (а значит, и $VT2$) равен:

$$I_{K1} = I_{K2} = \frac{5 \text{ В} - 0,7 \text{ В}}{12 \text{ кОм}} = 0,36 \text{ мА}.$$

Практически такую же величину имеет ток через $R2$ (малым током I_{B3} пренебрегаем). Для потенциала коллектора $VT3$ можно записать:

$$U_{K3} = U_{BЭ3} + I_{K2} R2 = 0,7 + 0,36 \cdot 5,1 = 2,5 \text{ В}$$

(коллекторная стабилизация с дополнительным током). Поскольку через $R3$ проходят коллекторные токи $VT2$ и $VT3$, легко вычисляется ток I_{K3} :

$$5 \text{ В} - U_{K3} = (I_{K2} + I_{K3}) \cdot R3,$$

$$I_{K3} = \frac{5 - 2,5}{1} - 0,36 = 2,1 \text{ мА}.$$

Итак, схема составлена верно: транзистор $VT3$ находится в активном режиме (а за остальные не было повода беспокоиться).

Незаменимая дифференциальная схема. Генераторы с дифференциальным усилителем и последовательным контуром в цепи отрицательной обратной связи, как на рис. 6.24, отлично работают при замене контура кварцевым резонатором (конечно, на не очень высоких частотах) – см. рис. 6.28. Помимо того, что при таком включении практически не снижается добротность кварца, здесь к тому же крайне мала рассеиваемая на нем мощность. С этим стоит разобраться отдельно.

Мощность, рассеиваемая кварцем. Она всегда указывается в документации на резонатор.

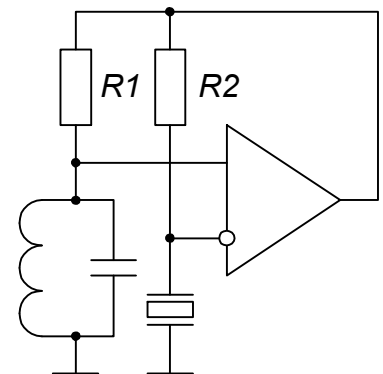


Рис. 6.28. В мостовой схеме оптимизация параметров ведет к снижению мощности на кварце

Неужели такая существует?

Да, представьте. Обычно она не должна превышать десятков (сотен) микроватт, иначе не может быть реализована заданная стабильность частоты; не исключены даже разрушения кварцевой пластины.

Ясно, что при резонансе, когда кварц представляет собой сопротивление R_{KB} , мощность определяется током через резонатор:

$$P_{KB} = \frac{i^2 R_{KB}}{2}, \quad (6.22)$$

где i – амплитуда тока первой гармоники генерируемой частоты, для которой, конечно, справедливо (см. рис. 6.26):

$$i = \frac{u}{R_{BX} + R_{BbIX} + R_{KB}}.$$

Не составит трудности прийти к очевидному выводу: чем выше качество схемы (т.е. чем меньше R_{BX} , R_{BbIX} , R_{KB}), тем больше, к сожалению, мощность, выделяемая на кварце при известной ЭДС на выходе усилителя u :

$$P_{KB} \approx \frac{u^2}{2R_{KB}}. \quad (6.23)$$

Это говорит о том, что требования оптимизации схемы на рис. 6.26 по существу несовместимы с самой конфигурацией. Подобного противоречия нет у дифференциальной структуры (рис. 6.28), где:

$$i \approx \frac{u}{R2},$$

а уменьшение R_{KB} , по (6.22), снижает и рассеиваемую мощность:

На этом мы и закончим пока рассмотрение элементарных схемных конфигураций, чтобы вернуться позже к тем аспектам проектирования, которые нами пока сознательно упущены.

6.6. Вопросы из практики

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. 6.29). Абсурд, вроде бы, но переделанная схема заработала...

Следовало пойти дальше, выбросив диод вообще. Громкость приема даже увеличилась бы.

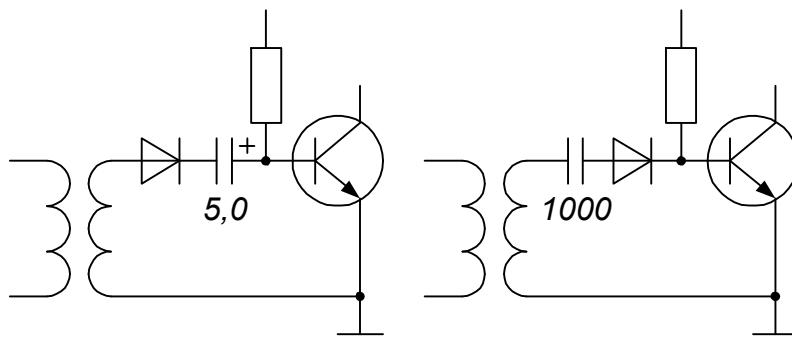


Рис. 6.29. Упростили детектор?

Последовательное соединение диода и конденсатора – это нонсенс; стационарным состоянием такой цепочки является запертие 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.

Ищу для усилителя «неполярный» электролитический конденсатор. В солидной книге дано включение по рис. 6.31. Как там пишут, результирующая величина емкости равна не $C/2$, а C : каждый из конденсаторов действует лишь для одной полуволны тока, а для противоположной он как бы замкнут диодом. Это так?

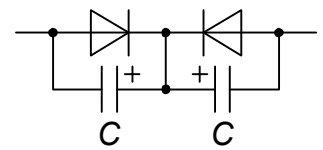


Рис. 6.31. Чему равна «неполярная» емкость?

Нет, это заблуждение. Вы согласитесь, что предложенный двухполюсник не может пропускать постоянный ток?

Да, это очевидно.

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.

Схему автогенератора рис. 6.32 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 никуда не годится: ведь в режиме баланса амплитуд приборы вряд ли находятся в усилительном режиме, а значит, вполне могут шунтировать контур.

Вы не верите, что схема стабильна?

Верю, но причина иная. Здесь действует эффект ограничения в петле – за счет снижения напряжения сток-исток полевого транзистора при положительных пиках колебаний на контуре. Эти провалы U_{CH} превращают усилитель в ограничитель, снижая усиление.

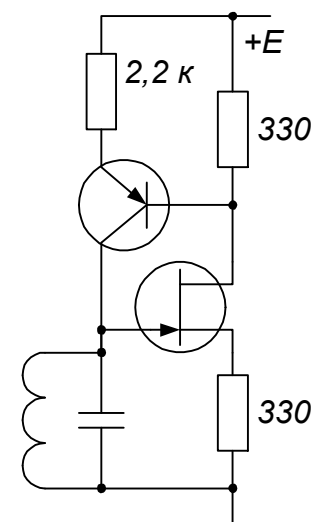


Рис. 6.32. Где причина высокой стабильности?

Именно для того чтобы достигалось эффективное уменьшение $U_{СИ}$, и имеют смысл резисторы в истоке и эмиттере (а не для какой-либо иной цели).

Глава 7

Многотранзисторные структуры. Синтез

7.1. Самостабилизирующиеся схемы

При синтезе элементарных линейных каскадов мы постоянно обращали внимание на те конфигурации схем, определенные свойства которых почти не зависят от параметров примененных в них полупроводниковых приборов: эта важная особенность обеспечивается обратной связью, действующей в каскаде. В случаях, когда необходимо удовлетворить еще более высоким требованиям к точности параметра передачи, современная электроника широко использует сложные многотранзисторные схемы, представляющие собой единую структуру, охваченную общей отрицательной обратной связью. Но не только в этих случаях.

Обратная связь по режиму. Она придает схемам удивительное свойство сохранять работоспособность в широком диапазоне изменений величин сопротивлений резисторов, напряжений питания и т.д. при минимальном числе пассивных элементов. Все это является, конечно, особенно ценным для разработчиков интегральных схем.

Наш разговор о методах проектирования мы начнем с обсуждения линейных конфигураций, в которых вместо стабилизации режимов отдельных каскадов реализуется идея общей стабилизации всей взаимосвязанной структуры отрицательной обратной связью по режиму, охватывающей схему целиком.

Мне всегда казалось, что авторы хитроумных схем – какие-то великие гении, владеющие секретами, неизвестными профанам.

Секреты, действительно, есть. Моя задача – сделать их доступными всем.

Транзисторное кольцо. Синтез самостабилизирующейся конфигурации всегда начинается с подбора транзисторного «скелета», образующего замкнутое кольцо отрицательной обратной связи. При этом обязательно учитывают требования:

- 1) Входным электродом транзистора может служить база или эмиттер; выходным – эмиттер или коллектор.
- 2) Должно присутствовать нечетное число транзисторов, включенных в замкнутое кольцо участками база-коллектор. Это – очевидное условие того, чтобы обратная связь по режиму оказалась отрицательной.

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 разработчик задает режим каждого из транзисторов по напряжению.

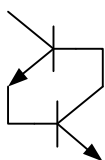


Рис. 7.1. С такого «скелета» начинается построение самостабилизирующей структуры

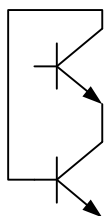


Рис. 7.2. Неправильно: не согласовано по напряжениям

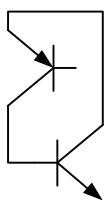


Рис. 7.3. Комбинируются приборы с разными типами полупроводниковых структур

Так для простейшей двухтранзисторной конфигурации требованию отрицательной обратной связи удовлетворяют два варианта, изображенные на рис. 7.1 и 7.2.

Ну, вторая схема что-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 электродов транзисторов начинают, конечно, с присоединения к источникам питания (в нужной полярности): питающие потенциалы подают на все электроды, не участвующие в образовании кольца обратной связи (см. рис. 7.4, где продолжено проектирование схемы в соответствии с конфигурацией рис. 7.1). После этого, как видно оттуда же, задача нахождения потенциалов других точек схемы сделалась тривиальной.

Пути для токов. Каждому транзистору в кольце отрицательной обратной связи должен быть обеспечен активный режим работы. Для этого мало расставить значения потенциалов на схеме: следует также обеспечить пути для токов всех электродов с учетом их нормального направления. В примере на рис. 7.4, где эти направления обозначены, сразу очевидно:

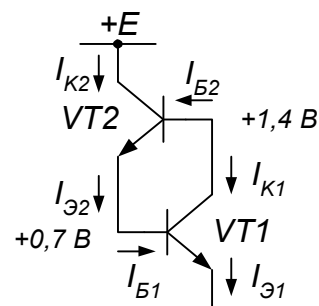


Рис. 7.4. Все токи должны протекать от «плюса» к «минусу» источника питания

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 структуры ясно из рис. 7.5. Завершение проектирования связано с выбором номиналов резисторов, с целью обеспечить заданные разработчиком значения токов.

Это сложно?

Такой расчет подготовлен уже нами, когда мы назначили потенциалы электродов: в дело вступает просто закон Ома.

Ну, его-то я знаю...

Тогда вам (для того же примера рис. 7.5) должно быть очевидно:

$$I_{K2} \approx I_{Э2} \approx I_{R1} = \frac{0,7 B}{R1};$$

$$I_{K1} \approx I_{R2} = \frac{E - 1,4 B}{R2}.$$

При этих элементарных вычислениях мы пренебрегли малыми токами баз транзисторов; иначе следовало бы учесть, что:

$$I_{Э2} = I_{R1} + I_{B1},$$

$$I_{K1} = I_{R2} - I_{B2}.$$

Попробуйте в собранной вами схеме изменить теперь величины резисторов относительно расчетных значений. Вы увидите, что потенциалы на выводах транзисторов

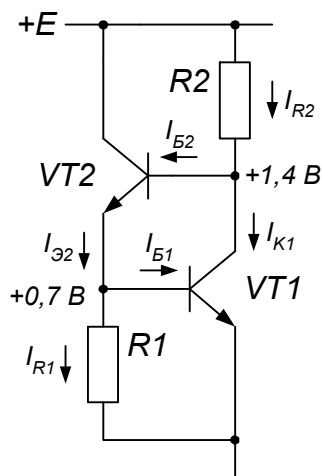


Рис. 7.5. Дополнительные резисторы образуют пути для токов

почти не изменятся, а изменятся лишь величины токов. Правильно построенную схему трудно вывести из усилительного режима даже очень большими вариациями параметров элементов.

Главный секрет. В процессе синтеза и практической работы со схемами инженер быстро улавливает специфику многотранзисторных самостабилизирующихся структур, которую он обязан всегда иметь в виду: режим любого транзистора структуры определяется только особенностями входа подключенного к нему (следующего в кольце обратной связи) транзистора. Отмечая нестабильность тока активного элемента структуры, не торопитесь возлагать вину на дрейф

его собственных параметров: знайте, что проблемы вызваны исключительно нестабильностью входных величин (например, I_B , $U_{БЭ}$) следующего транзистора в кольце! Ниже мы неоднократно увидим, как «работает» это важное свойство в руках опытного разработчика, и как оно подводит неумелого.

Стабилизированный усилитель. В ходе изучения последовательности синтеза схемных структур с общей стабилизацией режима мы, в качестве примера, составили одну из простейших конфигураций (рис. 7.5). А рис. 7.6 уже изображает построенный на ее основе двухкаскадный усилитель. Разработчиком добавлен резистор коллекторной нагрузки для $VT2$ (он находится вне кольца обратной связи, а значит, не влияет на токи транзисторов), и, кроме этого, предусмотрено добавление 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.

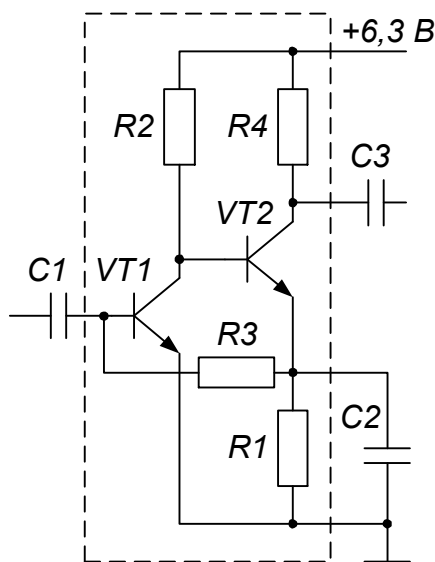


Рис. 7.6. Конденсатор $C2$ устраняет обратную связь по усиливаемому сигналу

Проектируется микросхема. Зададим токи каскадов: $I_{K1} = 0,4 \text{ mA}$, $I_{K2} = 2 \text{ mA}$. Считая $h_{21Э} \approx 30$, получаем величины базовых токов: 13 и 66 μA .

Резистор $R3$ включен в кольцо обратной связи, а значит, наличие его может снизить стабильность. Предусмотрим хотя бы, чтобы дополнительное 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 $R1$:

$$R1 = 0,8 \text{ В} / 2 \text{ mA} = 400 \text{ Ом}.$$

Потенциал базы $VT2$: $U_{Б2} = U_{Э2} + 0,7 \text{ В} = 1,5 \text{ В}$,

отсюда имеем для $R2$:

$$R2 = (6,3 \text{ В} - 1,5 \text{ В}) / (0,4 \text{ mA} + 0,066 \text{ mA}) = 10 \text{ кОм}.$$

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

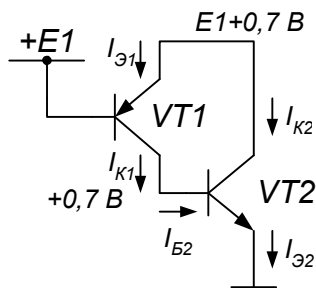


Рис. 7.7. Для питания базы VT1 необходим особый более низкий потенциал

разность потенциалов коллектора и базы VT2. Прибавляя еще 0,5 В – запас на возможную нестабильность, будем иметь:

$$U_{K2} = U_{B2} + 1,5 \text{ В} = 3 \text{ В},$$

$$R4 = (6,3 \text{ В}) / 2 \text{ мА} = 1,7 \text{ кОм}.$$

Расчет элементов воображаемой интегральной схемы на этом завершен.

Погодите, да получилась же в точности микросхема типа 122УН1 – широкополосный усилитель!

Сюрприз.

На рис. 7.7 и 7.8 показаны этапы проектирования двухтранзисторной конфигурации, «скелет» которой соответствует рис. 7.3. Из рис. 7.8 легко взять соотношения, связывающие токи транзисторов и сопротивления резисторов (при выбранных напряжениях питания):

$$I_{R1} = I_{Э1} + I_{К2} = \frac{E - E_B - 0,7 \text{ В}}{R1},$$

$$I_{R2} = I_{К1} - I_{Б2} = \frac{0,7 \text{ В}}{R2}.$$

Пример на рис. 7.9 иллюстрирует использование такой структуры в касковом

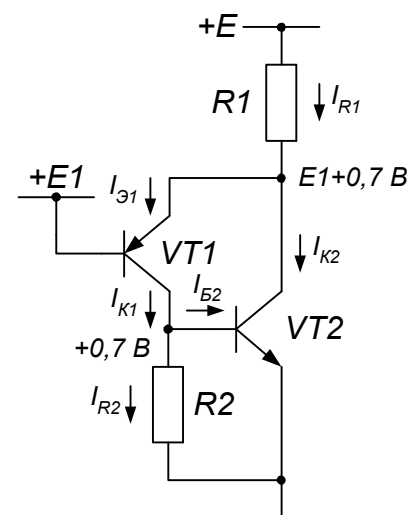


Рис. 7.8. Разработка структуры завершена

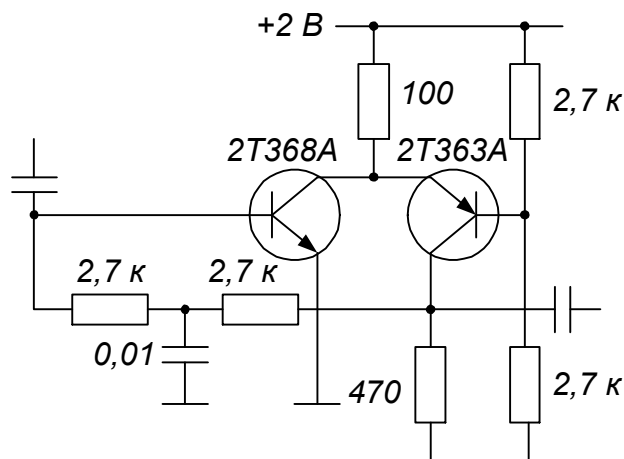


Рис. 7.9. Схемы с общей стабилизацией режима незаменимы при низковольтном питании

усилителе с низковольтным питанием. Найдите здесь элементы, соответствующие рис. 7.8. Разберитесь, каким образом устранена отрицательная обратная связь по усиливаемому сигналу.

Слабое звено. Подключение параллельно нагрузочному резистору одного из транзисторов участка база-эмиттер последующего – это всегда «слабое звено» в структурах с общей стабилизацией: ток первого из транзисторов будет целиком

находиться под влиянием температурного дрейфа напряжения $U_{БЭ}$ второго. Пропорциональное изменение тока транзистора, к которому подключен переход (например, $VT2$ на рис. 7.5) может оказаться недопустимым (скажем, вызвать заход в насыщение второго каскада усилителя рис. 7.6).

В конфигурациях с повышенной температурной стабильностью всегда стараются «привязать» конец резистора нагрузки к потенциалу, отключающемуся от потенциала эмиттера! К примеру, для первой из схем на рис. 7.10 ток $VT2$ теперь будет равен:

$$I_{э2} \approx \frac{E2 + 0,7 B}{R1},$$

то есть, тем более стабилен, чем выше $E2$. (что, конечно, не спасет от нестабильности самого напряжения $E2$). Та же цель во втором из примеров достигнута включением стабилитрона (подразумевается, что его относительный температурный дрейф меньше).

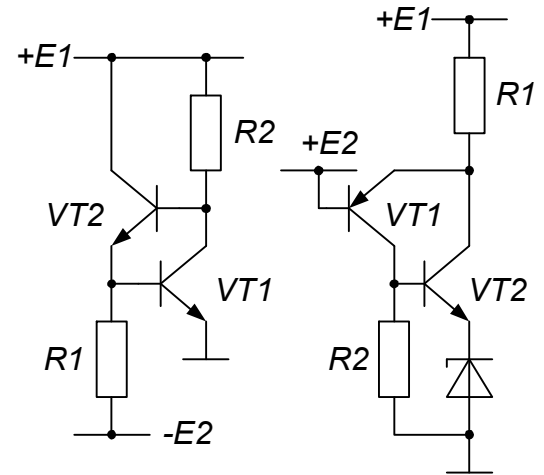


Рис. 7.10. Повышение стабильности достигается привязкой к дополнительным потенциалам

Физический эталон. Мне кажется, что повышения стабильности режима схемы можно достичь применением более сильной отрицательной обратной связи, которая 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.

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 структурах (реальным физическим эталоном тогда является термический потенциал перехода ϕ_T).

Ни при какой самой «глубокой» обратной связи стабильность режимов схемы не может быть лучше стабильности опорного эталона. Профессионал всегда знает, каким физическим эталоном определяются режимы в схеме.

А если нет?

Значит, схема строится по догадке и можно ждать сюрпризов.

Разумеется, добиваясь постоянства режимов транзисторов, мы в какой-то мере стабилизируем также и усилительные свойства схемы. Но, впрочем, для этого существует и прямой путь.

7.2. Стабилизация сигнальных параметров

Особая ценность сложных структур с общей обратной связью заключается в том, что они могут обеспечить (в случае правильного применения), помимо гарантии усилительных режимов транзисторов структуры, еще и стабилизацию основных ее параметров, скажем, коэффициента передачи, причем не только для переменных составляющих, а и для полных входных сигналов. Таким образом, здесь мы будем впервые иметь дело с линейными схемами «постоянного тока», где до определенной степени не различаются постоянные и переменные составляющие входных напряжений (токов), равно являющиеся «входным сигналом».

Использование конфигураций, охваченных общей отрицательной обратной связью, является известным и мощным методом получения устройств с заданными свойствами, нечувствительных к параметрам отдельных элементов схемы.

Усилитель постоянного тока.
Разомкнем транзисторное кольцо самостабилизирующей 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.

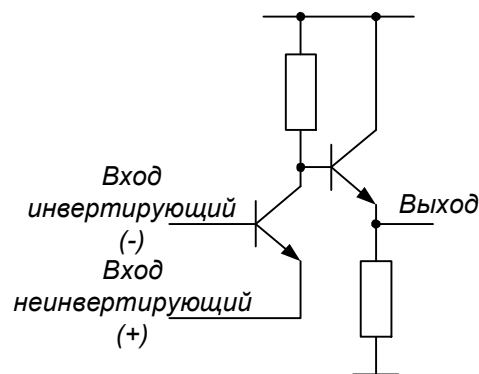


Рис. 7.11. Дифференциальный усилитель постоянного тока имеет два входа и выход

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 соответствующей питающей шины; в других случаях применяют известные по главе 2 симметричные дифференциальные каскады.

Так на рис. 7.11 знакомая нам уже самостабилизирующаяся схемная структура, соответствующая рис. 7.5, превращена в дифференциальный усилитель (ДУ); вторым (неинвертирующим) входом служит эмиттер $VT1$.

Рис. 7.12 изображает несколько других конфигураций усилителей постоянного тока. Вы должны проследить, что каждая из них пригодна для построения схемы с общей обратной связью, а именно: при соединении инвертирующего входа с выходом усилителя все активные приборы будут совмещаться друг с другом по уровням напряжений.

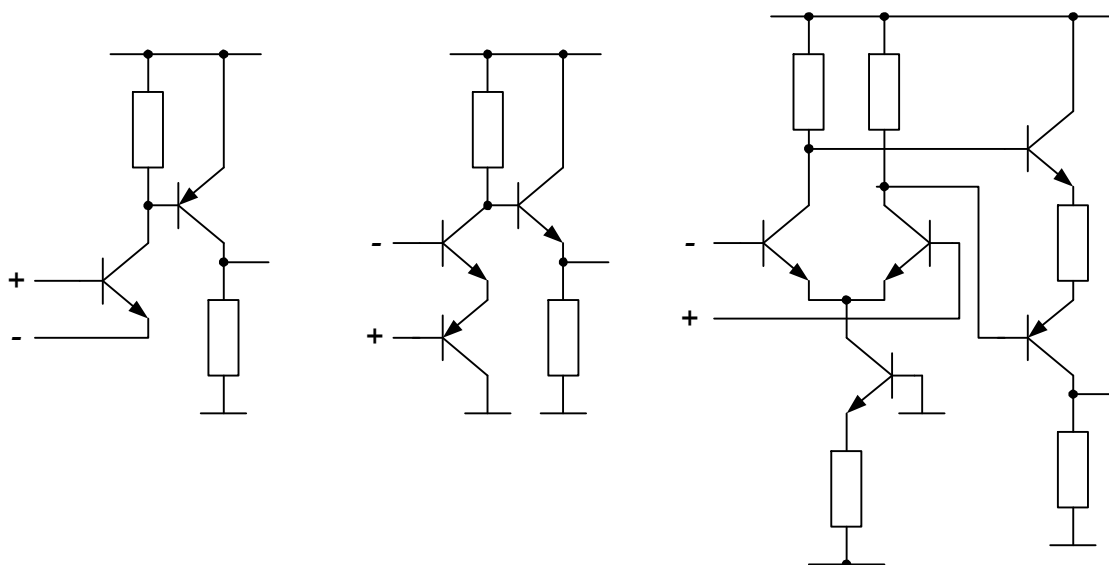


Рис. 7.12. Различные конфигурации дифференциальных усилительных структур работоспособны только при наличии обратной связи

Мне кажется почему-то, что изображенные схемы неработоспособны.

Разумеется – без обратной связи: в них отсутствуют элементы стабилизации режимов. Дифференциальный усилитель постоянного тока служит лишь заготовкой для построения стабилизированных линейных схем.

Повторитель напряжения. В любой из конфигураций ДУ замкнем кольцо отрицательной обратной связи с выхода на инвертирующий вход. Свойства полученного таким образом линейного устройства оценить легко: пренебрегая до поры «напряжением ошибки» между входами, имеем:

$$U_{ВЫХ} \approx U_{ВХ}.$$

Перед нами повторитель напряжения (см., например, рис. 7.13).

Масштабный усилитель. Если обратная связь подана через делитель напряжения (на рис. 7.14 это $R1, R1'$), – то получается схема масштабного усилителя.

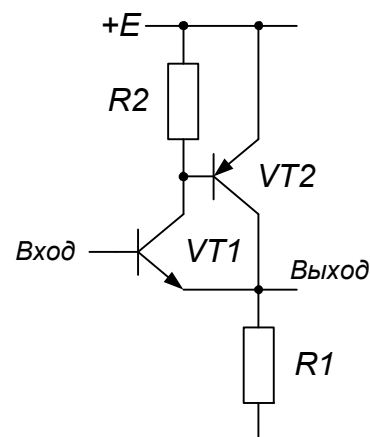


Рис. 7.13. В повторителе входное и выходное напряжения могут отсчитываться от любой (но одной и той же) точки схемы

Действительно, считая пока $U_{БЭ1} + U_{БЭ3} \approx 0$, имеем:

$$\frac{U_{БЫХ} R1'}{R1 + R1'} \approx U_{ВХ} \text{ и, таким образом:}$$

$$U_{БЫХ} = K_U U_{ВХ}, \quad K_U = (R1 + R1') / R1'.$$

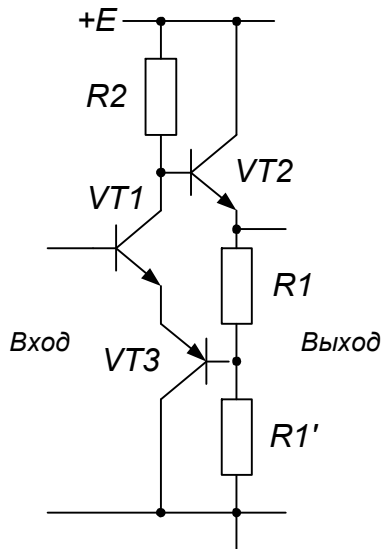


Рис. 7.14. В масштабном усилителе входное и выходное напряжения отсчитываются от «нижнего» конца делителя

$$I_{ВХ} \approx I_R, \quad I_R \approx U_{БЫХ} / R, \text{ отсюда:}$$

$$U_{БЫХ} \approx I_{ВХ} R.$$

Смещение нуля. Приведенные выше итоговые формулы, разумеется, можно принять разве что в начальном приближении: мы сознательно игнорировали влияние ненулевого постоянного напряжения между входами ДУ в рабочем режиме. Составляющую этого напряжения, не зависящую от величины сигнала, принято называть напряжением смещения нуля. Точнее говоря, напряжение, которое потребуется подать на вход, чтобы добиться нуля на выходе, и будет смещением нуля.

В схемах, где входной каскад является несимметричным, нуль ДУ грубо смещен: для рис. 7.13, 7.15 – на 0,7 В, а для рис. 7.14 – даже на 1,4 В. Убедитесь в этом, рассмотрев более точные

Применение

специального дифференциального входного каскада позволило здесь снизить погрешность, обусловленную протеканием входного тока по сопротивлениям 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. 7.15. Считая пренебрежимо малыми как $U_{БЭ1}$, так и $I_{Б1}$, получаем:

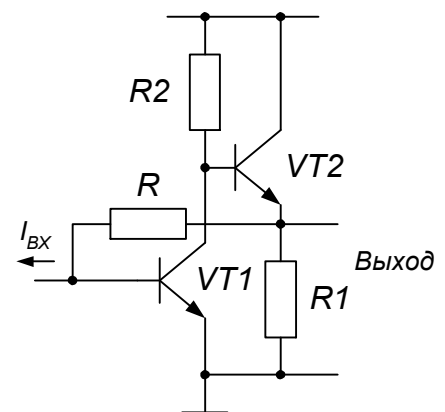


Рис. 7.15. В преобразователе тока в напряжение выходное напряжение отсчитывается от неинвертирующего входа делителя

соотношения для, например, масштабного усилителя (рис. 7.14):

$$\frac{U_{БЫХ} R1'}{R1 + R1'} \approx U_{БХ} - (U_{БЭ1} + U_{БЭ3}),$$

$$U_{БЫХ} \approx K_U U_{БХ} - K_U (U_{БЭ1} + U_{БЭ3}).$$

Скорее всего, именно нестабильные величины падений на переходах будут реально определять выходное напряжение схемы. Отметим, что чем выше усиление, тем больше и нестабильность напряжения выхода!

Логика проектирования поведет теперь нас, в зависимости от стоящих задач, по одному из трех направлений

1) В некоторых случаях можно примириться с наличием значительного смещения нуля. Например, в стабилизаторе постоянного напряжения это смещение можно учесть соответствующей корректировкой величины опорного напряжения.

2) Если требуется повышенная точность передачи постоянных уровней (усилитель постоянного тока), не обойтись без симметричного дифференциального входного каскада, как на последней схеме рис. 7.12. Здесь грубое смещение нуля ликвидировано, а более «тонкими» эффектами мы займемся в гл. 8.

3) Если схема с общей отрицательной обратной связью используется с целью стабилизации дифференциальных параметров только для переменных составляющих, можно просто разделить задачу точной передачи колебаний и задачу стабилизации режимов.

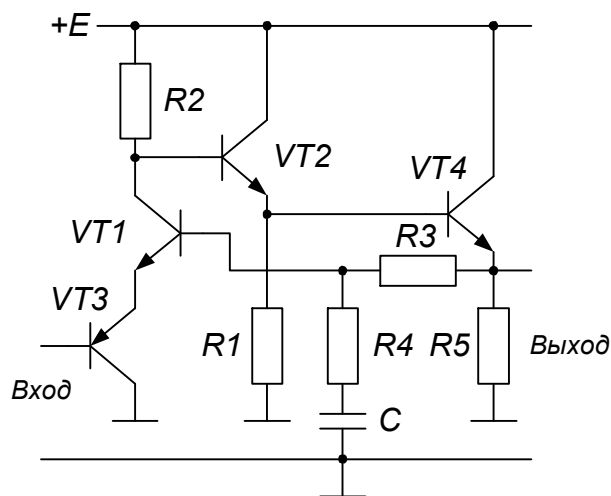


Рис. 7.16. Для постоянной составляющей напряжения на входе усилитель является повторителем

Как это сделать?

Сейчас будет показано.

Усилитель переменного

напряжения. Приведенные выше формулы, характеризующие свойства линейных схем с общей обратной связью, не теряют ведь своей силы, если относить их не к полным напряжениям (токам) входа и выхода, а лишь к амплитудным значениям их переменных составляющих, когда именно они интересуют разработчика. Более того, в последнем случае работа схем гораздо лучше

соответствует нашим ожиданиям: выполнение условий типа $u_{БЭ1} \ll u_{ВЫХ}$ и $u_{БЭ1} \ll u_{ВХ}$ для амплитуд напряжений гарантируется высоким усилением в петле обратной связи, значит, использование модели дифференциального усилителя с бесконечным усилением ($u_{БЭ1} = 0$) обычно вполне законно. Поэтому, когда не требуется усиления постоянных составляющих входного сигнала, приходят к конфигурациям, подобным рис. 7.16.

Здесь $K_U = (R3 + R4)/R4$ действителен только на тех частотах, где емкостное сопротивление $1/2\pi fC$ мало по сравнению с $R4$, а значит, высокое усиление для переменных сигналов не сопровождается нежелательным увеличением дрейфа режимов транзисторов. А с точки зрения режима (для постоянной составляющей) схема является просто повторителем напряжения.

Операционные усилители. Чем дальше, тем больше для меня ясно, что вы по сути разбираете операционные усилители (ОУ) и линейные схемы на их основе. Это сюжет довольно известный.

Это отчасти верно. Если мы применим привычные схемные обозначения, представленные на рис. 7.17, то поймем существо структуры линейных устройств с общей обратной связью, независимо от реализации усилителя постоянного тока.

Но схемы, которые мы разбирали, не являются классическими ОУ.

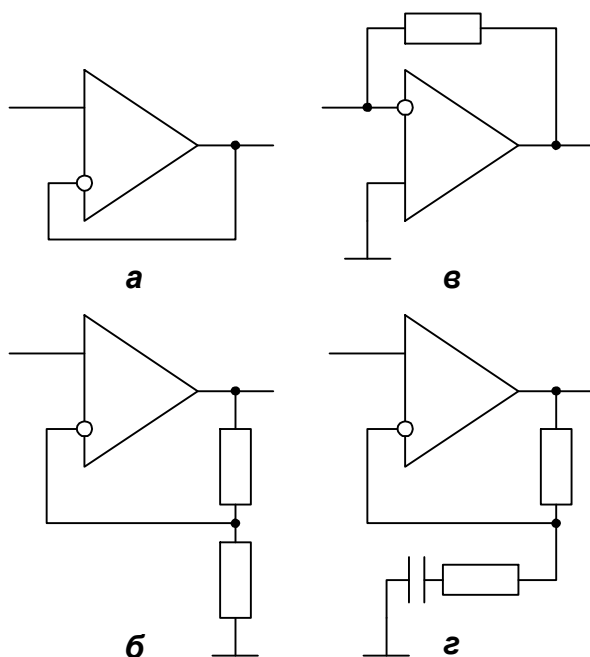


Рис. 7.17. Повторитель (а), масштабный усилитель (б), преобразователь тока в напряжение (в), усилитель переменного напряжения (з), – это структуры на основе дифференциальных усилителей

Тогда что такое операционный усилитель?

Понятие операционного усилителя пришло из техники аналогового моделирования; но с появлением дешевых интегральных ОУ они сделали типовыми элементами самых различных линейных и нелинейных устройств.

Собственно, универсальный операционный усилитель – это и есть дифференциальный усилитель постоянного тока, к которому однако предъявляются некоторые особые требования:

а) шкала уровней выходных напряжений должна быть достаточно широкой и примерно симметричной относительно «средней точки» источников питания;

б) шкала допустимых синфазных входных напряжений должна соответствовать

шкале выходных напряжений;

в) принимаются меры для улучшения всех параметров, влияющих на точность реальных измерительных схем с ОУ (это касается коэффициента усиления, смещения и дрейфа нуля, величин входных токов, уровня подавления синфазного сигнала);

г) специально решаются вопросы устойчивости схем с ОУ.

Но мы не будем здесь разбирать ни конкретно схемотехнику универсальных операционных усилителей, ни их применение: это неисчерпаемые темы и им посвящена своя литература. В то же время принципиальные стороны этих вопросов в главах 7 и 8 так или иначе затронуты.

Отдельно мы рассмотрим лишь общие подходы к синтезу специальных схем, от которых требуется точная передача постоянных напряжений и токов.

7.3. Измерительные схемы

Термином, стоящим в заглавии, мы объединим функциональные узлы, к которым предъявляются требования предельно возможной точности того или иного электрического параметра (в том числе и для постоянных составляющих сигналов), при этом диапазон входного (выходного) сигнала может быть сопоставим с уровнями питающих напряжений (токов). 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 вообще может идти о реализации узла разрабатываемой интегральной схемы.

Проработка вариантов такой реализации может склонить разработчика к отказу от универсального (и, в

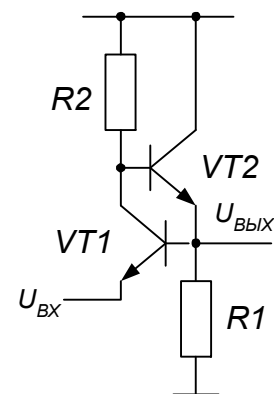


Рис. 7.18. В некомпенсированном повторителе рост выходного потенциала отстает от роста потенциала входа

сущности, в каждом частном случае «избыточного») операционного усилителя в пользу применения несложной специализированной прецизионной схемы. На этот случай опытный инженер владеет, разумеется, и подходом к синтезу подобных конфигураций.

Напряжение ошибки. В рассмотренных нами выше структурах с общей обратной связью входное напряжение первого каскада представляет собой ту «ошибку», которая и отражает несоответствие действительных передаточных свойств схемы простой расчетной модели, ставя выходную величину в зависимость от параметров полупроводниковых элементов.

Нельзя ли рассмотреть какой-нибудь пример?

Давайте рассмотрим элементарную схему повторителя напряжения (рис. 7.18).

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.

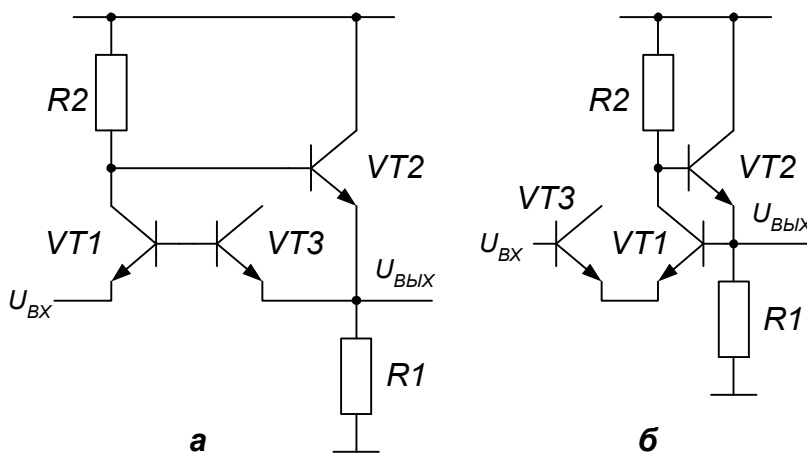


Рис. 7.19. Напряжения база-эмиттер $VT1$ и $VT3$ должны взаимно компенсироваться (а); вывод компенсирующего транзистора из кольца нежелателен (б)

Короче, $K_U < 1$.

Именно так.

Компенсирующий транзистор. В измерительных схемах напряжение база-эмиттер входного транзистора нейтрализуют путем встречного включения второго перехода. Чтобы добиться действительной компенсации, недостаточно еще

идентичности транзисторов и единого их температурного режима (достигаемых использованием согласованных транзисторных пар). Предельная точность схемы реализуется, когда обеспечен одинаковый электрический режим обоих транзисторов пары: равные значения коллекторных токов и потенциалов, независимо от сигнала на входе.

Преобразованные транзисторные кольца того же повторителя, но уже с предусмотренной компенсацией, изображены на рис. 7.19, однако следует предпочесть вариант с включением компенсирующего транзистора внутрь кольца обратной связи.

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 $U_{БХ}$ ток коллектора компенсирующего транзистора $VT3$, так же, как и у $VT1$, обязан снижаться.

Да; ну так что?

То, что пропорционально уменьшающийся ток базы входного транзистора на рис. 7.19, б соответствовал бы отрицательному входному сопротивлению структуры; реализация компенсированной схемы потребует введения положительной обратной связи! А это небезопасно; скажем, в случае, если выходное сопротивление источника сигнала превысит $|R_{БХ}|$, неизбежна потеря устойчивости.

Согласование режима пары. Итак, остановившись на первом варианте конфигурации, 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 достаточно уравнивать лишь потенциалы коллекторов.

Для $VT1$ (см. рис. 7.20, а):

$$U_{К1} = U_{ВЫХ} + U_{БЭ2}, \quad U_{Б1} = U_{ВЫХ} + U_{БЭ3},$$

$$U_{КБ1} \approx 0.$$

Обеспечить такой же режим для компенсирующего транзистора ($U_{КБ3} = 0$) не представляет трудностей: см. рис. 7.20, б.

На последнем рисунке повторитель вдобавок несколько улучшен с целью устранения очевидного недостатка – довольно большого входного тока (тока эмиттера

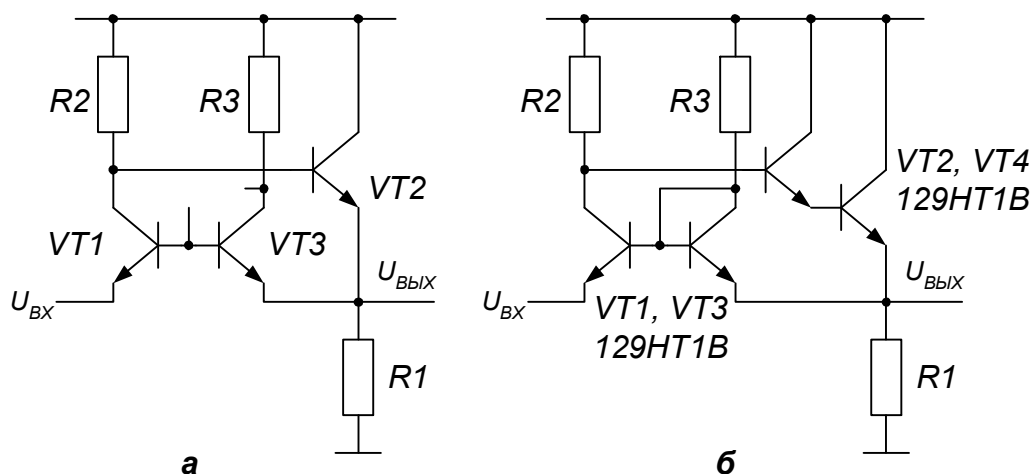


Рис. 7.20. При $R2 = R3$ равенство коллекторных потенциалов означает равенство токов (а);
компенсированный повторитель готов (б)

$VT1$); соотношение для него выведите самостоятельно. Снижению этого тока посредством увеличения сопротивлений коллекторных резисторов препятствует возможный разбаланс согласованной пары базовым током $VT2$, уменьшить его и поможет составной транзистор.

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 бесчисленного количества возможных схемных решений: на простейшем примере мы разобрали лишь метод.

Я для пробы собрал одну из приведенных здесь структур со стабилизированными параметрами, но она не желает работать: транзисторы закрыты.

Такое вполне возможно. Дело в том, что для схем постоянного тока не существует «стабилизации режима» как отдельной задачи; конфигурация и параметры схем должны быть согласованы с уровнями сигналов на входе и выходе.

7.4. Диапазон уровней

Схемы со стабилизированными параметрами (особенно – схемы типа измерительных) обычно работают в довольно широком диапазоне уровней входных и выходных напряжения и токов 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 главе 4 соотношения уровней в линейных каскадах, мы заботились лишь о выходной цепи усилительной схемы, где присутствует «большой» сигнал. Но теперь 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, действуя на электродах его транзисторов (относительно «земли»), оно вынуждает разработчика учитывать это обстоятельство при проектировании, внимательно проверяя уровни напряжений не только в последнем, но и в первом (дифференциальном) каскаде.

Составляя схему, исходят из неперемного условия, чтобы при любых допустимых синфазных потенциалах на входе структуры (от $U_{BX.max}$ до $U_{BX.min}$) коллекторные переходы всех транзисторов, относящихся к входному каскаду, были закрыты.

Кажется, в главе 2 мы уже накладывали такое требование при проектировании дифференциального каскада.

Верно.

Подобные же проверки для различных конфигураций вряд ли могут вызвать затруднения. К примеру, для схемы рис. 7.14 потенциал на базе VT1 не вправе превышать

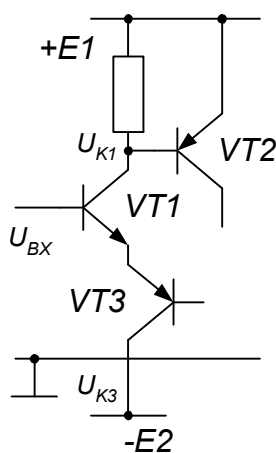


Рис. 7.21. Расширение диапазона допустимых синфазных сигналов требует увеличения U_{K1} , U_{K3}

значения $E - U_{БЭ2} = E - 0,7 В$ и не должен 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. 7.21).

Разумеется, все эти проблемы отпадают для схем преобразователей тока в напряжение и им подобных, где синфазный сигнал равен нулю.

Уровни выхода. Вопрос об уровнях напряжений на выходе оконечного транзистора, рассмотренный нами в

главе 4, требует здесь уточнения по причинам, которые будут сейчас ясны. Так, рассмотрев в качестве примера схему на рис. 7.22, *а*, мы заключаем, что потенциал на ее выходе не может быть произвольным.

Во-первых, он не вправе быть ниже уровня синфазного напряжения (напряжения на базе $VT2$), это соответствовало бы открыванию коллекторного перехода $VT2$. Возникает задача сдвига шкалы выходных уровней «вниз».

Во-вторых, уже $U_{\text{ВЫХ}} = 0$ соответствует закрыванию $VT4$ – ток его эмиттера снизится до нуля. Возникает задача баллаستировки выходного транзистора.

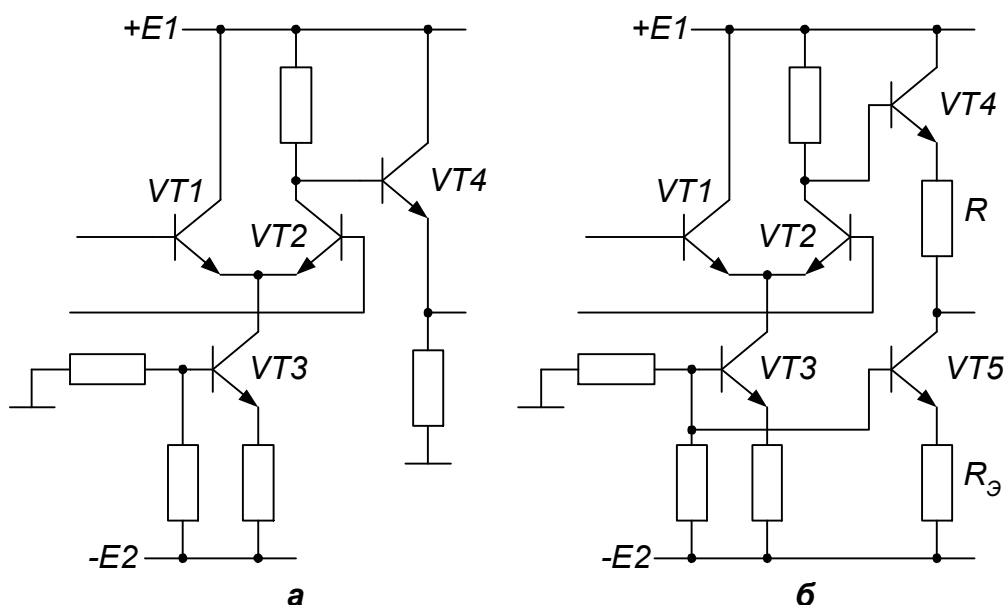


Рис. 7.22. Шкала выходных напряжений ограничена (*а*); генератор балластного тока одновременно решает задачу сдвига уровня (*б*)

Итак, работа с разнополярными сигналами даже на холостом ходу, т.е. при $I_H = 0$, требует доработки конфигурации.

Сдвиг уровня. Когда мы строим схему типа масштабного усилителя разнополярных напряжений (например, по рис. 7.17, *б*), то непременно сталкиваемся с ситуацией, что выходное напряжение может быть как выше, так и ниже синфазного входного сигнала. Разработчику приходится сопоставлять диапазоны уровней синфазного напряжения и уровней напряжений на выходе (шкалу выходных напряжений). Не всегда их легко совместить, как мы уже видели на рис. 7.22, *а*. Схемы, подобные рис. 7.21, разрешают подобную трудность за счет применения транзистора другого типа проводимости, но этот вариант может быть проблематичным для реализации в виде интегральной схемы.

Рис. 7.22, б показывает реализацию схемы сдвига уровня с применением генератора тока на $VT5$. В ней шкала выходных напряжений смещена относительно диапазона напряжений на коллекторе $VT2$ вниз на величину $U_{БЭ4} + I_{K5}R$. Регулируя второе слагаемое, можно расположить эту шкалу относительно «нуля» желаемым образом, например, симметрично.

Балластный ток. Снова сравним схемы на рис. 7.22 а и б. Генератор тока на $VT5$ выполняет также еще одну функцию: задает балластный ток выхода, равный I_{K5} , не допуская запираения выходного транзистора $VT4$ и обеспечивая самый нижний уровень выходного потенциала, равный потенциалу базы $VT5$.

Итак, при проектировании выхода структуры разработчик выберет, во-первых, напряжения питания: так, чтобы $E1 > U_{БВХ.max}$ и $-E2 < U_{БВХ.min}$. Во-вторых, если это требуется, он тем или иным способом «отвяжет» шкалу выхода от шкалы синфазных напряжений. В-третьих, задаст балластный ток окончного транзистора из условия отсутствия закрывания его для всех возможных значений $U_{БВХ}$.

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 будет 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.

Мне так и казалось...

Нагрузка может быть «привязана» не к нулевой шине. И даже быть вовсе не омической.

То есть – нелинейной?

Да. Следовательно, разработчик должен располагать в общем случае данными о том, как меняется I_H в зависимости от $U_{БВХ}$, то есть вольтамперной кривой нагрузки!

Впрочем, фактически требуется знать лишь одно значение I_H : для $U_{БВХ.max}$ либо для $U_{БВХ.min}$, – смотря по тому, какой из этих случаев является «наихудшим» для данной конфигурации, т.е. соответствующим наименьшему току последнего транзистора. Подгрузка балластным током призвана не допустить его закрывания в этом случае.

Двухполярные каскады. Схемы, подобные изображенной на рис. 7.23, исключают закрывание окончного каскада, а значит, не нуждаются в балластных токах. Однако,

обратившись к ним, разработчик должен быть готов натолкнуться на их особенности, иные из которых будут затронуты в дальнейшем.

Наше рассмотрение многотранзисторных схем, охваченных общей обратной связью (в том числе и измерительных) поневоле ограничивалось пока лишь одной стороной проектирования: вопросами синтеза. Не менее важный аспект проектирования, количественный анализ структур, – требует особого разговора, в следующей главе.

Предвижу, что это будет весьма сложно.

Однако 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.

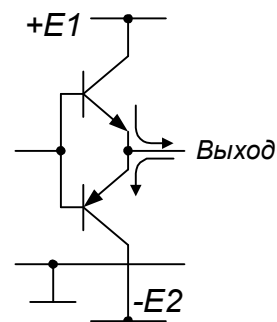


Рис. 7.23. В двухполярных оконечных каскадах обеспечиваются любые направления выходного тока

7.5. Вопросы из практики

В брошюре, откуда я взял схему предусилителя (рис. 7.24), сказано, что режим первого транзистора устанавливается потенциометром $R2$. Только этот режим почему-то не удается регулировать...

Естественно. Величина $R2$ определяет режим вовсе не $VT1$, а $VT3$! В самом деле, по свойству самостабилизирующихся структур – ток стока $VT1$ зависит от входа следующего каскада. В данном случае:

$$I_{C1} = \frac{U_{БЭ2} + U_{БЭ3}}{R1} = \frac{1,3 \text{ В}}{56 \text{ кОм}} = 23 \text{ мкА}$$

(не принимая во внимание незначительного базового тока $VT2$).

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:

$$I_{K3} = U_{отс} / R2.$$

Разумеется, от $R2$ зависит также и коэффициент передачи напряжения: $K_U = (R2 + R3) / R2$.

Я собрал лабораторный стабилизатор по схеме рис. 7.25. Но при испытании на холостом ходу не удается получить выходное напряжение ниже 0,5 В (далее потенциометр почему-то прекращает управлять напряжением)...

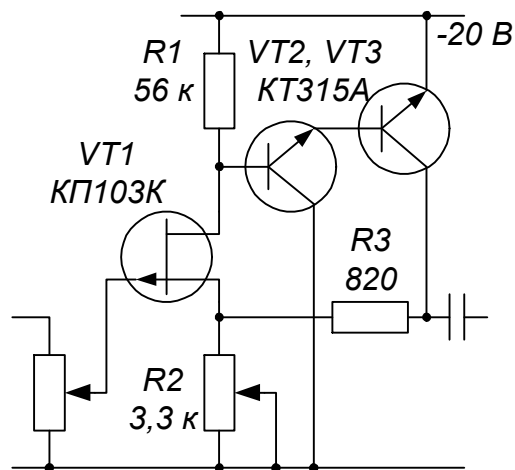


Рис. 7.24. Что регулирует потенциометр $R2$?

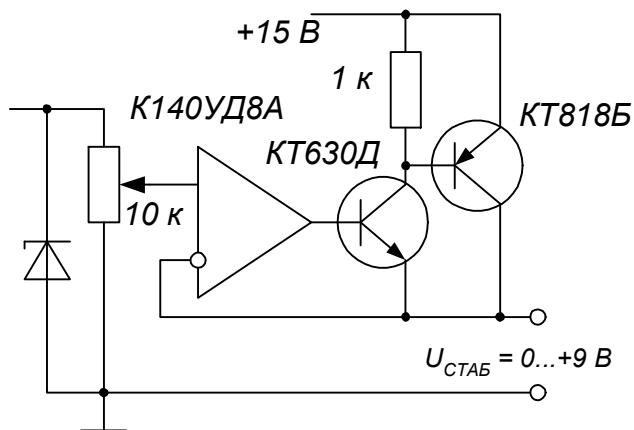


Рис. 7.25. Почему не уменьшается выходное напряжение?

$R_H = 0,5 \text{ В} / I_{KB0}$, это позволяет оценить входное сопротивление вашего вольтметра...

Понимаю: это шутка.

Если серьезно, то нужно было обеспечить выходному каскаду балластный ток, хотя бы так, как на рис. 7.26. Ток через R , при минимальном выходном напряжении, должен быть больше I_{KB0} оконечного транзистора (с учетом его возможного нагрева).

Есть идея: в двухтранзисторной структуре для повышения стабильности тока коллектора VT1 добавить резистор в цепь эмиттера ($R1$ на рис. 7.27).

Давайте проверим:

$$E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3} = I_1 (R1 + R2),$$

$$I_1 = \frac{E - U_{БЭ2} - U_{БЭ1} - U_{R3}}{R1 + R2}.$$

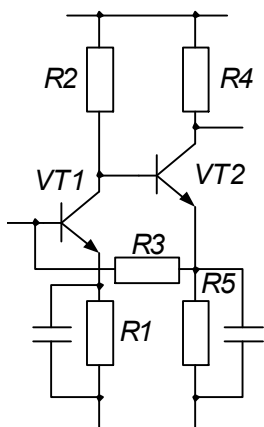


Рис. 7.27. Стабильность улучшена?

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!

Точно...

А еще точнее, они закроются уже тогда, когда ток нагрузки сравняется с током утечки коллекторного перехода транзистора KT818Б. Из вашей информации следует, между прочим, что:

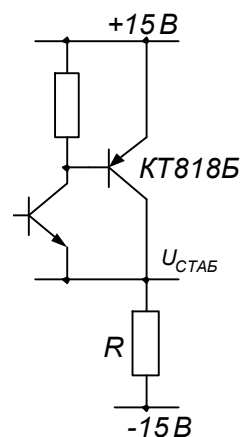


Рис. 7.26. Балластный ток должен превышать ток утечки транзистора

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.

У меня отказала усилительная схема. На рис. 7.28 я проставил результаты замера потенциалов. Но как 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, и инженер ищет тот, для которого сочетание напряжений

не соответствует ни одному из возможных состояний: он-то и будет дефектным.

Так, для исправной схемы рис. 7.28, очевидно, потенциалы всех баз и коллекторов должны составлять $0,7\text{ В}$. На рис. 7.29 подозрителен режим $VT3$: нулевое напряжение на базе соответствует закрытому транзистору, но при этом $U_{КЭ}$ не может быть нулевым! Налицо короткое замыкание коллектор-эмиттер.

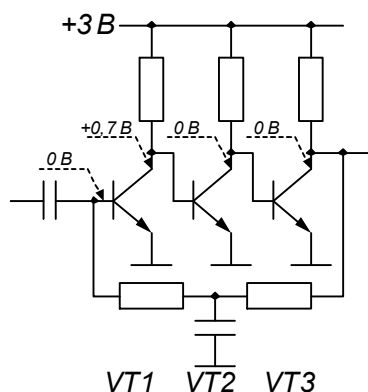


Рис. 7.29. У неисправного $VT3$ потенциалы базы и коллектора несовместимы

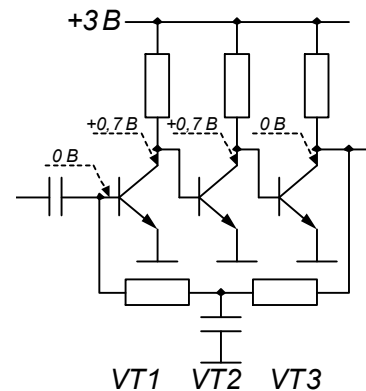


Рис. 7.28. Какой из транзисторов отказал?

Хорошо, а что же у меня?

Ситуация в вашей задаче сложнее: напряжения на электродах всех приборов в принципе совместимы. Опытный специалист отметит тогда транзистор, находящийся в мнимо активном режиме ($VT2$). При разрыве кольца активный режим невозможен; после некоторого раздумья готово и заключение: обрыв коллектора $VT2$.

Глава 8

Многотранзисторные структуры. Анализ

8.1. Точность измерительных схем

Проектирование линейных каскадов предполагает непременно количественную оценку параметров. Такие привычные величины, как входное и выходное сопротивления, коэффициент передачи (точнее, отклонение его от установленного значения), – всегда интересуют разработчика: собственно, они и диктуют выбор конфигурации из многих возможных. К тому же, ориентируясь на них, производится подробный ее анализ.

Однако следует честно признаться: имея дело со схемами типа измерительных, специалисты с осторожностью обращаются к дифференциальным параметрам. Действительно, такие схемы никак нельзя отнести к малосигнальным; диапазон входных и выходных электрических величин бывает таков, что теряет смысл привычное понятие «режима» активных элементов. Поэтому параметры, связанные с небольшими приращениями напряжений и токов относительно фиксированных их значений, мало характеризуют работу устройств.

Показатели качества. Одним из условий, определяющих успех любого проектирования, является правильный выбор показателей качества, на которые ориентируется разработчик при оценке технических решений. Опыт и здравый смысл могут предостеречь здесь от нелепых ошибок.

Как вы считаете, прав ли инженер, требующий максимального входного сопротивления от точной измерительной схемы, предназначенной для подключения к высокоомной цепи?

Не сомневаюсь.

А зря. Упущен из виду важный момент: 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 устройства, что борьба за получение высокого дифференциального сопротивления потеряет смысл.

Тогда как же правильно подходить к делу?

Для схемы, от которой требуется наивысшая точность передачи сигнала, разработчика интересует, в конечном счете: в каких пределах будет находиться результирующая погрешность 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 полученной схемы.

Анализ напряжения ошибки. Нет смысла подробно заниматься здесь примитивными схемами, в которых отсутствует компенсация: величина ошибки, равная, по меньшей мере, напряжению $U_{БЭ}$ входного транзистора, достаточно говорит о достижимой «точности» там, когда важны постоянные составляющие электрических величин. Но когда включением компенсирующего транзистора (или транзисторов) мы пытаемся добиться предельной точности, необходимо детальное исследование факторов, препятствующих полной компенсации напряжения ошибки. Таких факторов два.

1) Неидентичность транзисторов. Она характеризуется разностью напряжений база-эмиттер транзисторов при одинаковом режиме их работы. Например, для согласованной пары 129НТ1В технические условия предусматривают: $U_{БЭ1} - U_{БЭ2} \leq 3 \text{ мВ}$ при $I_K = 1 \text{ мА}$ и $U_{КБ} = 5 \text{ В}$. Стоит, однако, отметить, что на самом деле указанная разность почти не зависит от режимов транзисторов, покуда они согласованы.

Вы имеете в виду, что при других значениях токов – погрешность будет та же?

Да. Но только не для полевых транзисторов!

Если у согласованной полевой пары 504НТ2А разность напряжений затвор-исток должна лежать в пределах 30 мВ при $I_C = 100 \text{ мкА}$, $U_{СИ} = -5 \text{ В}$, то эта гарантия действительна именно для оговоренного режима. Впрочем, не будет ошибкой полагаться на то, что величина $\Delta U_{ЗИ}$ с уменьшением I_C может только снижаться.

Следует обращать внимание и на предельную величину температурного дрейфа разности входных напряжений; соответствующие данные вы всегда найдете в документации.

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) вы легко выведете: 10-процентное различие коллекторных токов идентичных транзисторов вызывает разницу напряжений $U_{БЭ}$, равную $2,5 \text{ мВ}$.

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 $\Delta U_{3И}$ падает с уменьшением I_C .

Именно разбаланс транзисторов согласованной дифференциальной пары требует детального рассмотрения при анализе структуры: он определяет ту составляющую погрешности, на которую реально повлиять. Сначала нас интересуют причины возможного различия токов.

Разброс коллекторных резисторов. Этот фактор непосредственно диктует разницу токов при равных потенциалах коллекторов согласованной транзисторной пары. И разработчик не упустит из виду, 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. При очень малых токах (что типично для режима компенсированного входного

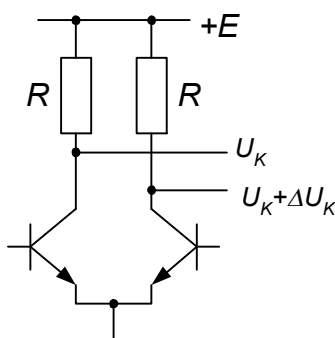


Рис. 8.1. Чем выше E , тем меньше разбаланс, создаваемый различием коллекторных напряжений

каскада) величина коллекторного напряжения влиять непосредственно на форму характеристики прямой передачи транзисторов почти не будет. Разница коллекторных потенциалов более опасна тем, что вызывает различие токов резисторов. Из рис. 8.1 видно, что их относительный разбаланс равен:

$$\frac{\Delta I}{I} = \frac{\Delta U_K}{E - U_K}.$$

Увеличение потенциала питания улучшает симметрию токов.

Ответвление тока. Равенство токов резисторов нагрузки дифференциальной транзисторной пары не означает еще равенства токов коллекторов. Доля тока, отходящая в последующую часть схемы, должна быть оценена в ходе анализа конфигурации. Нередко величина этого отходящего тока более всего зависит от внешней нагрузки, подключаемой к схеме, и от уровня входного сигнала, а значит, такой анализ должен быть проведен для всего диапазона возможных изменений упомянутых величин.

Парадокс «выходного сопротивления». Для многих привычно, впрочем, что величина дифференциального параметра $dU_{\text{ВЫХ}}/dI_H$ как раз и должна характеризовать влияние тока нагрузки на точность схемы.

Ну, конечно, это же **выходное сопротивление**.

Анализ должен, казалось бы, свестись к расчету выходного сопротивления структуры, а это не так уж сложно: надо оценить величину крутизны прямой передачи $S_y = |dU_{\text{ВЫХ}}/dI_{\text{ВХ}}|$ усилительной схемы, входящей в структуру, считая схему работающей на короткозамкнутую нагрузку.

Так для рис. 8.2:

$$S_y = \left| \frac{dI_{\text{Э2}}}{dU_{\text{БЭ1}}} \right|$$

(входы дифференциального усилителя – это эмиттер и база VT1).

Для получения крутизны разработчик, глядя на схему, немедленно развернет цепочку формул:

$$dI_{\text{Э2}} = h_{21\text{Э2}} dI_{\text{Б2}};$$

$$dI_{\text{Б2}} = dI_{\text{Р1}} - dI_{\text{К1}};$$

$$dI_{\text{Р1}} = -dU_{\text{БЭ2}}/R1 = -dI_{\text{Э2}}/S_2 R1;$$

$$dI_{\text{К1}} = S_1 dU_{\text{БЭ1}}.$$

Отсюда без труда получается:

$$S_y = \frac{S_1 h_{21\text{Э2}}}{\frac{h_{21\text{Э2}}}{S_2 R1} + 1}.$$

С величиной крутизны прямо связано и выходное сопротивление:

$$\frac{1}{R_{\text{ВЫХ}}} = S_y \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dU_{\text{ВЫХ}}},$$

причем $dU_{\text{ВХ}}/dU_{\text{ВЫХ}}$ имеет смысл коэффициента передачи напряжения с выхода на вход по цепи обратной связи, равного, например, для схемы рис. 8.2: $R3/(R2 + R3)$. Следовательно, для нее же:

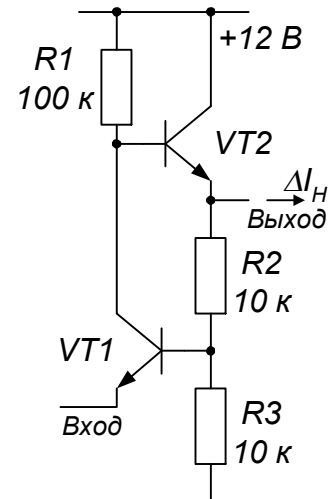


Рис. 8.2. Выходное сопротивление имеет смысл лишь для малых изменений тока нагрузки

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{1 + \frac{h_{21Э2}}{S_2 R_1}}{S_1 h_{21Э2}} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}. \quad (8.2)$$

Анализ такого рода несложен, но эффектен, и естественно ведет к численному результату. Полагая $U_{\text{ВЫХ}} = 5 \text{ В}$, разработчик без труда определит токи транзисторов (без внешней нагрузки): $I_{K2} = 0,25 \text{ мА}$, $I_{K1} = 0,065 \text{ мА}$. Это дает значения дифференциальных параметров транзисторов: $S_2 = 10 \text{ мА/В}$, $S_1 = 2,6 \text{ мА/В}$. Считая, что $h_{21Э} = 40$ для VT2, из (8.2) получается: $R_{\text{ВЫХ}} = 20 \text{ Ом}$.

Удовлетворившись расчетом, можно смело взяться теперь за оценку влияния нагрузки на выходное напряжение. Скажем, при появлении тока нагрузки величиной 5 мА – насколько снизится $U_{\text{ВЫХ}}$?

Это ясно: на $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta I_H R_{\text{ВЫХ}} = 0,1 \text{ В}$.

А теперь прикиньте, как изменятся режимы в схеме при $I_H = 5 \text{ мА}$: в действительности VT1 будет закрыт, а напряжение на выходе упадет практически до нуля!

Вот это сюрприз...

Этот шокирующий пример того, что линейная модель оказывается полностью неадекватной – отнюдь не последний, в чем еще придется убедиться.

Вы хотите сказать, что мы зря потратили время на математические упражнения?

Пожалуй. Впрочем, проведенный анализ выходного сопротивления схемной структуры может оказаться бесполезным, если применить его там, где линейная модель полностью адекватна. А именно, соотношением для $R_{\text{ВЫХ}}$ удобно воспользоваться в целях проверки синтезированной схемы на возможность самовозбуждения.

8.2. Устойчивость структур

Было бы опрометчивым утверждать, что задача анализа устойчивости структур элементарна; но оценочный подход, тем не менее, совсем не так сложен.

Возможную неустойчивость структур с обратной связью удобнее всего бывает интерпретировать как раз через ее дифференциальное выходное сопротивление, обратно пропорциональное крутизне усилителя, имея в виду частотную зависимость этого параметра. Опытный инженер знает, что учитывать здесь практически приходится лишь зависимость коэффициента передачи тока базы от частоты.

Комплексный коэффициент передачи тока. Говоря языком теоретической электротехники, коэффициент передачи тока базы транзистора не является действительной величиной. В весьма высокой мере справедливо:

$$\bar{h}_{21\varnothing} = \frac{h_{21\varnothing}}{1 + jf / f_{\beta}}, \quad (8.3)$$

где в числителе – статическое значение параметра, а относительно f_{β} будет сказано ниже.

Анализ ДУ на устойчивость начинается с того, что в полученное соотношение для выходного сопротивления подставляют комплексные коэффициенты передачи тока, зависящие от частоты. Например, к рассмотренной ранее схеме (рис. 8.2), для которой формула для $R_{\text{вых}}$ (8.2) уже получена, мы теперь запишем:

$$\bar{Z}_{\text{вых}} = \frac{\frac{\bar{h}_{21\varnothing 2}}{S_2 R_1} + 1}{S_1 \bar{h}_{21\varnothing 2}}.$$

Здесь для упрощения мы приняли $R_2 = 0$ (превратили масштабный усилитель в повторитель, см. рис. 8.3, а). Вы простите мне желание не загромождать суть дела добавочными коэффициентами?

Охотно.

Далее:

$$\bar{Z}_{\text{вых}} = \frac{\left[\frac{h_{21\varnothing 2}}{S_2 R_1 (1 + jf / f_{\beta 2})} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 1})}{S_1 h_{21\varnothing 2}} = \frac{1}{S_1 h_{21\varnothing 2}} + \frac{1}{S_1 S_2 R_1} + \frac{jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21\varnothing 2}}. \quad (8.3)$$

Потенциальная неустойчивость. Для того чтобы схемная структура 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).

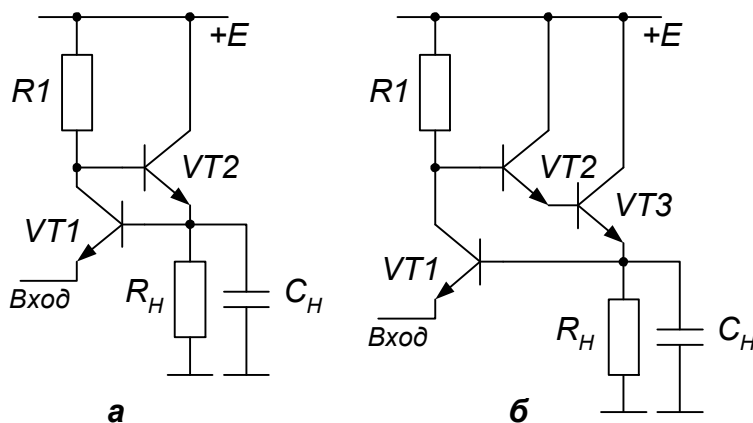


Рис. 8.3. Устойчивый повторитель (а) при добавлении транзистора превращается в потенциально неустойчивый (б)

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, устойчив всегда: активная составляющая $\bar{Z}_{ВЫХ}$ положительна. В качестве другого примера 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, заменяя в нем, по понятным причинам, $\bar{h}_{21\Omega 2}$ на $\bar{h}_{21\Omega 2} \cdot \bar{h}_{21\Omega 3}$, а S_2 на $0,5 S_2$. Тогда:

$$\bar{Z}_{ВЫХ} = \frac{\left[\frac{h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}}{0,5 S_2 R_1 (1 + jf / f_{\beta 2})^2} + 1 \right] \cdot (1 + jf / f_{\beta 2})^2}{S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} = \quad (8.4)$$

$$= \frac{1}{S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} + \frac{2}{S_1 S_2 R_1} - \frac{f^2}{f_{\beta 2}^2 S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}} + \frac{2jf}{f_{\beta 2} S_1 h_{21\Omega 2} h_{21\Omega 3}}.$$

«Незначительная» доработка схемы существенно изменила ее свойства: с повышением частоты активная часть выходного сопротивления непременно станет отрицательной! Легко увидеть, что это случится, во всяком случае, при $f > f_{\beta 2}$. А значит, использование транзисторов с лучшими частотными свойствами расширит диапазон устойчивости, и дальше мы увидим, чем это выгодно. Специалист отметит из (8.4), что реактивная составляющая $\bar{Z}_{ВЫХ}$ имеет индуктивный характер, и, следовательно, опасна емкостная нагрузка.

Реальная неустойчивость. Наша новая схемная структура стала потенциально неустойчивой.

Что значит – потенциальной? А будет ли самовозбуждение в действительности?

Чтобы это узнать, придется проделать, может быть и громоздкие, но по существу элементарные выкладки: получить выражение для комплексной выходной проводимости $1/\bar{Z}_{ВЫХ}$, выделив действительную и мнимую части.

И дальнейший анализ призван ответить на вопросы: не становится ли на некоторых частотах абсолютная величина отрицательной активной составляющей выходной проводимости большей, чем

активная проводимость (положительная) нагрузки? действительно ли реактивные проводимости выхода и нагрузки имеют разные знаки? не становятся ли равными на одной из этих частот их величины?

Если есть хотя бы одно «нет»?

Тогда опасения снимаются.

Само собой разумеется, что разработчик проведет свои расчеты, ориентируясь на наихудший случай (максимальная ожидаемая величина R_H), а если C_H предполагается меняющейся, – то в диапазоне возможных значений этой емкости.

Допустим, расчет показал, что самовозбуждение реально. Что тогда?

Если невозможно перейти к другой, потенциально устойчивой схемной структуре, разработчику придется использовать элементы частотной коррекции. Здесь мы подошли к вопросам, уж точно выходящим за рамки книги. Но я все равно не могу удержаться от некоторых замечаний.

Предельная частота усиления по току. Параметр f_β , фигурировавший выше, – это та частота, на которой модуль коэффициента передачи снижается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со статическим значением $h_{21Э}$. Хотя для некоторых приборов f_β непосредственно гарантируется изготовителем (см., например, технические условия на транзисторы 1Т403), чаще инженеру приходится самому давать оценку f_β , зная, что на данной частоте как раз сопрягаются две различные модели транзисторов, которые нам приходилось использовать ранее:

а) с фиксированным коэффициентом передачи тока, равным его статическому значению (модель, пригодная для низких частот);

б) 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 $|h_{21Э}| = 1$).

Не очень-то понятно...

Приведем пример. Для 2Т608Б дано: $|h_{21Э}| \geq 2$ на частоте 100 МГц. Тогда $|h_{21Э}| = 1$ будет на частоте, как минимум, $100 \cdot 2 = 200$ МГц.

Величина $h_{21Э}$ для этого же транзистора лежит в пределах 40...160. Значит, в наихудшем случае:
 $f_{\beta \min} = 200/160 = 1,25$ МГц.

В наихудшем – это в каком?

В данном случае – при максимальном $h_{21Э}$.

Звено первого порядка. Понятно, что на частотах, существенно меньших, чем f_β наиболее высокочастотного из транзисторов, схема с отрицательной обратной связью самовозбудиться не может: частота возможной генерации всегда будет лежать вблизи предельной частоты усиления по току. На это и рассчитывает специалист, искусственно сужая во много раз частотный диапазон ДУ. Для этого он намеренно вводит какую-либо из емкостей, от которых при разработке высокочастотных усилителей стараются, напротив, избавиться (ср. с главой 3).

Не всякое сужение частотного диапазона достигает цели: но если оно обуславливается единственным инерционным звеном (так называемым звеном 1-го порядка) – структура принципиально устойчива. В самом деле, при этом для любой транзисторной конфигурации крутизна усилительной схемы 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: предполагается, что

$$f_{\max} \ll f_\beta, \quad (8.6)$$

и, следовательно, частотные свойства транзисторов принимать в расчет нет смысла.

Легко проверить: условие (8.6) для (8.5) приводит к тому, что любая структура практически 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: $h_{213} = h_{2132} h_{2133}$, $S = 0,5 S_2$, $C_d = C$.

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

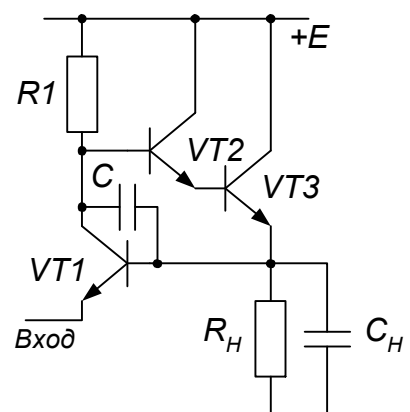


Рис. 8.4. Включение корректирующего конденсатора превращает составной транзистор в «одиночный»

самом деле, известное нам из главы 3 соотношение:

$$C_D = S / 2\pi f |h_{21Э}|,$$

– мы легко можем преобразовать:

$$C_D = S / 2\pi f_T = S / 2\pi f_\beta h_{21Э}.$$

Введение добавочной емкости C , играющей как бы роль «диффузионной», соответствует эквивалентному значению f_β для составного «виртуального транзистора»:

$$f_{\beta_{ЭКВ}} = S / 2\pi C h_{21Э} = S_2 / 4\pi C h_{21Э2} h_{21Э3}.$$

Если величину C выбрали так, чтобы наибольшее значение $f_{\beta_{ЭКВ}}$ 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*.

Интересно, 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.

Разумеется, частотная коррекция не может не ухудшать передаточных свойств схемы в диапазоне частот. Если применены транзисторы с высокими значениями f_β , потребуется корректирующая емкость меньшей величины, что является преимуществом. Но все равно не обойтись без соответствующего анализа, которым мы займемся далее.

8.3. Частотные свойства структур

Распространено мнение, что отрицательная обратная связь расширяет полосу пропускания и стабилизирует амплитудно-частотную характеристику линейных схем.

А разве это не так?

Да, в общем, так оно и есть. Во многих книгах можно встретить эффектные выкладки, подтверждающие, что применение общей обратной связи якобы улучшает во много раз частотные свойства усилителя.

Якобы???

Снова и снова мы будем предостерегать от наивного доверия к готовым рецептам.

Адекватность моделей. Одна из типичных ошибок при проектировании состоит в том, что упускают из виду границы применимости тех или иных общих положений. И,

раздумывая о причинах неудачи, начинающий инженер со временем поймет: выводы, базирующиеся на линейных моделях, нужно с великой осторожностью распространять на устройства, работающие с большими сигналами. Много раз мы имели поводы отметить это, в том числе – и для структур с общей обратной связью, легко соблазняющих разработчика не заглядывать «внутрь» схемы, пренебрегая анализом происходящих в ней процессов.

Такой анализ и не кажется необходимым...

Это мнение ошибочно.

Звено с ограничением. Имея дело со схемами, охваченными общей обратной связью, не стоит забывать положения теории замкнутых систем автоматического регулирования. На структурной схеме, изображенной на рис. 8.5, для нас представляет интерес последовательно включенные: звено с ограничением и инерционное звено.

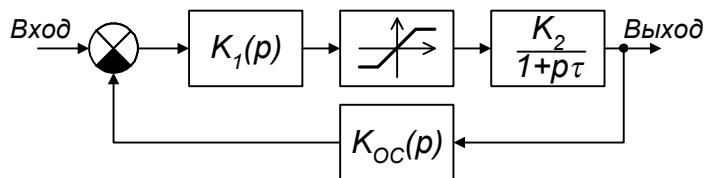


Рис. 8.5. С ростом частоты увеличивается амплитуда сигнала на входе ограничителя

Очевидно, что с повышением частоты входного синусоидального колебания выше $1/2\pi\tau$ 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 апертюры ограничителя: это и будет реальным пределом частотного диапазона системы.

Но какое отношение имеет эта модель к полупроводниковой схеме, пусть и с общей обратной связью?

Прямое. Известно, что в каждом из каскадов сложной схемы 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.

То есть окончанный?

Нет, предоконечный.

Как так?

Это мы и разберем ниже на примерах.

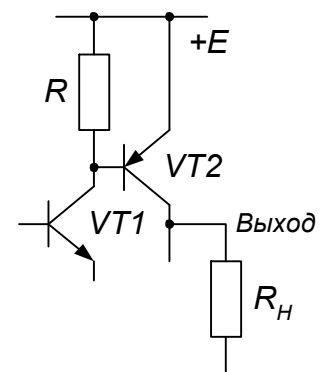


Рис. 8.6. При снижении $h_{21Э2}$ предвыходной каскад перегружается базовым током окончного транзистора

Низкочастотный выходной транзистор. Десятилетия назад казалось заманчивым использовать в широкополосных устройствах дешевые транзисторы, плохие частотные свойства которых 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 структуре со стабилизированными параметрами возрастает с увеличением частоты передаваемых колебаний. Действительно,

$$i_{B2} = i_{K2} / |h_{21Э}|,$$

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, по (4.5):

$$i_{K1} < I_{K1}, \quad (8.7)$$

то неизбежен заход в область отсечки транзистора $VT1$, который и проявит свои свойства «звена с ограничением». 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:

$$i_{K1} = \sqrt{i_{B2}^2 + i_R^2},$$

– для тех частот, где модуль коэффициента передачи уже во много раз ниже статического значения этого параметра (когда I_{B2} имеет емкостный характер). Для не слишком высоких частот лучше в видах надежности намеренно завысить оценку тока, считая, что в наихудшем случае:

$$i_{K1} = i_{B2} + i_R.$$

Этим мы заведомо перекроем возможные погрешности, связанные с дополнительными поворотами

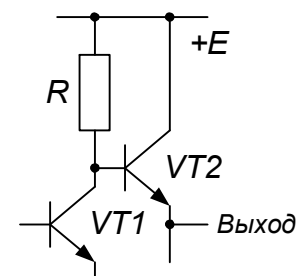


Рис. 8.7. Эмиттерный выход не дает расширения частотного диапазона

фазы базового тока из-за того, что ток нагрузки имеет и емкостную составляющую (а это случается очень часто).

Теперь, исходя из (8.7), вы оцените и предельную частоту, на которой неискаженная передача сигнала еще гарантирована. Если же потребуются расширить частотный диапазон схемы, придется увеличивать ток покоя предвыходного каскада путем снижения 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:

$$i_R = u_{B2} / R \approx u_{BIX} / R.$$

Требования к току покоя $VT1$ получатся практически теми же.

Впрочем, как мы сейчас увидим, вопрос о реализации выбранного тока покоя предвыходного транзистора не так прост.

Температура и предельная частота. Неужели же температура полупроводниковых приборов может влиять на частотные свойства схем? Не верится что-то...

Однако это так. Вспомним свойство самостабилизирующихся структур: базовая цепь выходного транзистора определяет режим предыдущего.

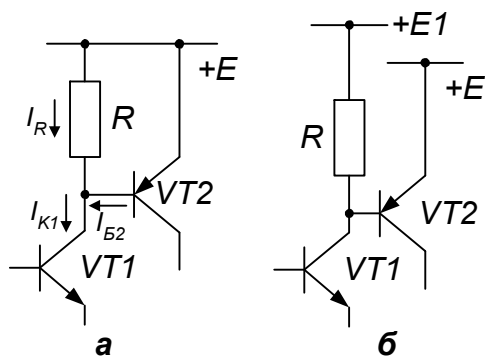


Рис. 8.8. В нестабильной конфигурации (а) температурное снижение тока приводит к искажениям высоких частот: необходима фиксация режима (б)

Из рис. 8.8, а очевидно:

$$I_{K1} = I_R + I_{B2} = U_{BЭ2} / R + I_{B2}.$$

Стабильность тока коллектора $VT1$, как и всегда в таких конфигурациях, оказывается невысокой. 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, и особенно – если в качестве $VT2$ взят германиевый транзистор.

Почему 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_{KB0} . Максимальная величина этого тока (всегда приводимая в паспорте) может достигать до миллиампер у мощных германиевых приборов. В таких случаях уже непригодна использовавшаяся нами ранее модель транзистора, где принималось: $I_{KB0} = 0$.

Заметьте, I_{KB0} протекает в базовой цепи противоположно рабочему базовому току.

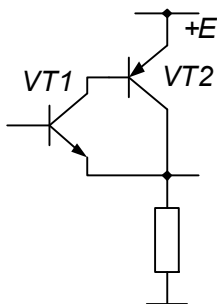
Выходит, что I_{B2} с ростом температуры может даже изменить направление?

Легко. Тогда (при постоянном I_R) I_{K1} упадет еще сильнее!

По крайней мере, первый из этих двух факторов устраняется переходом к известному из главы 7 включению с повышенной стабильностью режима (рис. 8.8, б). В этой улучшенной схемной структуре уменьшается и переменная составляющая коллекторного тока предвыходного транзистора: она включает практически только i_{B2}

Теперь уже можно сделать вывод: подключение параллельно резистору нагрузки участка база-эмиттер последующего транзистора является «слабым звеном» также и в схемных структурах со стабилизацией параметров; оно ухудшает частотные свойства при больших сигналах.

Простота хуже воровства. Совершенно недопустимым для серьезного разработчика является использование конфигураций, наподобие изображенной на рис. 8.9, соблазняющих «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 $VT1$ слишком мал, линейность сохраняется лишь при низком КПД

— будет нарушено уже на умеренно высоких частотах, что повлечет за собой неизбежные искажения входных сигналов. Впрочем, влияние тока I_{KB0} может привести к прекращению работы схемы на всех частотах и для любых сигналов, а подробнее вы узнаете об этом из главы 10.

Схемы с коррекцией. В «закорректированной» схемной структуре 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). Это обязательно учитывается инженером при анализе.

Мифы «полосы пропускания». Следует отметить: в те моменты, когда один из транзисторов выходит из активного режима, происходит порой не просто ограничение передаваемых колебаний: размыкание обратной связи может инициировать довольно замысловатые процессы в схеме. Подробный анализ их совсем не интересен разработчику, который ориентируется на неперемное сохранение линейности в заданном диапазоне частот. И, пока это обеспечено, никакого спада амплитудно-частотной характеристики наблюдаться вообще не будет.

Граница «полосы пропускания», понимаемой в этом смысле, оказывается зависящей, как мы убедились, от уровня сигнала.

Впрочем, инженер-практик и по опыту хорошо знает, что в широкополосных схемных структурах с общей обратной связью, при превышении определенной частоты входных колебаний, никогда не наблюдается просто спад амплитуды на выходе, а всегда появляются искажения.

Но повсюду пишут о расширении полосы пропускания за счет обратной связи...

При этом упускают из виду: спад амплитудно-частотной характеристики, обусловленный параметрами активной части структуры, означает резкое возрастание напряжения ошибки, то есть схема оказывается перегруженной. Анализ частотных свойств таких структур 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, который требует использования совсем других показателей качества.

8.4. *Динамические свойства структур*

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 же схемы скорости нарастания и спада обычно имеют совершенно разные значения. В ряде случаев важна также предельная величина $V_I = [dI_{BbLX}(t)/dt]_{\max}$

Введенный показатель удобен тем, что очевидным образом связывается с параметром входного воздействия $dU_{BX}(t)/dt$. Совершенно ясно, что если на вход подан импульс с известной крутизной фронта, то, например, масштабный усилитель должен обладать скоростью нарастания по выходу:

$$V_U \geq K_U \frac{dU_{BX}(t)}{dt},$$

чтобы в структуре с общей обратной связью не произошло ее размыкания.

При анализе тех или иных конфигураций предельную скорость нарастания вычисляют из условия, что транзистор схемы, ограничивающий ее быстродействие, находится на пороге активного режима.

Как это делается, мы увидим на примерах.

Заряд емкости нагрузки. Очень часто предельная скорость нарастания (спада) – это скорость заряда или разряда емкости, параллельной нагрузке: $V_U^+ = I_{3AP} / C_H$ (или $V_U^- = I_{PA3P} / C_H$).

Например, для рис. 8.10, а, где изображен возможный фрагмент выхода схемной структуры, заряд C_H может происходить током, гарантированная величина которого:

$$I_{3AP} = I_{K2\max} - I_H \approx h_{21\varnothing 2} I_{K1\max} - I_H, \quad (8.8)$$

а значит, скорость нарастания будет зависеть от максимального тока коллектора I_{K1} , допускаемого схемой.

А для рис. 8.10, б (из условия нахождения VT1 на грани запираения, т.е. $I_{K1} \approx 0$):

$$I_{3AP} = I_{\varnothing 2\max} - I_H \approx h_{21\varnothing 2} I_R - I_H = h_{21\varnothing 2} (E - U_{BbLX} - 0,7B) / R - I_H. \quad (8.9)$$

Итак, ток заряда емкости нагрузки равен превышению максимального выходного тока (который может отдать схема на границе выхода приборов из усилительного режима)

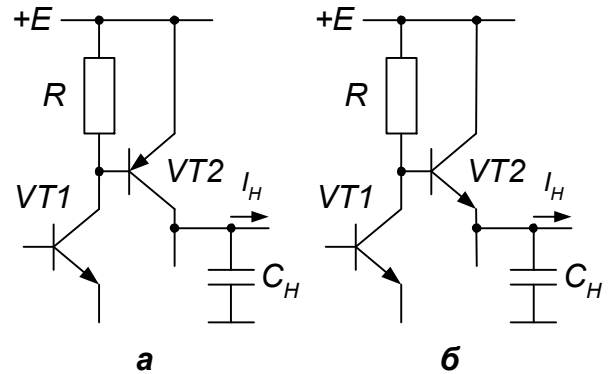


Рис. 8.10. При низкоомной нагрузке трудно обеспечить заданную скорость нарастания (а); для эмиттерного выхода (б) этого нелегко добиться даже и без нагрузки

над наибольшим током, потребляемым активной частью нагрузки. По мере нарастания выходного напряжения величина V_U^+ будет изменяться в зависимости от вида вольтамперной кривой нагрузки. Если нагрузка – резистор, то:

$$I_H = U_{\text{ВЫХ}} / R_H,$$

ток нагрузки увеличивается по мере заряда. Значит, даже для более удачного варианта рис. 8.10, а ток заряда будет, к сожалению, снижаться с нарастанием $U_{\text{ВЫХ}}$: наихудшие динамические свойства соответствуют высоким уровням выходного напряжения (см. 8.8). Возможно, это не вызовет проблем в реальных случаях (например, передача импульса с экспоненциальным передним фронтом).

Но 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 $U_{\text{ВЫХ}}$ допустимая схемой скорость нарастания напряжения стремится к нулю, отсюда – возможные искажения переднего фронта входного воздействия (там, где

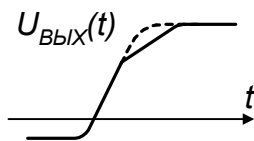


Рис. 8.11. Заряд емкости нагрузки вызовет искажения фронта

значение V_U^+ окажется уже недостаточным): так, как это показано на рис. 8.11. Разумеется, поправить дело может использование повышенного потенциала E для питания резистора R на рис. 8.10, б, или даже генератор тока в качестве нагрузки предвыходного транзистора. Проверьте, что изменится при этом в соотношении (8.9).

Разряд емкости нагрузки. Он должен быть гарантирован правильным выбором балластного резистора R_B (см. рис. 8.12, а) Легко проследить по схеме, что в самом крайнем случае, когда выходной транзистор почти закрыт:

$$I_{\text{РАЗР}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} + E_1}{R_B} + I_H. \quad (8.10)$$

Здесь положительное направление I_H отвечает втекающему в нагрузку току (противоположное направление будет препятствовать разряду емкости). Снижению уровня

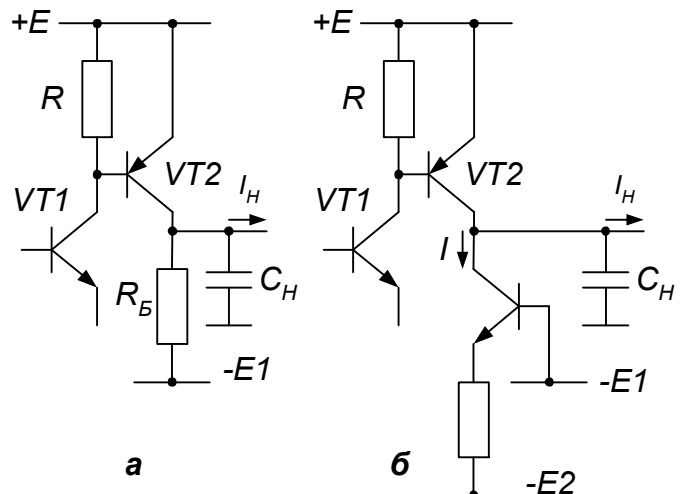


Рис. 8.12. Балластный резистор может не обеспечить требуемую скорость разряда (а); предпочтительнее генератор балластного тока (б)

потенциала на выходе соответствует уменьшение разрядного тока, что грозит искажениями нижней части спада импульсного сигнала, как на рис. 8.13.

Заменяв разрядный резистор генератором балластного тока, мы несколько улучшим динамику схемы, так как теперь уже:

$$I_{PA3P} = I + I_H \quad (8.11)$$

(см. рис. 8.12, б).

Когда нагрузкой является омическое сопротивление, получается:

$$I_{PA3P} = I + U_{BЫX} / R_H .$$

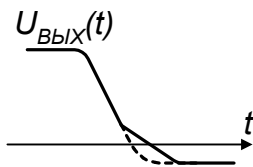


Рис. 8.13. Разряд емкости нагрузки – причина искажений

Таким образом, хорошо видно: чем шире должен быть диапазон уровней на выходе схемы (в сторону отрицательных значений $U_{BЫX}$), тем труднее обеспечить заданный предел на скорость спада V_U^- . Увеличение с этой целью балластного тока приведет, разумеется, к добавочной нагрузке на выходной транзистор во время положительного фронта, т.е. к уменьшению гарантированной скорости нарастания! Потому и считают иногда оправданным применение уже упоминавшихся двухполярных выходных каскадов, работающих для любого из фронтов сигнала так же, как рассмотренные нами в качестве примера конфигурации – 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.

Потому, вероятно, что он является наиболее «низкочастотным» из всех.

Это может быть совсем не так. Нет, дело в другом: именно он работает в условиях больших сигналов, а значит, в этом месте конфигурации скорее можно ожидать знакомых уже нам явлений, связанных с выходом приборов из усилительного режима.

Как уже указывалось в главе 5, для нестационарных воздействий инерционность транзистора бывает удобно связывать с постоянной времени τ , характеризующей процесс экспоненциального установления тока коллектора $I_K(t)$ при скачке базового тока.

Основанная на этом параметре модель транзистора будет полезна и при анализе структур с общей обратной связью. 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:

$$\Delta I_B = \frac{\tau}{h_{21Э}} \frac{dI_K(t)}{dt}, \quad (8.13)$$

связанный с постоянной времени реального транзистора и скоростью нарастания (спада) тока с учетом знака производной.

Но откуда такие формулы?

А вы изучали в вузе преобразования Лапласа?

Да, припоминаю. Что-то довольно заумное.

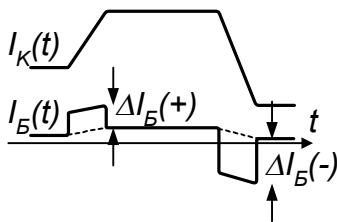


Рис. 8.14. При воспроизведении фронтов базовый ток имеет выбросы обоих направлений

Если вы попытаете припомнить эту «заумь» то легко проверите (8.12). Характер тока базы иллюстрируется рис. 8.14,

Но я вижу, между прочим, что I_B в процессе спада даже сменяет направление на противоположное!

И это вполне может соответствовать действительности.

Мы приходим к выводу: 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 (см. 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 конфигураций, данная нами ранее в отношении их частотных свойств, остается вполне справедливой и теперь.

Например, для прибора 2Т608Б мы выше уже получили: $f_T \geq 200 \text{ МГц}$. А, зная, что для него же: $h_{21Э} = 40 \dots 160$, в наихудшем случае постоянную времени – с учетом (5.6) – имеем равной:

$$\tau = h_{21Э} / 2\pi f_T = \frac{160}{6,28 \cdot 200} = 0,12 \text{ мкс}.$$

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 структуры – 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 $U_{ВЫХ} = const$, но разработчик обязательно убедится, что предвыходной каскад способен обеспечить требуемый ток базы при любом уровне напряжения на выходе (в пределах рабочего диапазона).

В качестве конкретной реализации изложенных на многих страницах общих принципов – стоит рассмотреть теперь проектирование стабилизаторов напряжения. Впрочем, это целесообразно еще и по другой причине.

8.5. Аналоговая стабилизация напряжения

Трудно найти электронное устройство, где не применялись бы стабилизаторы напряжения. И, тем не менее, ошибки разработчиков нередки. Поэтому есть смысл не ограничиваться отсылкой читателя к имеющейся в достатке литературе, а указать все же на особенности этого класса схем с общей обратной связью, подчеркнув те моменты в проектировании, которые чаще всего упускают.

По существу аналоговый стабилизатор напряжения является повторителем (либо масштабным усилителем) высокостабильного напряжения. Таким образом, определена структура схемы, которую создаст разработчик, но для успеха этого еще недостаточно.

Сетевой выпрямитель. Ошибку в проектировании 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 в схеме, как они изображены (для синусоидального питающего напряжения) на рис. 8.15, б. И, в первую очередь, форму выходного напряжения сетевого выпрямителя.

Как видно из рисунка, 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 – его важнейший параметр.

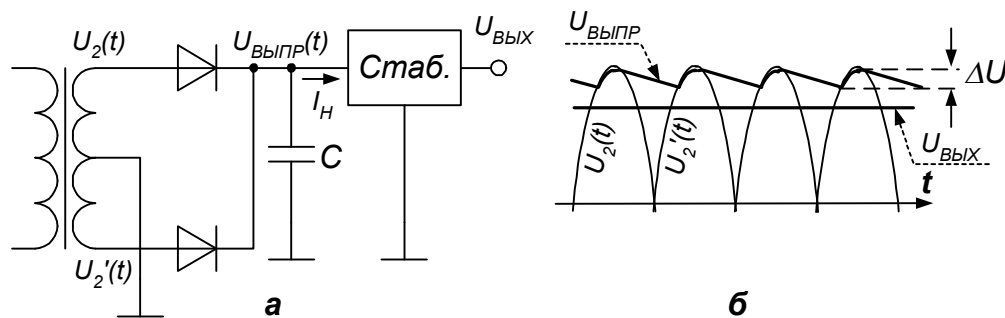


Рис. 8.15. Нижний уровень пульсаций на входе стабилизатора (а) должен оказаться выше требуемого выходного напряжения (б)

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, $\Delta t = 0,01 \text{ с}$ для частоты сети 50 Гц. Уровень минимумов выпрямленного напряжения будет равен:

$$U_{\text{Выпр. min}} = U_{\text{Выпр. max}} - \Delta U.$$

В книгах даются более сложные формулы, чем (8.16).

Потому что их авторы принимают процесс разряда экспоненциальным...

Да ведь так оно и есть!

Да – для омической нагрузки. А откуда вы взяли, что она такова?

Не знаю...

К тому же мы пренебрегли тем, что длительность разряда все же меньше полупериода – сколько-то длится и заряд.

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?)

Да я не против.

Разработчик должен исходить из того, что принцип аналоговой стабилизации состоит в гашении излишнего напряжения, однако невозможно добавить недостающего! Поэтому в любой момент времени должно соблюдаться: $U_{ВЫПР}(t) > U_{ВЫХ}$.

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 $(U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ})$ определяется конкретной схемой стабилизатора, но, во всяком случае, не может быть меньше 1...2 В. При этом разработчик помнит, что неоправданное повышение выпрямленного напряжения снижает КПД схемы: ведь мощность, равная $(U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ}) \cdot I_H$, рассеиваемая регулирующим транзистором стабилизатора, теряется! Кроме всего прочего это связано с непростой проблемой отвода тепла. Но нельзя и балансировать «на грани»: стабилизатор напряжения должен быть таковым, то есть обеспечивать работоспособность и при сниженном до определенного 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 создателю конструкции не удалось этого добиться. Подобный «стабилизатор» лучше было бы не делать вообще.

Опорное напряжение. Оно создается обычно кремниевым стабилитроном, через который задан ток. При разработке следует учитывать, что от качества источника опорного напряжения на девять десятых будут зависеть параметры стабилизатора.

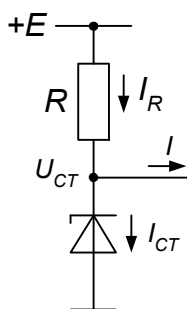


Рис. 8.16. Чем ближе E к напряжению стабилизации, тем чувствительнее схема к нестабильности напряжения E

Первое, чему надо уделить внимание, – это режим стабилитрона. Технической документацией оговорен диапазон допустимых токов I_{CT} (рис. 8.16), обычно весьма широкий. С другой стороны, для часто применяемого включения, изображенного на этом рисунке, справедливо:

$$I_{CT} = I_R - I = \frac{E - U_{CT}}{R} - I. \quad (8.17)$$

Что вы усматриваете в этой формуле?

Я замечаю обилие знаков «минус», а это всегдастораживает.

Верно: это отражает высокую чувствительность тока стабилитрона к изменению различных факторов.

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 . Опытный инженер, как всегда, убедится 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 схемы 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 и займется далее разработчик.

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 соответствующих 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:
 $U_{CT} = 9 \text{ В}$, $R = 1 \text{ кОм}$. Нестабильность U_{CT} легко оценить для известных пределов изменения напряжения питания. Так при $E = 20...25 \text{ В}$ (а это всего лишь $\pm 10\%$) диапазон тока I_R будет заключен между 11 и 16 мА. Если $I \approx 0$, а для используемого стабилитрона $r_{CT} \leq 10 \text{ Ом}$, то получаем, что при колебаниях напряжения питания в указанных пределах изменение опорного напряжения может достигать:

$$\Delta U_{CT} = \Delta I_{CT} r_{CT} = 5 \cdot 10 = 50 \text{ мВ}.$$

Как быть, если такая величина недопустима? Применить каскадное включение двух ячеек со стабилитронами. Но значительно удобнее использовать стабилизированный генератор тока. А чем это удобнее – поймет тот, кто попытается заменить его на рис. 8.17 «двухкаскадным» эквивалентом, рассчитав его для тех же самых входных и выходных напряжений.

Влияние на опорное напряжение изменений входного тока усилителя I оценивается, аналогично, как $\Delta I r_{CT}$.

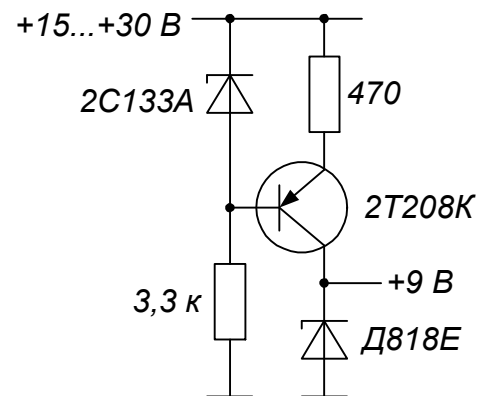


Рис. 8.17. Стабилизированный генератор тока делает опорное напряжение независимым от первичного питания

Ну, ток входа несущественен, и, следовательно, на этом расчет неустойчивости закончен.

Это не так: чуть ниже мы рассмотрим конфигурацию, в которой только данный ток (вытекающий из входа) и питает стабилитрон.

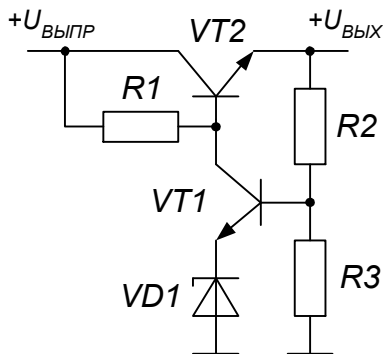
Изменения тока входа могут быть вызваны:

1) Изменением тока нагрузки от $I_{H \min}$ до $I_{H \max}$, следствием будет влияние этого тока на выходное напряжение стабилизатора. Уменьшить его возможно увеличением общего усиления ДУ по току dI_H / dI .

2) Изменением питающего напряжения от наименьшего до наибольшего, следствием будет дополнительная зависимость стабилизированного напряжения от первичного. Уменьшить ее можно схемотехническими приемами, стабилизирующими ток входа.

Разберем такие приемы на типичной для стабилизатора схеме (рис. 8.18). Это обычная конфигурация масштабного усилителя, в которой стабилитрон является источником входного напряжения. Для нее очевидно:

$$I_{CT} = I_{Э1} \approx I_{K1} = (U_{ВЫПР} - U_{ВЫХ} - U_{БЭ2}) / R1 - I_{Б2}.$$



Ток базы VT2 рассчитывается просто:

$$I_{Б2} \approx I_H / h_{21Э2}.$$

Учтя здесь минимально гарантированное значение коэффициента передачи тока транзистора VT2, мы получим верхнюю границу для $I_{Б2}$, которую удобно использовать для оценки возможного влияния нагрузки.

Рис. 8.18. Стабилитрон питается
эмиттерным током VT1

В самом деле: пределы изменения $I_{Б2}$ при
известных колебаниях тока нагрузки определяют ту

величину $\Delta I_{CT} = \Delta I_{K1} \approx \Delta I_{Б2}$, от которой зависят:

- 1) колебания опорного напряжения $\Delta U_{CT} = \Delta I_{CT} r_{CT}$;
- 2) 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:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{R2 + R3}{R3} (\Delta U_{CT} + \Delta U_{БЭ1}) = \frac{R2 + R3}{R3} \cdot \Delta I_{Б2} (r_{CT} + 1 / S_1). \quad (8.18)$$

Если нестабильность напряжения (8.18), вызванная непостоянством нагрузки, получается слишком большой, целесообразно 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.

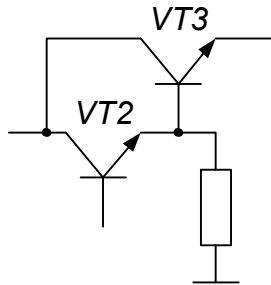


Рис. 8.19. Уменьшение влияния нагрузки достигается повышением усиления по току

Из соотношения (8.17) очевидно, что чем меньше разница между $U_{ВЫПР}$ и $U_{ВЫХ}$, тем сильнее влияет первичное напряжение на ток, проходящий через стабилитрон. Более того: тем сильнее влияет на этот ток величина входного напряжения регулирующего транзистора $U_{БЭ2}$, зависящая от тока нагрузки;

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). Но получить удовлетворительный КПД при такой конфигурации будет нелегко: величина $(U_{ВЫПР.min} - U_{ВЫХ} - U_{БЭ2})$ не может быть теперь меньше того предела, при котором насыщается транзистор $VT3$ (меньше напряжения стабилизации вспомогательного стабилитрона). Поэтому всегда желательно иметь для питания базовой цепи регулирующего транзистора дополнительный выпрямитель, дающий повышенное напряжение.

Ну, 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 и колебаниями выпрямленного напряжения, и непостоянством тока нагрузки. Однако нельзя забывать, что еще существует температурный дрейф напряжения база-эмиттер. В заданном диапазоне температур окружающей среды эта нестабильность ($\Delta U_{БЭ1}$) может вызвать недопустимые изменения $U_{ВЫХ}$.

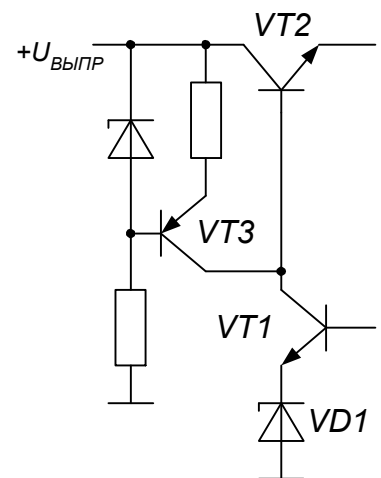


Рис. 8.20. Генератор тока: потенциалы в схеме не влияют на ток опорного стабилитрона

Для нерегулируемых стабилизаторов (фиксированное синфазное напряжение) компенсация напряжения ошибки может быть упрощенной: известный режим входного транзистора допускает применение компенсирующего транзистора, поставленного также в неизменный режим, как, например, на рис. 8.21. Здесь, разумеется, сумма токов транзисторов $VT1$ и $VT3$ равна $(U_{CT} - 0,7 B) / R4$.

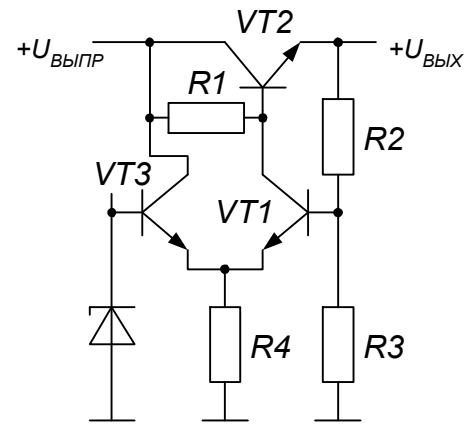


Рис. 8.21. Дифференциальное включение компенсирует дрейф $U_{БЭ}$

Уровень пульсаций. Для разработчика пульсации выпрямленного напряжения входят в общую нестабильность первичного напряжения.

Так ведь мы уже проследили, каким образом учитывается влияние этой нестабильности (будь она долговременной или действующей с удвоенной частотой питающей сети), а значит, видим возможные пути ее снижения; о чем же теперь разговор?

Нередки случаи, когда медленная нестабильность выходного напряжения блока питания не так опасна, как наложенные на него низкочастотные пульсации (они могут оказаться, например, в рабочем диапазоне частот питаемой усилительной схемы). И тогда разработчик пытается, не усложняя существенно стабилизатор, снизить уровень пульсаций опорного напряжения.

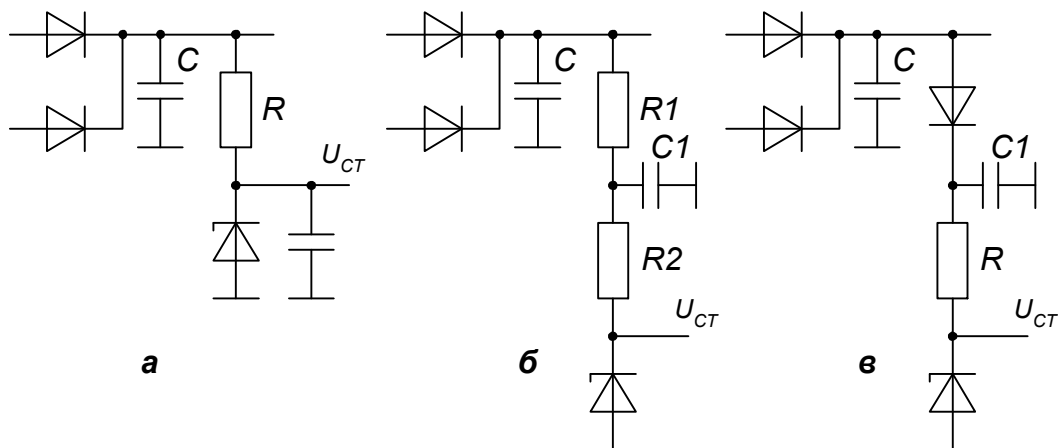


Рис. 8.22. Ошибка: включение фильтрующего конденсатора параллельно стабилитрону бессмысленно (а); следует использовать RC фильтр (б) или повторное выпрямление (в)

Вероятно, можно просто включить фильтрующую емкость параллельно стабилитрону (рис. 8.22, а).

Часто так и поступают. Эффект, разумеется, равен нулю: сопротивление стабилитрона для переменной составляющей тока и без того мало.

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 $R1 = R2 = 0,5R$. При выборе емкости $C1$ следует ориентироваться на то, что амплитуда первой гармоники пульсаций будет на ней 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).

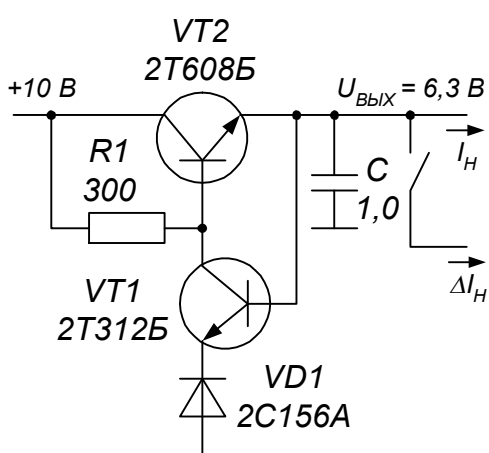


Рис. 8.23. Выходной конденсатор предотвращает всплеск напряжения при коммутации

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 в моменты коммутации, к примеру, в моменты переключения логических микросхем, питаемых стабилизатором. Чтобы защититься от этих всплесков, нередко предусматривают емкость на выходе стабилизатора, так, как показано на рис. 8.23. Ее роль – ограничить величину V_I , связанную с бросками тока

нагрузки. Я покривлю душой, если стану 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 $I_H = 20 \text{ мА}$ на величину $\Delta I_H = 5 \text{ мА}$, тогда начинается разряд выходного конденсатора так, что:

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{dt} = \frac{\Delta I_H}{C}.$$

В схемной структуре, соответствующей рис. 8.23, этот процесс оказывается непосредственно на входе ДУ: $dU_{\text{ЭБ1}} / dt = dU_{\text{ВЫХ}} / dt$, что вызывает нарастание выходного тока (т.е. тока эмиттера VT2) со скоростью, определяемой крутизной усилительной схемы:

$$\frac{dI_{\text{Э2}}}{dt} = S_y \frac{dU_{\text{ЭБ1}}}{dt}.$$

Если окажется, что это, полученное из линейной модели, значение скорости нарастания тока не может быть реально обеспечено схемой, значит, моменту коммутации будет соответствовать провал $U_{\text{ВЫХ}}$.

Для рис. 8.23 легко получить (считая, что $dI_{\text{Б2}} \approx dI_{\text{К1}}$):

$$S_y = \frac{dI_{\text{Э2}}}{dU_{\text{ЭБ1}}} \approx \frac{dI_{\text{К1}}}{dU_{\text{ЭБ1}}} \frac{dI_{\text{Э2}}}{dI_{\text{Б2}}} \approx S_1 h_{21\text{Э2}}.$$

Полагая $h_{21\text{Э}} \approx 40$ для прибора 2Т608Б, и учитывая, что при $I_{\text{К1}} = 10 \text{ мА}$ $S_1 = 400 \text{ мА/В}$, 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:

$$V_I \geq \frac{dI_{\text{Э2}}}{dt} = 16 \cdot \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^{-6}} = 80 \text{ мА/мкс},$$

а весь переходный процесс будет длиться менее 0,1 мкс.

Иной разработчик 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 в том, чтобы поддержать на какое-то время выходное напряжение в разумных пределах; о точности этого параметра в моменты коммутации 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.

В заключение главы следует отметить, что структура, охваченная общей отрицательной обратной связью, хотя и состоит, как кажется, из нескольких каскадов, по существу является одним каскадом электронного устройства, играющим роль определенного функционального узла. Передаточные свойства его со входа на выход задаются параметрами цепи обратной связи, если только усиление в петле достаточно высоко и если это усиление не оказывается потерянными в тех случаях, которые мы и рассматривали выше.

Следующая глава будет посвящена уже вопросам правильного соединения отдельных каскадов между собой.

8.6. Вопросы из практики

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}' – прежние и новые значения напряжений эквивалентной помехи, а β – коэффициент передачи цепи отрицательной обратной связи. Подсчет даст $\beta = 0,045$. Почему вы о таком не говорили?

А если подумать? Нелинейные искажения в усилителе означают: K_U вовсе не является константой, как наивно полагается в ваших 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).

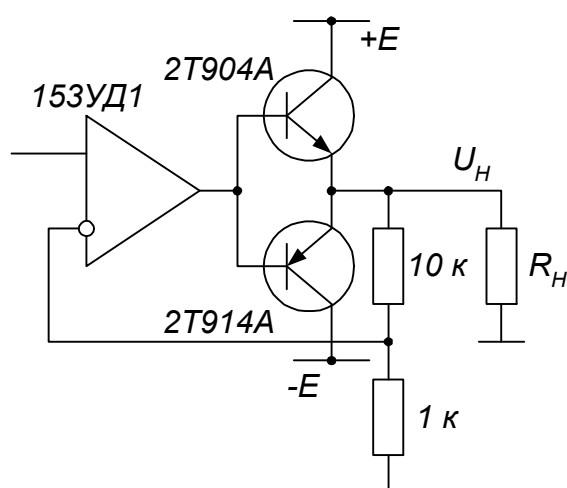


Рис. 8.24. Широкополосный усилитель?

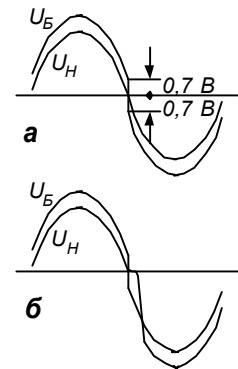
Приятель решил собрать усилитель мощности (рис. 8.24) для частот до 20 кГц. На всякий случай он даже взял СВЧ транзисторы. Так просто?

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.

Реальный операционный усилитель не может, конечно, воспроизвести мгновенные скачки напряжений величиной около 1,4 В. Можно было бы, пожалуй, удовлетвориться, если бы переходный процесс занимал, скажем, до 5% от длительности полувольты колебаний (25

мкс для $f = 20$ кГц), т.е. до 1,2 мкс. Но даже для этого операционный усилитель должен обладать предельной скоростью нарастания по выходу более 1 В/мкс.

Рис. 8.25. Точное воспроизведение колебаний требует быстрых скачков базового напряжения (а); в реальной схеме сигнал искажается (б)



У примененной микросхемы 153УД1 гарантированное значение V_U и во много раз меньше. Искажения на частоте 20 кГц будут, конечно, куда большими, чем показанные на рис. 8.25, б.

В высококачественном блоке питания стабилитрон должен, по моему замыслу, питаться уже стабилизированным напряжением (рис. 8.26). Но макет не работает... В чем дело?

На выходе схемы при подаче питания и не может возникнуть другого напряжения, кроме нуля: проследите, что состояние «все транзисторы закрыты» является вполне устойчивым. Простое изменение конфигурации (рис. 8.27) избавит от этого недостатка, сохраняя вашу (безусловно, полезную) идею.

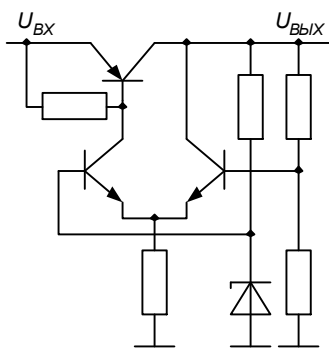


Рис. 8.26. Почему нет напряжения на выходе?

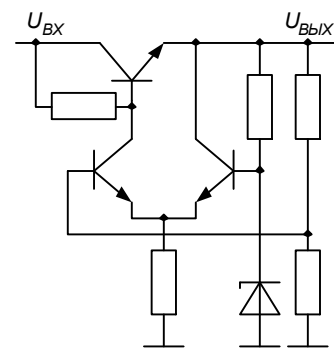


Рис. 8.27. В исправленной конфигурации «начальный старт» гарантирован

Делал 12-вольтовый выпрямитель, но выпрямленное напряжение равно почему-то 16 В! Проверяю вольтметром вторичную обмотку трансформатора – требуемые 12 В налицо. Откуда берется лишнее напряжение?

Вы забыли, что шкалы вольтметров переменного тока градуируются в эффективных значениях синусоидальных напряжений. Показание, равное 12 вольтам, соответствует амплитуде напряжения $12\sqrt{2} = 17 В$! Надо уменьшать число витков. Контроль с помощью осциллографа не ввел бы вас в заблуждение.

Мой друг – радиолюбитель собирает усилитель мощности класса А. Ток покоя транзистора (рис. 8.28)

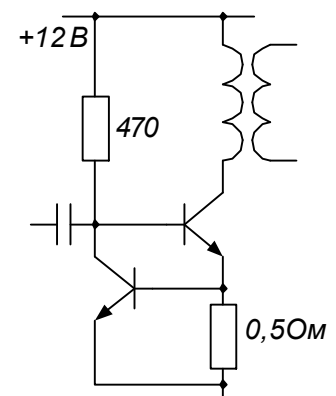


Рис. 8.28. Как заставить усилитель усиливать?

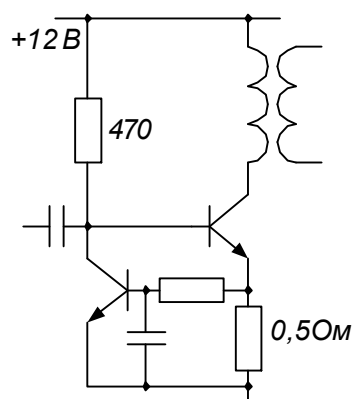


Рис. 8.29. RC звено устраняет отрицательную обратную связь по сигналу

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).

Глава 9

Многокаскадные аналоговые схемы

9.1. Совместимость по информации

За десятилетия господства «ламповой» техники укоренилось привычное представление о том, что электронная схема составлена, как из кубиков, из отдельных каскадов. И теперь оно является тем прокрустовым ложем, куда не всегда удается уместить анализ и синтез сложных транзисторных конфигураций. Вы, видимо, уже почувствовали это на материале предыдущих глав.

Система и подсистемы. Что бы об этом ни говорили, а все же разработчик начинает проектирование даже несложного электронного устройства с подразделения на функциональные узлы. Иначе и нельзя: оптимизацию всей электронной схемы как целого можно разве что вообразить в качестве идеала; реальной и к тому же знакомой нам уже задачей является разработка каждого из «кубиков» в отдельности.

Однако специалисты, владеющие основами так называемого «системного подхода», заранее предвидят ту трудность, с которой начинающий столкнется лишь в ходе практической работы. А именно: разработчик будет вынужден постоянно обращаться к заданным для системы техническим требованиям, чтобы наилучшим образом выбрать параметры ее составных частей (подсистем).

Какой-нибудь незамысловатый вопрос, например, задание коэффициентов усиления каскадов радиоприемника, — и то является в действительности серьезной оптимизационной задачей, требующей учета комплексного показателя качества. В самом деле: масса, стоимость, надежность устройства могут быть для заказчика не менее важными, чем его электрические параметры (чувствительность, наличие и степень подавления паразитных каналов приема, уровень перекрестных помех и т.п.).

Разработчик, спроектировавший «хорошие» каскады для своего аппарата, не закончил дело, а сделал только первый шаг. Еще не один раз придется ему пересмотреть схему, проводя оценку характеристик получившегося устройства (которые только и интересуют заказчика), пробуя добиться наилучшего их сочетания изменением схем отдельных каскадов (до которых заказчику нет никакого дела). Возможно, что инженер придет при этом к решению переработать и функциональную схему (забраковав всю прежнюю работу), чтобы радикально повысить эффективность устройства в целом.

Это, вероятно, следствие неопытности разработчика...

Наоборот, этот-то путь и позволяет хотя бы отчасти приблизиться к оптимуму системного показателя качества.

И первым из тех факторов, которые придется учитывать инженеру, составляющему сложную схему из элементарных «кубиков», будет взаимодействие каскадов; возникающим здесь проблемам и посвящена глава.

«Согласование» каскадов. Не понимаю, почему вы взяли кавычки этот привычный по литературе термин...

Дело в том, что я хочу привлечь внимание к ошибкам, бездумно допускаемым в простом, казалось бы, вопросе (как и всегда, если инженерный подход заменяют слепым копированием «типовых схем»).

Говоря о правильном согласовании выхода одного каскада с входом другого, мы подразумеваем, конечно, определенный критерий «правильности».

Ну, а как же: 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.

Вот тебе раз! Почему?

Ведь 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.

Согласование по шумам. В микрофонном усилителе (рис. 9.1) решено применением согласующего трансформатора снизить влияние шумов входного полевого транзистора. Это влияние можно отобразить моделью, содержащей в цепи затвора

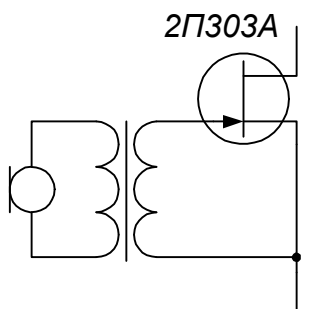


Рис. 9.1. Неограниченное наращивание витков вторичной обмотки не означает наилучшего согласования

«идеального» транзистора эквивалентный источник шумового напряжения $e_{\text{ш}}$, 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).

Получается, что увеличивая число витков вторичной обмотки, мы достигнем неограниченного превышения уровня полезного сигнала над шумами?

Нет, конечно.

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. Следует напомнить, что активное сопротивление $100\ \text{Ом}$ при температуре $300\ \text{К}$ является генератором шумового напряжения (в полосе частот $10\ \text{кГц}$) $0,13\ \text{мкВ}$ эфф! А бывает, что неограниченное снижение влияния шумов транзистора нецелесообразно из-за неизбежного присутствия на входе и другого рода помех (например, 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.

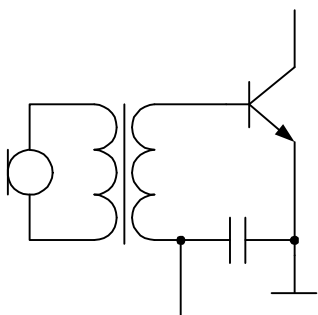


Рис. 9.2. Максимальное превышение сигнала над шумом будет при сопротивлении источника, меньшем, чем входное сопротивление

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.

Его 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. 9.2), обусловленное транзистором, будет равно:

$$u_{ш} = \sqrt{e_{ш}^2 + (i_{ш} R_B)^2} . \quad (9.1)$$

Здесь R_B – сопротивление базовой цепи для шумового тока, равное, очевидно: $R_B = R_{BX} R_{II} / (R_{BX} + R_{II})$, то есть образованное параллельным соединением входного сопротивления усилительного каскада и внутреннего сопротивления источника сигнала

($R_H = R_{\Gamma} n^2$, R_{Γ} – это в данном случае активное сопротивление микрофона). В (9.1) учтено, что при сложении некоррелированных процессов суммируются их мощности.

Теперь определим величину напряжения сигнала на входе усилителя. ЭДС источника сигнала: $e_c = e_{\Gamma} n$, где e_{Γ} – ЭДС, создаваемая микрофоном. Внутреннее сопротивление равно R_H , а значит, как легко убедиться, наибольшее напряжение сигнала (равное $0,5e_{\Gamma} n$) действительно получается при $R_H = R_{BX}$. Но значит ли это, что именно $n = \sqrt{R_{BX} / R_{\Gamma}}$ и обеспечивает оптимальное согласование? Разумеется, нет. Максимум показателя качества $u_c / u_{ш}$ вовсе не будет соответствовать максимуму u_c : величина $u_{ш}$ также зависит от n , а значит, «согласование по шумам» будет достигнуто при меньшем, чем ожидалось, значении R_H !

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 $e_{ш}$ и $i_{ш}$ серийно выпускаемых транзисторов нет.

Как же тогда действовать?

На практике инженеру не остается ничего иного, как выбрать величину сопротивления источника входного сигнала (пересчитанную ко входу транзистора) такой же, как и та, при которой контролируется коэффициент шума $F_{ш}$ в заводских испытаниях. Тогда, если для прибора 2Т208В $F_{ш} \leq 4$ дБ при $R_H = 3$ кОм, 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.

А что делать пессимисту?

Наверно, попытаться экспериментально подобрать степень согласования с источником, при которой отношение напряжений сигнала и шума максимально, сознавая, тем не менее: результат, полученный на случайном экземпляре транзистора, нельзя принимать за общий.

Впрочем, тот, кто берется за проектирование малошумящего усилителя, обратится, конечно, к специальной литературе. А нам здесь, рассматривая задачу сопряжения каскадов, нельзя забывать главного: в полупроводниковых схемах и входные, и выходные сопротивления являются принципиально нелинейными, да еще и весьма неопределенными. Поэтому указанная задача неизбежно заинтересует нас, прежде всего, с точки зрения сохранения расчетных свойств каскадов при их стыковке, то есть информационной совместимости каскадов.

Информационные электрические величины. Скажите, какое из четырех приведенных ниже приближенных соотношений характеризует работу эмиттерного повторителя?

$$u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} ; \quad (9.2)$$

$$u_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВХ}} h_{21Э} R_H ;$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{ВХ}} R_H ;$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = i_{\text{ВХ}} h_{21Э} .$$

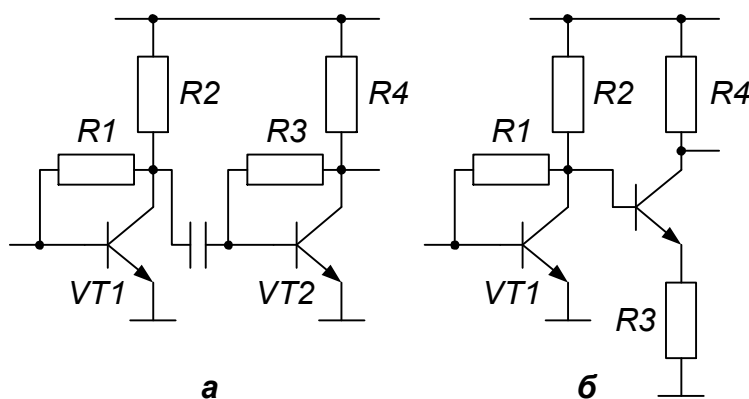
Да абсолютно каждое! В любом – выходная электрическая величина (напряжение или ток) связана со входной.

Совершенно верно.

Но лишь первое (9.2) 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, и 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.

Связь напряжение-напряжение. В усилительной схеме (рис. 9.3, 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. 9.3. Ошибка: два преобразователя тока в напряжение стыковать нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{\text{ВХ.2}} \gg R_{\text{ВХ.1}}$ (б)

Результатом стыковки несовместимых каскадов является следующее. В зависимости от соотношения между выходным ($R_{БЫХ.1}$) и входным ($R_{ВХ.2}$) сопротивлениями смежных каскадов – в одном из них будет нарушена работа обратной связи, и он превратится в обычный каскад максимального усиления.

$$\text{При } R_{БЫХ.1} > R_{ВХ.2} : u_{БЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} h_{21Э1} R3 .$$

$$\text{При } R_{БЫХ.1} < R_{ВХ.2} : u_{БЫХ.2} \approx i_{ВХ.1} R1 S_2 R4 .$$

В обоих случаях в соотношение, характеризующее передаточные свойства двухкаскадной схемы, входят параметры транзистора. Мы хорошо знаем, что это означает: нестабильность указанных свойств, а также возможность искажений передаваемых сигналов. И уж, во всяком случае, записанные соотношения никак не вытекают из формул, справедливых для каждого из каскадов до их стыковки:

$$u_{БЫХ.1} = i_{ВХ.1} R1 ; u_{БЫХ.2} = i_{ВХ.2} R3 .$$

Для грамотно построенного варианта двухкаскадного усилителя (рис. 9.3, б) справедливо:

$$u_{БЫХ.1} = i_{ВХ.1} R1 ; u_{БЫХ.2} = u_{ВХ.2} R4 / R3 .$$

При соединении каскадов состыкованы теперь однородные величины – выходные и входные напряжения, так что $u_{ВХ.2} = u_{БЫХ.1}$, а следовательно:

$$u_{БЫХ.2} = i_{ВХ.1} R1 \cdot R4 / R3 . \quad (9.3)$$

Свойства каскадов при их сопряжении не нарушены.

Связь ток-ток. Высокое входное сопротивление каскада на VT2 на рис. 9.4, а «согласовано», как кажется, с выходным сопротивлением предшествующего генератора тока. Но в такой схеме состыкованы несовместимые каскады:

$$i_{БЫХ.1} = u_{ВХ.1} / R1 , u_{БЫХ.2} = u_{ВХ.2} R3 / R2 ,$$

$$\text{однако: } u_{БЫХ.2} = u_{ВХ.1} h_{21Э1} R3 / R1$$

(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. 9.4, б):

$$i_{BbX.1} = u_{Bx.1} / R1, u_{BbX.2} = i_{Bx.2} R3,$$

$$i_{BbX.1} = i_{Bx.2}, u_{BbX.2} = u_{Bx.1} R3 / R1. \quad (9.4)$$

Меньшее усиление оборачивается высокой стабильностью и отсутствием искажений. Двухкаскадная схема со связью ток-ток называется по традиции каскодной.

Я замечая, что правильное информационное сопряжение предполагает вовсе не равенство сопротивлений соединяемых каскадов, а, наоборот, их резкое различие?

Да. Это требование, впрочем, можно и обойти.

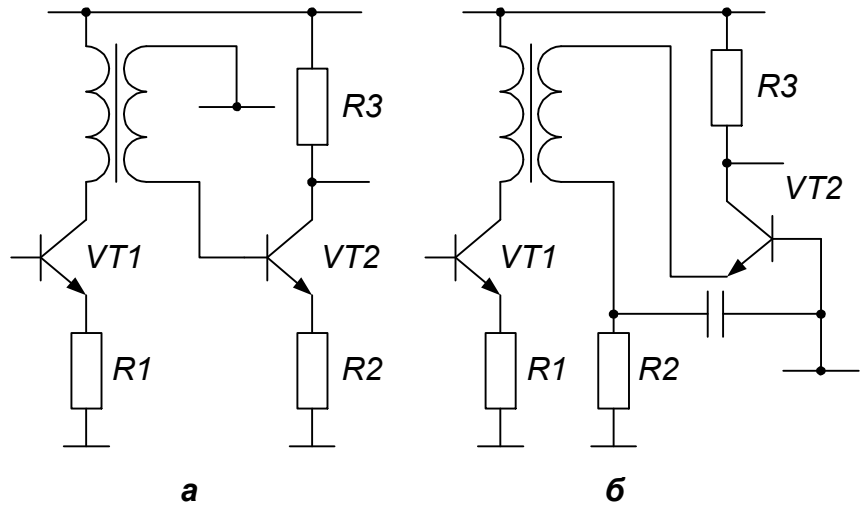


Рис. 9.4. Ошибка: два преобразователя напряжения в ток соединять нельзя (а); при правильном сопряжении $R_{Bx.2} \ll R_{BbX.1}$ (б)

Связи напряжение-ток и ток-напряжение. В знакомом уже нам по рис. 9.3, а

двухкаскадном усилителе для правильного сопряжения каскадов введен дополнительный

резистор $R5$ (рис. 9.5), «превращающий»

выходное напряжение первого каскада в ток. Если только обеспечено: $R5 \gg R_{BbX.1}$

и $R5 \gg R_{Bx.2}$, то легко получить:

$$u_{BbX.2} = i_{Bx.1} R1 \cdot R3 / R5. \quad (9.5)$$

Аналогично можно доработать

известную по рис. 9.4, а схему, включив

параллельный резистор $R4$ как нагрузку

первого каскада. Когда взято:

$R4/n^2 \ll R_{BbX.1}$ и: $R4 \ll R_{Bx.2}$, то для

усилителя на рис. 9.6 получается:

$$u_{BbX.2} = u_{Bx.1} R4 \cdot R3 / (nR1 \cdot R2). \quad (9.6)$$

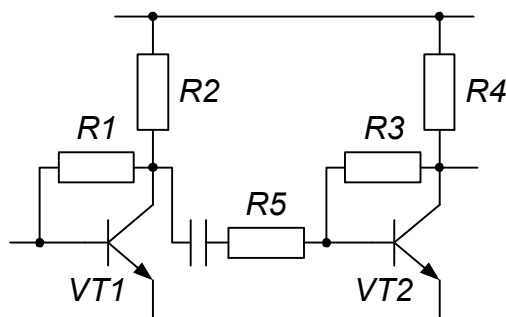


Рис. 9.5. Последовательный резистор обеспечивает правильное сопряжение со входом второго каскада

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.

Ветвление связей. 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. 9.7, а). Однако для связи типа ток-ток параллельное соединение низкоомных нагрузок противопоказано (рис. 9.7, б).

Почему?

Во-первых, трудно обеспечить распределение выходного тока первого каскада в заданной пропорции между отдельными входами.

Понятно: он будет растекаться обратно пропорционально сопротивлениям входов...

И учтите, что, вдобавок, из-за нелинейности сопротивлений это распределение, возможно, не обойдется без искажений сигналов.

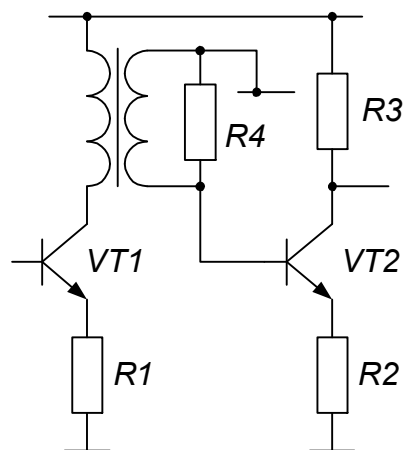


Рис. 9.6. Сопряжение с высокоомным входом достигается параллельным резистором

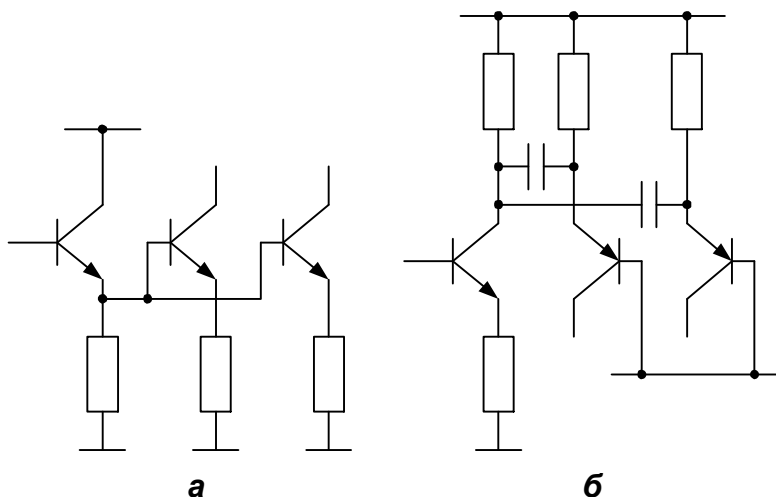


Рис. 9.7. Параллельные высокоомные входы не влияют друг на друга (а); неправильно: входы преобразователей тока в напряжение параллелить нельзя (б)

Два (и более) низкоомных входа совместимы только тогда, когда включены последовательно в цепь, информационной величиной которой является ток.

Как же можно организовать здесь последовательное включение?

Например, с помощью разделительных трансформаторов.

Ну, это плохой выход.

Тогда вот вам приемлемое решение – «размножение» тока предыдущего каскада с помощью «токового зеркала» (рис. 9.8).

Не менее внимательно должны прорабатываться вопросы объединения выходов. Неопытный разработчик, сведя две цепи в одну точку, воображает, что «сложил» сигналы, хотя достигаемый результат существенно будет зависеть как от выходных сопротивлений

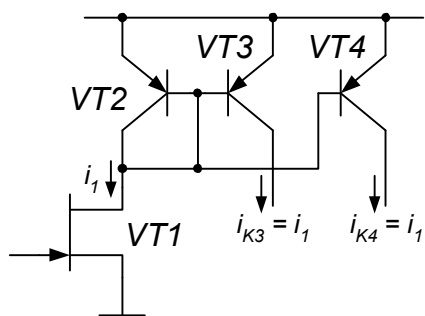


Рис. 9.8. «Токовое зеркало» создает независимые цепи выходного тока

источников сигналов, так и от входа последующего каскада. Типичный пример подобного рода «связи» изображен на рис. 9.9 (преобразователь частоты, в котором сигнал гетеродина поступает на вход смесительного транзистора через емкость C_{CB}).

Дефект схемы – взаимозависимость объединяемых цепей. А именно, 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...

Не слишком удобна и схема с упрощенным «дифференциальным» включением входа (рис. 9.10, а).

Разве же между базой и эмиттером транзистора не действует сумма двух входных напряжений U_1 и U_2 ?

Из эквивалентной схемы (рис. 9.10, б) вы поймете, что это совсем не так. Передаточные свойства для суммы сигналов будут определяться выходным сопротивлением Z_2 источника, действующего в

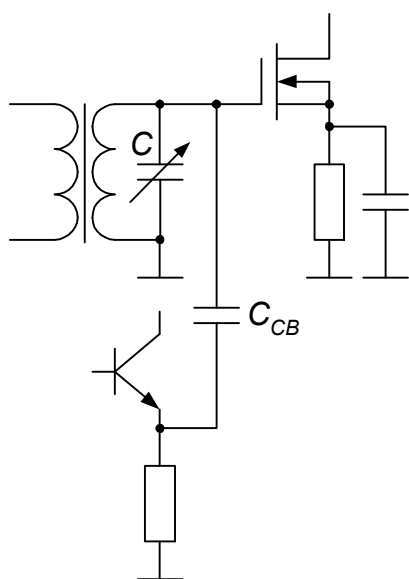


Рис. 9.9. Упрощенное «сложение» сигналов приводит к взаимозависимости цепей

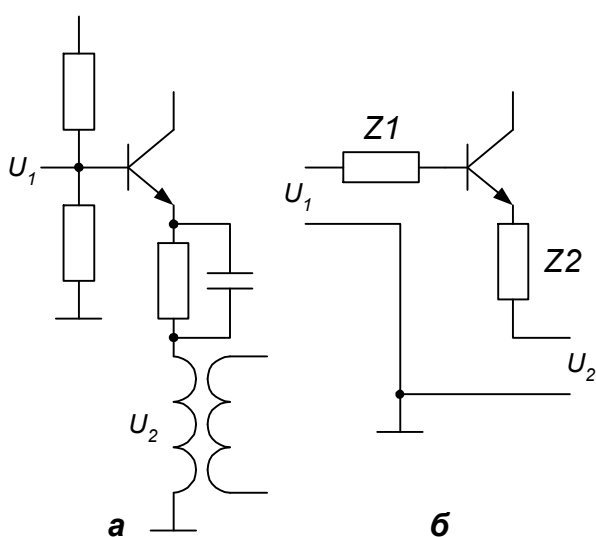


Рис. 9.10. Напряжение база-эмиттер смесителя – вовсе не сумма двух ЭДС (а); обратная связь действует через выходное сопротивление гетеродина (б)

эмиттере. И если не удастся сделать сопротивление Z_2 очень малым, то это обернется снижением усиления каскада (в разной мере на различных частотах).

Ну, это еще не так страшно...

Но вдобавок произойдет линеаризация его характеристики прямой передачи.

И прекрасно!

А вы не забыли, что собирались получить нелинейный каскад – смеситель?

Ах, да...

Впрочем, если требуется обеспечить перемножение сигналов, – разработчик применит схемы смесителей, известные из главы 6.

Трудности отпадают, когда для сложения двух напряжений используют полноценные дифференциальные схемы, разобранные нами в главе 2. Если же требуется объединение большего числа сигналов, обычно используют различные конфигурации преобразователей тока в напряжение, позволяющих суммировать токи.

Ранее (см. рис. 2.8) мы уже рассматривали вариант подобной схемы с суммирующими резисторами. Возможны, разумеется, и другие решения, в развитие каскодных схем – со сложением токов предыдущих каскадов. Так для рис. 9.11 (при достаточно большом индуктивном сопротивлении дросселя на рабочих частотах) выходной ток будет образован сложением токов объединяемых каскадов $i_1, i_2 \dots$. 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 меньшее значение при сопряжении каскадов придают совместимости их по сигналам. Она имеет прямое отношение к степени воздействия на тракт сигнала различных помех, неизбежно присутствующих в схеме.

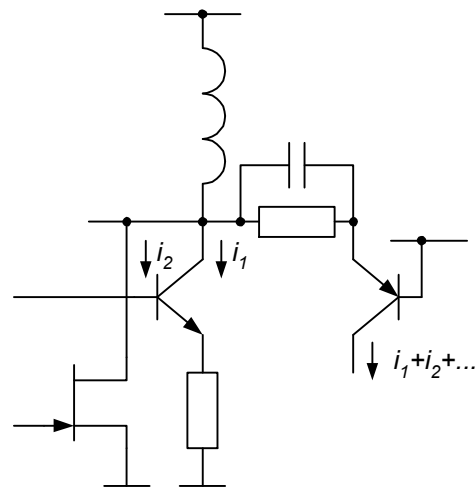


Рис. 9.11. Для суммирования сигналов годятся различные конфигурации каскодных схем

9.2. Проблема неконтролируемых связей

Те, кому приходилось работать с высокочувствительными усилителями, хорошо знают, насколько легко самовозбуждаются такие схемы. Для того чтобы понять, как 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 нашего рассмотрения. Но, между прочим, следует заметить, что степень опасности, создаваемой неконтролируемыми связями через паразитные емкости, а также через паразитные взаимные индуктивности между схемными элементами, относящимися к различным каскадам, обычно преувеличивают.

Да, я как-то пытался укротить самовозбуждающийся усилитель ужесточением экранировки – 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. Возможно, вы не раз посетовали на мою назойливость, когда я упорно напоминал о том, что сигнальные напряжения в схемах (как и любые напряжения) имеют два полюса.

Знаете, вырабатывается привычка считать второй полюс напряжения всегда автоматически «заземленным»...

Вот продуктом такого подхода и являются усилители, увешанные гирляндами развязывающих и фильтрующих цепей.

Попробуем разобраться, как действуют паразитные межкаскадные связи в схемах, построенных без учета совместимости каскадов по сигналам. В типичной структуре такого вида, изображенной на рис. 9.12, вы сразу отметите необычные элементы $Z_1 \dots Z_6$, которых не было, разумеется, в первоисточнике, откуда заимствована схема. Эти элементы отражают паразитные параметры

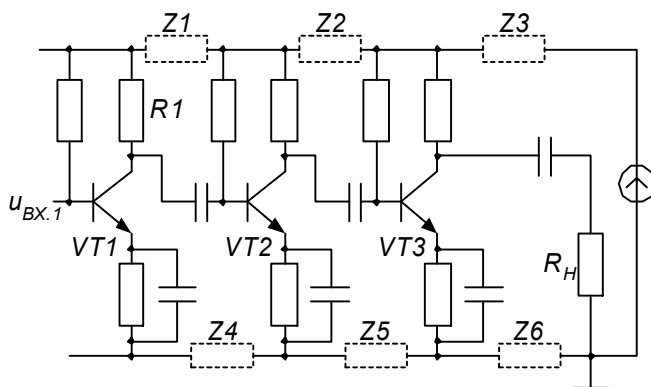


Рис. 9.12. Общие шины усилителя – это распределенные сопротивления

общих цепей усилителя: шины питания и общей, «земляной» шины.

Вообще-то принято считать все точки соединительного проводника эквипотенциальными.

Это ошибка. Даже сравнительно короткий отрезок монтажного провода или печатного проводника обладает заметным активным сопротивлением.

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. 9.12, вы поймете, что в Z_3 входит также и внутреннее сопротивление источника питания, а оно, возможно, не так уж мало.

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.

Неужели? Не ожидал.

Рассмотрим под новым углом зрения функционирование усилительной схемы на рис. 9.12.

Напряжение сигнала на выходе, например, первого каскада (считая выходное сопротивление активного элемента достаточно большим) 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 $R1$. 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 действительно соединена с коллектором предыдущего каскада, то потенциал эмиттера по усиливаемому 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 (которые мы называли помехами) образуются за счет прохождения сигнальных составляющих токов каскадов по сопротивлениям $Z_1 \dots Z_6$ этих шин, понятен вывод о наличии в такой схеме

неконтролируемых обратных связей между последующими и предыдущими каскадами усиления. Если же незадачливый проектировщик вдобавок подсоединит заземляемый конец источника сигнала не к эмиттеру V_{T1} , а, например, к точке, отмеченной на схеме значком «земля», включив тем самым паразитные падения напряжения на $Z_4 \dots Z_6$ во входную цепь первого каскада, то на этом построение полностью неработоспособного усилителя будет завершено.

Но можно попытаться поправить дело, подключая между шиной питания и «землей» блокировочный конденсатор (а то и 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 популярной литературе выносится забавный вердикт: «склонен к самовозбуждению»...

Конструкции общих шин. 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 высокочастотные схемы, помещенную в замкнутую металлическую коробку?

Конечно: это делается в целях экранировки.

Не только. Но и для того, чтобы получить идеальный провод «земли», индуктивность которого равна нулю.

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 и 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. Реализуется подобное, конечно, многослойной печатью.

Не следует надеяться, что приведенные здесь меры застрахуют от самовозбуждения низкочастотный усилитель: чаще всего паразитная связь замыкается в нем все же через внутреннее сопротивление источника питания.

Защищенные междукаскадные связи. Правильный выбор их конфигураций, обеспечивающих совместимость по сигналам, делает устойчивой работу высокочувствительного многокаскадного усилителя даже при «неудачных» конструкциях общих цепей и низкокачественном источнике питания. Это достигается выбором таких связей, при которых во входную цепь каждого каскада не включаются помеховые сигналы с общих проводников.

Связь напряжение-напряжение. Она очень чувствительна к помехам на общих шинах, которым подвержена при ошибках сопряжения по сигналам. Для успеха необходимо всякий раз помнить, относительно каких точек схемы действуют входные и выходные полезные напряжения примененных нами каскадов.

Вспомним, что 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, действует относительно второго входа.

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.

Контур сопряжения. На рис. 9.13, *а* в замкнутый контур, образованный вторичной обмоткой (выходом источника сигнала) и участком затвор-исток транзистора

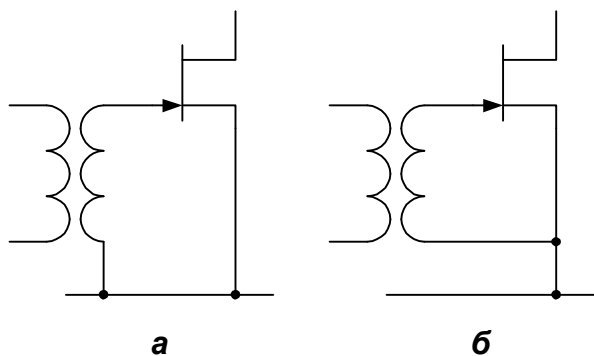


Рис. 9.13. Неправильно: помеха вносится в контур сопряжения отрезком шины (*а*); связь с шиной должна быть в одной точке (*б*)

(входом следующего каскада), входит еще и отрезок общей шины. Если схема отражает действительный монтаж, то налицо грубая ошибка, связанная с внесением в контур сопряжения помех от падения напряжения на участке общей шины.

Рис. 9.13, *б* отображает правильную организацию контура сопряжения: оба полюса выходного напряжения источника

прямо соединены с двумя полюсами входа. Связь с шиной должна быть всегда лишь в единственной точке, но все дело в том, что добиться этого не всегда можно только конструкторскими приемами. Ниже мы рассмотрим схемотехнические методы, позволяющие восстановить «разбитый» контур сопряжения, и тем самым получить защищенную межкаскадную связь.

Связи напряжение-ток и ток-напряжение. Они являются столь же чувствительными к помехам на шинах. В контур сопряжения для этих видов связи будут входить, конечно, согласующие пассивные элементы, причем разработчик имеет в виду: при связи типа ток-напряжение выходное напряжение предыдущего каскада действует между выводами его нагрузки.

Помеха на шине. На рис. 9.14, *а* контур сопряжения грубо разрушен. На вход *VT2* поступает сумма сигналов – полезный плюс помехи, всегда присутствующие на шине питания.

Налицо неверное сопряжение по сигналам.

Позвольте, да я сто раз встречал подобное включение!

Тем не менее. Трудность заключается здесь в том, что контур сопряжения связан даже с двумя разными шинами, но эту трудность можно обойти.

Индуктивная межкаскадная связь. В схеме рис. 9.14, *б* выходное напряжение предыдущего каскада трансформируется на вход последующего. Этим достигается совместимость по сигналам вообще между любыми структурами. Рисунок отражает правильное подключение вторичной цепи: отрезок общей шины не должен входить в контур сопряжения.

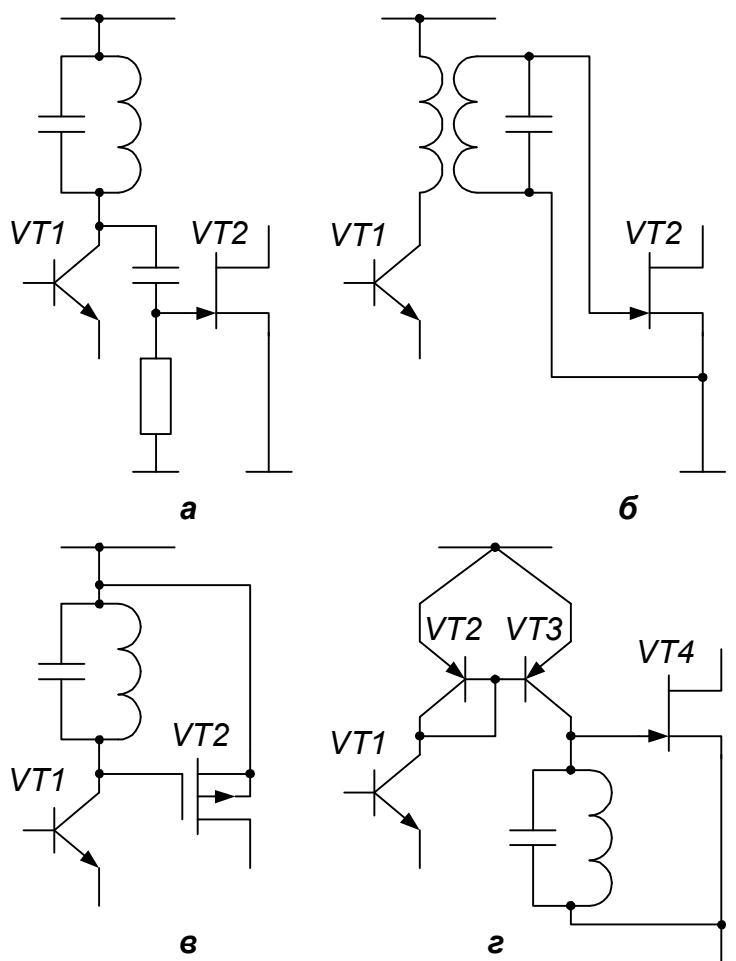


Рис. 9.14. Неправильно: усилена помеха с шины питания (*а*); следует применить: индуктивную связь (*б*); транзистор обратной проводимости (*в*); «токовое зеркало» (*г*)

Индуктивная связь в принципе является наиболее защищенной, и может с успехом применяться не только для резонансных (как на рисунке), но и широкополосных схем. Но в последнем случае, при неумелом проектировании, она может внести нежелательную частотную зависимость, которая вовсе не предусматривалась разработчиком. Ведь всегда существуют паразитные емкости, образующие с обмоткой трансформатора резонансную систему. Величины этих емкостей практически 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).

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.

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. Как видно из рис. 9.14, 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. 9.14, г, позволяет «приземлить» нагрузку первого каскада и тем самым удобно связать ее со входом следующего.

Мне кажется, что вместо одного здесь явились сразу три сопряжения.

Это верно. Но связь между $VT2$ и $VT3$ защищается правильным включением, как показано на рисунке; связь же между $VT1$ и $VT2$ 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 конфигурации на рис. 9.14, а (из-за примерного равенства токов в обоих плечах «токового зеркала»).

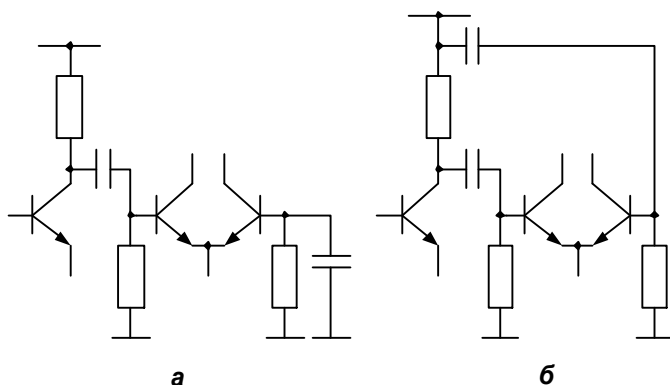


Рис. 9.15. Неправильно: между двумя входами дифференциальной схемы просачивается помеха (а); надо соединить их с двумя полюсами источника сигнала (б)

Дифференциальный усилитель. Входы дифференциальной схемы прекрасно сопрягаются с любым источником сигнала (рис. 9.15, б), если не наделать ошибок – как на рис. 9.15, а. Усилители с коэффициентом передачи напряжения, достигающим сотен тысяч – это обычно соединения нескольких дифференциальных каскадов.

Путаница с развязкой.

Развязывающая цепочка неплохо поможет правильному сопряжению каскадов по сигналам, если только ее включить без ошибок. А они весьма часты! Соединение конденсатора C_P с общей шиной вблизи каскада – источника, как на рис. 9.16, а, отвечает, как кажется, расхожей рекомендации: заземлять все элементы, относящиеся к данному каскаду, в одной точке, но... Вам должно быть теперь очевидно, что правильная организация связи соответствует рис. 9.16, б, где контур сопряжения не разорван неверным включением.

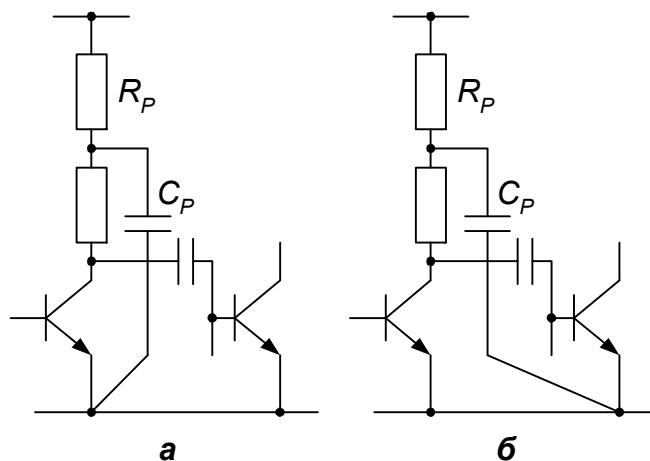


Рис. 9.16. Неправильно: такое подключение цепи $R_P C_P$ разбивает контур сопряжения (а); следует изменить соединение (б)

Когда не понимают необходимости проследить контур сопряжения, следствием оказываются не только неустойчивые к помехам связи, а и просто лишние элементы. Как, например, на рис. 9.17, а.

Извините, но эта схема – самая классическая классика...

Вроде бы. Но смотрите: связав единственным конденсатором эмиттер с верхним (по схеме) выводом резистора нагрузки, мы достигнем и требуемого эффекта максимального усиления, и правильного сопряжения по сигналам (рис. 9.17, б).

И деталей стало меньше... Просто чудеса.

Связь ток-ток. Подобная связь в принципе устойчива к помехам: в ней отсутствует замкнутый контур сопряжения. Тем не менее, помехи на шинах могут воздействовать и здесь, только механизм действия иной.

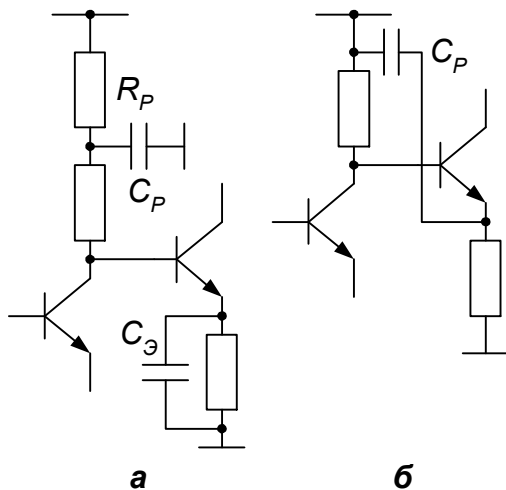


Рис. 9.17. Непрофессионально: две RC ячейки явно избыточны (*а*); лучше изъять лишние элементы (*б*)

На первый взгляд потенциал базы $VT2$ (рис. 9.18, *а*) не должен влиять на работу схемы. Вспомнив, однако, что транзистор $VT1$ имеет конечную выходную проводимость (см. главу 2), мы поймем, что пульсации напряжения базы (а значит, и напряжения на стоке) u_1 эквивалентны воздействию помехи прямо на затвор:

$$u_{вх.экв} = u_1 g_{22} / S.$$

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, и возможно, что придется замкнуть контур сопряжения развязывающей емкостью, как на рис. 9.18, *б*. Для сравнения укажем, что если на месте $VT1$ применен преобразователь напряжения в ток на биполярном транзисторе, подавление помехи по питанию будет не менее чем тысячекратным; такая связь защищена без дополнительных мер.

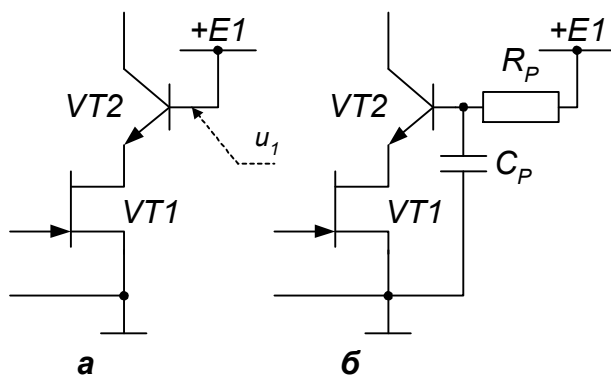


Рис. 9.18. Помеха на шине эквивалентна входному воздействию (*а*); лучше замкнуть контур сопряжения (*б*)

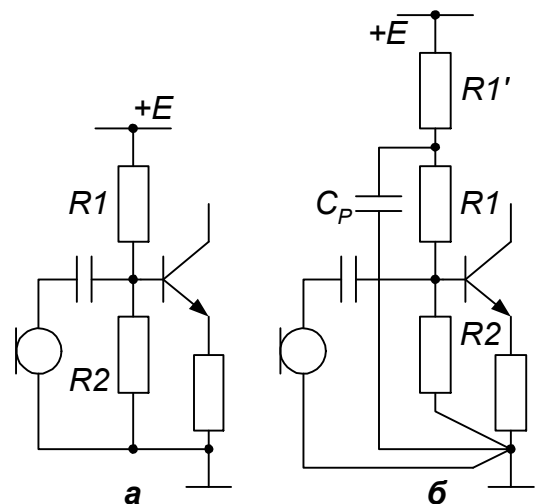


Рис. 9.19. Резистор $R1$ вносит помеху с шины в контур сопряжения (*а*); необходима развязка (*б*)

Аналогичное явление возможно и в каскадах со связью ток-напряжение. Известная особенность схемных структур максимального усиления, – невысокое выходное

сопротивление, – обернулась теперь падением степени защищенности межкаскадных связей.

Цепи смещения. Они связывают входные электроды транзистора с шинами питания, и поэтому нередко разбивают контур сопряжения. Именно такую ситуацию вы видите на рис. 9.19, а, где делитель $R1/R2$ передает на базу не только часть постоянного напряжения с шины, но и присутствующую на ней помеху. Конечно, уровень помехи на

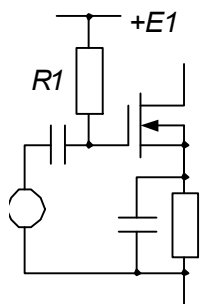


Рис. 9.20. Резистор $R1$ большого номинала практически не вносит помех

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, изолирующие контур сопряжения, как например на рис. 9.19, б. В этой схеме 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. 9.20, если резистор $R1$ имеет величину 1 МОм , а внутреннее сопротивление микрофона составляет 100 Ом , помеха с шины $E1$ будет подавлена в 10^4 раз.

Вам уже очевидно, что задача синтеза устойчивых относительно самовозбуждения многокаскадных схем полностью совпадает с задачей повышения защищенности схем от различного рода помех, скажем, сетевых пульсаций питающих напряжений.

Интересно, что разработчик может встретиться с ситуациями неустойчивости схем, связанными с влиянием таких факторов, о которых мы пока почти не говорили. Этими проблемами мы займемся в следующей главе.

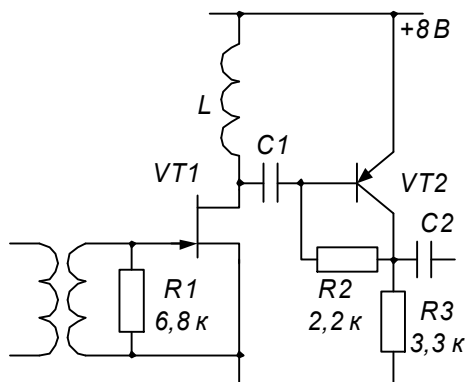


Рис. 9.21. От чего зависит усиление?

9.3. Вопросы из практики

В надежде повысить усиление, даваемое схемой на рис. 9.21, я увеличил нагрузку первого каскада (индуктивность дросселя L), но это не дало никакого эффекта. Тогда 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:

$$K_U = \frac{i_{\text{ВЫХ.1}}}{u_{\text{ВХ.1}}} \cdot \frac{u_{\text{ВЫХ.2}}}{i_{\text{ВХ.2}}} = S_1 R_2.$$

Следовало увеличивать сопротивление резистора R_2 !

При проверке усилителя (рис. 9.22) на выходе обнаружился ужасный фон с частотой 100 Гц, значительно превышающий уровень пульсаций на шине $E1$. Откуда он берется?

Все объяснимо: вы здесь не учли, что выходное напряжение эмиттерного повторителя отсчитывается относительно той же точки, что и входное, на рис. 9.22 это – заземленный вывод вторичной обмотки входного трансформатора. Значит, к данной точке и должен быть подключен нижний (по схеме) вывод C_2 , а тем самым – эмиттер VT_2 по сигналу.

Соединив указанный вывод с шиной E_2 , вы подали на усиление вторым каскадом все действующие на шине относительно «земли» помехи, в том числе и пульсации сетевого выпрямителя. Если источник E_2 будет использоваться для питания также и последующих каскадов усилителя, самовозбуждение всего устройства гарантировано.

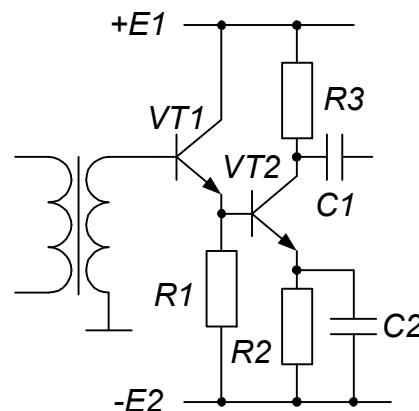


Рис. 9.22. В чем причина фона?

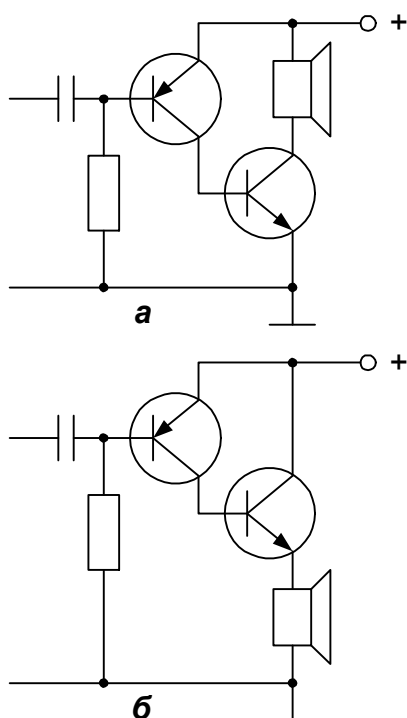


Рис. 9.23. Нужен ли «эмиттерный повторитель»?

Из двух журнальных схем низкочастотного усилителя мой сосед – юный радиолюбитель решил выбрать второй вариант: применением эмиттерного повторителя можно, как он слышал, снизить выходное сопротивление, согласовав схему с низкоомной нагрузкой (рис. 9.23). Он прав?

Чепуха. Второй вариант вовсе не является эмиттерным повторителем! Вход его питается током, а значит, это – низкостабильный усилитель тока с коэффициентом передачи $K_I = h_{21Э}$. Оба варианта эквивалентны.

Моя идея схемы смесителя (рис. 9.24) основана на изменении колебанием гетеродина сопротивления полевого транзистора, стоящего в цепи передачи. Как вам такой смеситель?

Вряд ли он окажется эффективным: управление сопротивлением, включенным последовательно с очень высоким выходным сопротивлением предыдущего каскада, бессмысленно. Следует применить смеситель, работающий по принципу управления токораспределением (как на рис. 9.25).

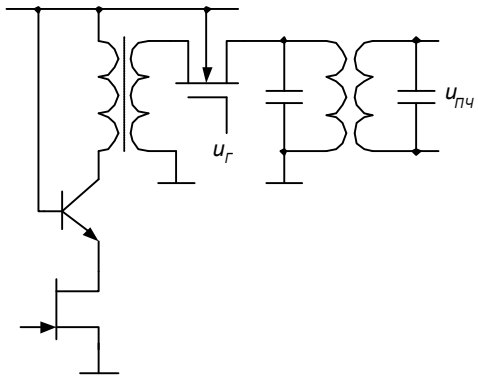


Рис. 9.24. Смеситель с управляемым сопротивлением?

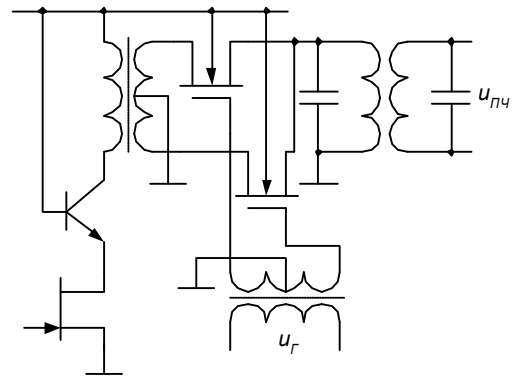


Рис. 9.25. Правильно выполненный смеситель перераспределяет ток предыдущего каскада

Глава 10

Надежность полупроводниковых схем

10.1. Надежность электрического режима

Ресурс работы полупроводников практически неограничен, и в то же время отказы электронных полупроводниковых схем – не настолько редкое явление, как можно было бы ожидать. Значительная доля этих отказов – на совести разработчика, не сумевшего использовать технические данные приборов для построения надежного устройства. Обычно выясняется, что оказались превышенными предельно-допустимые значения напряжений, токов, рассеиваемой мощности, что привело к выходу из строя элемента.

Но бывает, что даже больше хлопот доставляют неопытному инженеру ситуации загадочных «неисправностей», не связанных собственно с отказами компонентов схемы. Часто причиной их являются необычные обратные связи, не учтенные из-за слабого знания свойств полупроводников и недопонимания смысла предельно-допустимых величин, взятых из технической документации.

Ошибка в справочнике? Заглянем в документацию.

На первый взгляд все представляется ясным: для каждого транзистора даны три значения предельно-допустимых напряжений между электродами. К примеру, для прибора типа 2Т625А-2 указано:
 $U_{ЭБ\max} = 5\text{ В}$, $U_{КБ\max} = 60\text{ В}$, $U_{КЭ\max} = 40\text{ В} \dots$

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.

Опять секреты профессионалов?

Действительно. Значит, 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.

Но для нормальной работы в активном режиме (рис. 10.1, б) условия $U_{КБ} \leq U_{КБ\max}$ может быть недостаточно. При высоком потенциале коллектора не только ток $I_{КБ0}$, но и ток эмиттера в той же степени подвержен процессу лавинного размножения носителей в коллекторном переходе. Значит, не исключено, что коллекторный ток может стать здесь больше эмиттерного тока...

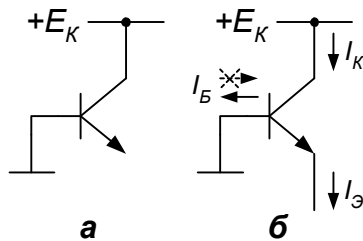


Рис. 10.1. Напряжение, большее, чем $U_{КБ\max}$, грозит пробоем (а), но и при меньшем напряжении может измениться направление базового тока (б)

Я читал, между прочим, что в первых так называемых «точечных» транзисторах было именно так.

Это верно, но для этих примитивных транзисторов начала полупроводниковой эры применялась иная схемотехника. Не забывайте, что цепь добавочного тока коллектора замыкается через базу.

Выходит, что кроме нормального тока базы, равного $I_Э / (h_{21Э} + 1)$, в этой цепи может возникнуть (при определенном напряжении) дополнительная составляющая противоположного знака.

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!

Это удивляет... Но, в основном, интересно: чем конкретно опасны процессы, связанные с изменением направления тока базы? И, главное, какую величину коллекторного напряжения считать все же предельно допустимой?

Для обоснованного ответа следует немного более подробно разобраться в происходящих явлениях.

И пришло время признаться в одной «неточности»: до сих пор мы как-то не делали различия между дифференциальным коэффициентом передачи тока базы $h_{21Э} = dI_K / dI_Б$ и интегральным $B_{СТ} = I_K / I_Б$. И это вполне правомерно для инженерных расчетов. Собственно говоря, их не различают и при приемке приборов 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 $B_{СТ}$ 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 $U_{КЭр}$ оговорена документацией. Контроль ее производится изготовителями просто: подачей напряжения между коллектором и эмиттером при «оборванной» базе (тогда транзистор всегда оказывается в режиме, при котором $I_B = 0$, то есть $B_{CT} = \infty$). Так, для прибора 2Т388А-2 по паспорту $U_{КЭр}$ не менее 50 В при $I_E = 10$ мА.

Как это можно трактовать?

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_α 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_α создает угрозу устойчивости схем: входное сопротивление транзистора со стороны базы R_{BX} , связанное с $h_{21Э}$, также становится при этом отрицательным. Рассмотрим встречающиеся практически варианты.

Питание базы фиксированным током. Это самый плохой вариант (рис. 10.2): ведь при $R_B = \infty$ результирующее сопротивление в цепи базы $R_B R_{BX} / (R_B + R_{BX})$ становится меньше нуля при $U_{КЭ} > U_\alpha$, и возникающая положительная обратная связь в транзисторе 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.

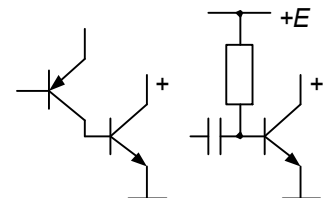


Рис. 10.2. Схемы с задаваемым током базы наименее надежны

Конечное сопротивление в цепи базы. Это – знакомая конфигурация закрытого ключа (рис. 10.3). Обратная связь в транзисторе не сделается положительной, пока не выполнится: $R_B R_{BX} / (R_B + R_{BX}) < 0$, то есть $(-R_{BX}) < R_B$ – это случится при напряжениях, заметно больших, чем U_α . За допустимую величину напряжения можно брать $U_{\alpha \min}$. Наибольшая устойчивость схемы соответствует замыканию базы на эмиттер: чаще всего пробой возможен тогда лишь при $U_{KB} > U_{KB \max}$.

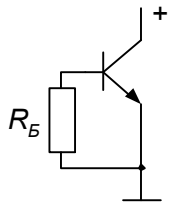


Рис. 10.3. Чем меньше R_B , тем более высокое напряжение выдерживает закрытый ключ

Значение $U_{\alpha \min}$ в справочных данных на транзисторы приводят редко, но в большинстве случаев допустимое напряжение коллектор-эмиттер в интересующем нас включении $U_{KЭR}$ как раз бывает оговорено. Так, указание в паспорте прибора 2Т355А: $U_{KЭR \max} = 15 \text{ В}$ при $R_{БЭ} \leq 3 \text{ кОм}$ – не требует пояснений. И, во всяком случае, $U_{KЭp}$ является уж точно допустимым при любой конечной величине R_B .

Сопротивление в цепи эмиттера. При $R_B = 0$ и конечной величине $R_Э$ (рис. 10.4, а) положительная обратная связь по режиму отсутствует и потенциал на коллекторе ограничивается лишь $U_{KB \max}$. Однако нельзя упускать из виду возможной неустойчивости по сигналу. В базе могут иметься сигнальные цепи (рис. 10.4, б), и при $U > U_\alpha$ не исключено, что выполнится условие положительной обратной связи: $(-R_{BX}) = -h_{21Э} R_Э < R_B$ (роль R_B играет здесь выходное сопротивление источника сигнала, например, резонансное сопротивление колебательного контура). Отсюда – неожиданное самовозбуждение, причину которого неопытный инженер будет искать без успеха.

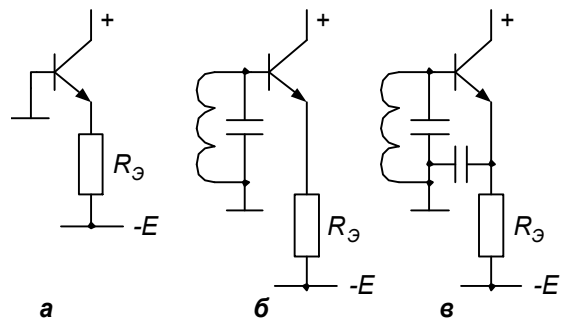


Рис. 10.4. Устойчивый по режиму каскад (а) может стать (при напряжении, большем, чем U_α) неустойчивым для сигнала (б); в каскаде максимального усиления (в) это более вероятно

Впрочем, эта ситуация маловероятна. Напряжение, при котором $(-h_{21Э})$ уменьшится в такой степени, видимо, превысит уже $U_{KB \max}$. Опаснее, если каскад

включен по схеме максимального усиления (рис. 10.4, в), когда $|R_{BX}|$ для сигнала значительно меньше. Для переменных составляющих токов и напряжений мы имеем здесь случай, соответствующий рис. 10.3. Значит, устойчивость каскада на частоте сигнала гарантируется при $U_{KЭ} \leq U_{KЭR}$, но сопротивление R_B присутствует теперь лишь для сигнала!

Сопротивление в цепях базы и эмиттера. Мы уже понимаем, что неустойчивость режима (возникающая в подобной схеме при $(-R_{BX}) = -h_{21Э} R_Э < R_B$, см. рис. 10.5, а) здесь вряд ли будет иметь место, и потенциал коллектора ограничивается лишь $U_{KBмакс}$. 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 $|R_{BX}| < R_B$), то снова ограничим коллекторное напряжение величиной $U_{KЭR}$.

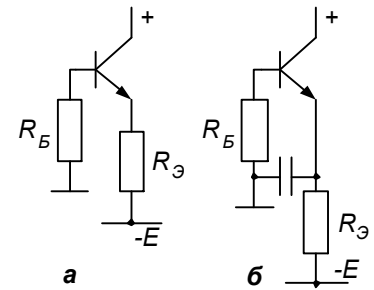


Рис. 10.5. В устойчивом по режиму каскаде (а) не исключены релаксационные колебания при превышении $U_{KЭR}$ (б)

Схема Дарлингтона. Конечно, нелепо полагаться на то, что база второго транзистора (рис. 10.6, а) присоединена к «низкоомной» цепи – выходу эмиттерного повторителя... При напряжении коллектор-эмиттер, равном граничному (для заданного I_{K2}) прекратится ток базы VT2, а значит, и ток эмиттера предыдущего транзистора. При дальнейшем возрастании напряжения VT1 закрыт и каскад не работает, а VT2 оказывается в режиме с «оборванной базой». Значит, граничное напряжение – предел для такой конфигурации.

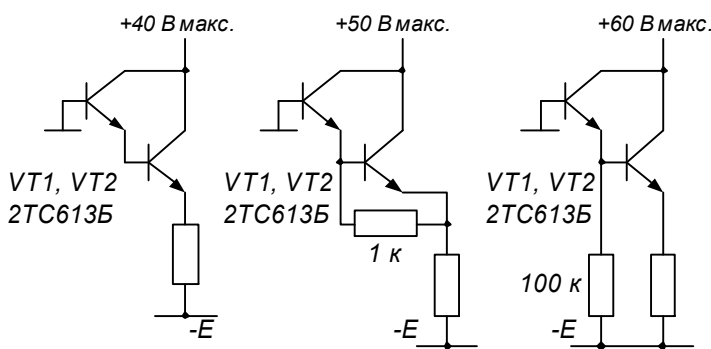


Рис. 10.6. При отсутствии пути для обратного тока второго транзистора: $U_{KЭ} < U_{KЭр}$ (а); с резистором между эмиттером и базой: $U_{KЭ} < U_{KЭR}$ (б); с балластным током: $U_{KЭ} < U_{KЭmax}$ (в)

Достаточно включить между базой и эмиттером VT2 резистор – и допустимым напряжением окажется уже значение $U_{KЭR}$ (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 на примерах, что гарантии электрической устойчивости режима транзисторов в ряде конфигураций каскадов еще не достаточно. Отрицательная величина $h_{21Э}$, возможная при напряжениях, близких к $U_{КБ\max}$, ведет к риску самовозбуждения. С этой точки зрения традиционный каскодный усилитель наиболее безопасен: в цепи базы 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 некоторой вероятностью снижения выходного сопротивления при чересчур высоких напряжениях.

Все это хорошо, но, рассматривая радиолюбительские схемы, я встречаю случаи, когда допустимое для транзистора напряжение явно превышено...

Это верно. Тот факт, что устройства обычно все же работают, объясняется просто: подавляющее большинство экземпляров полупроводниковых приборов имеют параметры (и главное – граничное напряжение) в действительности значительно выше, чем нижний предел, нормированный техническими условиями.

Серьезный разработчик не вправе, впрочем, на это полагаться, а тем более – учитывая возможные изменения параметров полупроводников при повышенной температуре.

10.2. Тепловая устойчивость линейных схем

В свое время, собрав стабилизатор напряжения по описанию, взятому из брошюры (рис. 10.7), я был разочарован. Поначалу схема работала неплохо, но (после нагружения ее максимальным током в течение нескольких минут) снятие нагрузки приводило к резкому возрастанию выходного напряжения и появлению пульсаций. Впрочем, через некоторое время нормальная стабилизация необъяснимо восстанавливалась...

Ваша схема очень показательна.

Особенность структур с обратной связью в том, что за жесткой стабильностью выходных параметров сразу не видна скрытая возможность выхода отдельных элементов схемы из усилительного режима.

Тепловые токи. Мы уже знаем: в самостабилизирующихся конфигурациях величина тока

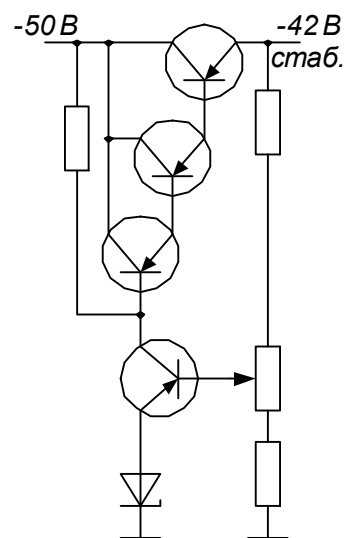


Рис. 10.7. Неправильно: отсутствуют пути для токов утечки мощных транзисторов

любого активного элемента определяется подключенным к нему входом другого элемента. Если такая связь выполнена неудачно (без учета разогрева полупроводников, а особенно германиевых, как в приведенной схеме), – вполне вероятно нарушение нормального режима, вплоть до своеобразного «вытеснения» рабочего тока предыдущего транзистора тепловым током базы, который мы порой и не учитывали, используя упрощенную модель транзистора ($I_{КБ0} = 0$).

Я начинаю понимать: как вы поясняли, составной транзистор, в котором не предусмотрены резисторы утечек в базовых цепях, прекращает работу при напряжении, равном граничному.

Это верно, но мы пока 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 конкретной радиолубительской 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).

Но величина $I_{КБ0}$ мала...

При комнатной температуре. Тут она терялась в общем токе базы этого транзистора даже на холостом ходу стабилизатора.

Стоит теперь разогреться переходам – и картина меняется. Возрастающий ток утечки вполне может превысить требуемый базовый ток (особенно – в режиме, близком к холостому ходу). Предыдущий транзистор закрывается тогда полностью, разрывая кольцо обратной связи – стабилизация прекращается.

Мои замеры показывали как 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?

Ну да, для охлаждения...

Превратившегося на деле в подогрев.

Балластный ток. Разработчик, желающий создать устойчивую в тепловом отношении схему, всегда имеет в виду простую вещь: с повышением температуры

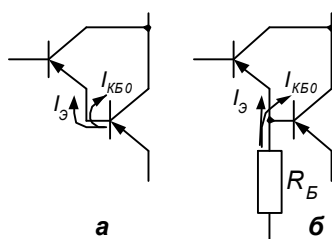


Рис. 10.8. Ток утечки мощного транзистора усиливается им же в $h_{21Э}$ раз (а); с помощью резистора он отводится из цепи базы (б)

базовый ток транзистора может изменить направление! И на этот случай путь для тока должен быть предусмотрен.

Мы знаем, как правильно поступить, если уж применен составной транзистор. Резистор утечки в базе R_B (рис. 10.8, б) рассчитывается таким образом, чтобы протекающий через него 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:

$$I_{Э\min} = U_B / R_B - I_{КБ0\max}.$$

Специальные приемы. Тот, кто захочет, например, ввести в стабилизатор регулировку выходного напряжения, будет, быть может, поставлен в тупик, подбирая номинал резистора утечки. При снижении напряжения на выходе – уменьшается и величина балластного тока, примерно равная $U_{ВЫХ} / R_B$! И это в режиме, наиболее опасном для проходного транзистора (наименьшему напряжению на выходе соответствует, разумеется, максимум $U_{КЭ}$ и максимум рассеиваемой мощности).

В подобных случаях приходится проявлять изобретательность: для создания постоянного балластного тока идут в ход вспомогательные схемы генераторов тока, дополнительные источники напряжений и т. п.

Регулятор напряжения, схема которого изображена на рис. 10.9, устойчиво работает (в том числе и без нагрузки) при максимально допустимых температурах кристалла проходного транзистора. Постоянный балластный ток задан схемой «токового зеркала».

А для чего тут поставлен второй транзистор в диодном включении?

Разберитесь сами. Для этого проанализируйте напряжения в схеме при крайних положениях движка регулятора.

Но дело, конечно, не только в схемотехнических приемах, а, прежде всего, в умении увидеть «слабые звенья» схемных структур, снижающие их надежность. Это не всегда удается.

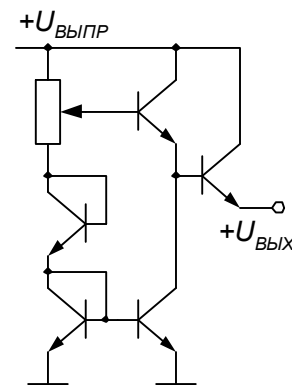


Рис. 10.9. Балластный ток в цепи базы создается схемой «токового зеркала»

10.3. Немного о расчете параметров режима

Огромная номенклатура типов полупроводниковых приборов изобилует, как кажется, радиоинженера от затруднений при подборе подходящего транзистора, диода. И все же нередки характерные ошибки расчета параметров режима, когда разработчиком не учитываются те или иные существенные факторы. Подобный «недоучет» приводит либо к неверному выбору элемента, либо даже к построению схемы, которая вообще не может обеспечить безотказной работы входящих в нее транзисторов.

Этот раздел мы целиком посвятим разбору примеров такого рода. Они не придуманы специально, а взяты из описаний конструкций, публиковавшихся в литературе, а значит, в какой-то мере типичны. Разработчик должен помнить, что функционирование опытного экземпляра собранного устройства еще не является доказательством грамотности проектирования и не отменяет внимательного изучения режимов работы всех компонентов схемы. А разбор чужих ошибок поможет ему не наделать таких же своих.

1. Правильно ли выбран транзистор для умножителя частоты в передатчике (рис. 10.10)?

По-моему, верно: напряжение питания каскада не превосходит допустимого для КП350Б ($U_{СИ\max} = 15\text{ В}$).

Однако вы должны помнить: в каскаде с нагрузкой в виде дросселя, трансформатора и т. п. мгновенный потенциал на выходе превышает потенциал шины питания.

Да, согласен, тип полевого транзистора должен быть выбран здесь из условия:
 $U_{СИ\max} > 15\text{ В} + u_{ВЫХ}.$

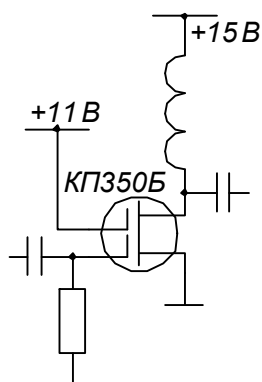


Рис. 10.10. Ошибка: допустимое напряжение сток-исток не превышено лишь в режиме покоя, следует применить КП306

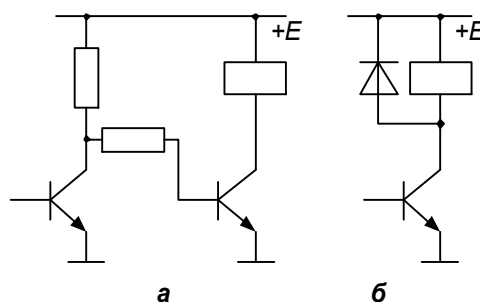


Рис. 10.11. Неправильно: бросок напряжения самоиндукции повредит транзистор (а); поможет защитный диод (б)

2. Оприметчивое применение реле вынуждало не одного конструктора заменять пробитый транзистор в ключевой схеме (см., например, рис. 10.11, а).

Отчего же он пробьется, если допустимое напряжение питания не превышено?

Давайте прикинем. В обмотке электромагнита с индуктивностью, например, $0,5 \text{ Гн}$, когда через нее течет ток 50 мА , запасена магнитная энергия $LI^2 / 2 = 0,0006 \text{ Дж}$.

Это ведь очень мало?

Нет, немало: ведь резкое размыкание ключа приведет к запуску затухающих колебаний в контуре, образованном обмоткой и параллельной ей паразитной емкостью. А через четверть периода этих колебаний та же энергия обнаружится в виде заряда «конденсатора» ($CU^2 / 2 \approx LI^2 / 2$). Если принять $C = 300 \text{ пФ}$ (распределенная емкость катушки плюс емкость коллекторного перехода), то бросок напряжения на обмотке окажется равным $3,5 \text{ кВ}$!

Более чем достаточно для пробоя транзистора...

Защитный диод (рис 10.11, б) повысит надежность схемы лишь в том случае, если сам не выйдет из строя, гася накопленную в катушке энергию.

Понимаю: он должен допускать прямой ток не ниже рабочего тока обмотки.

Верно.

3. В схеме транзисторного ключа на рис. 10.12, а разработчик не предусмотрел какого-либо ограничения коллекторного тока управляющего транзистора.

Зато, быть может, ток его базы как-то ограничен схемой...

Надежда на это совершенно неосновательна: ведь верхняя граница коэффициента $h_{21Э}$ нередко даже не нормируется, особенно при повышенной температуре. Сколько-нибудь продолжительная работа такого «ключа» приводит обычно к нарастающему разогреву, завершающемуся тепловым пробоем.

Значит, необходимо ограничение тока путем включения резистора в цепь коллектора.

Можно и так (тогда выйдет насыщенный ключ, как на рис. 10.12, б). Но можно включить и в эмиттер (получится генератор тока).

4. Короткое замыкание заряженного конденсатора большой емкости через транзисторный ключ предусмотрено схемой автоматики (рис. 10.13, а). Подобное включение небезопасно для транзистора, о минимально возможном

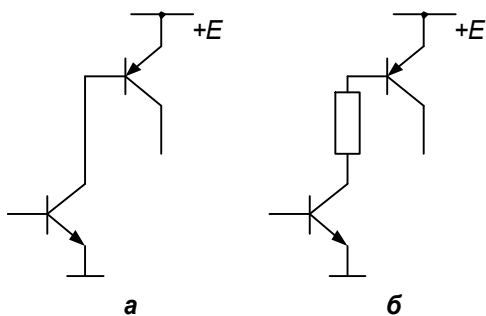


Рис. 10.12. Неправильно: нет ограничения тока первого транзистора (а); резистор превращает его в насыщенный ключ (б)

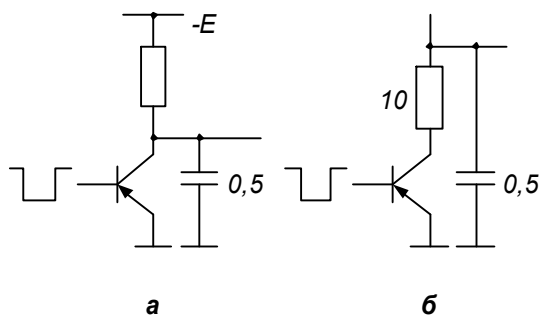


Рис. 10.13. Неправильно: ключ разряда работает в недопустимом режиме (а); нужен ограничительный резистор (б)

сопротивлении которого в насыщенном состоянии мы не имеем данных. Скорее всего, допустимый ток коллектора (даже для импульсного режима) будет превышен.

Здесь просто требуется включение токоограничивающего резистора (рис. 10.13, б).

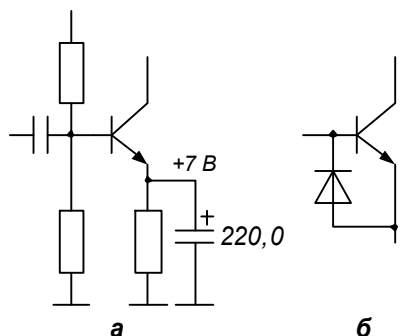


Рис. 10.14. Неправильно: напряжение на эмиттерном конденсаторе при снятии питания пробует переход (а); требуется защитный диод (б)

5. Не рекомендуется выключать усилительный каскад на рис. 10.14, 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 для высокочастотных транзисторов, рекомендованных здесь к использованию.

Как же быть?

В том случае, когда почему-либо невозможно изменить режим каскада, специалист пойдет на установку защитного диода (рис. 10.14, б) предохраняющего эмиттерный переход от переполюсовки. Самодельным же мастерам чаще всего вообще не приходит в голову проверить, не возникают ли недопустимые режимы элементов в моменты коммутации питания.

Но тогда отказы транзисторов из-за превышения $U_{ЭБ\max}$ должны быть очень частыми, схема-то самая обычная...

Спасает одно обстоятельство: пробой перехода эмиттер-база высокочастотных приборов почти всегда безопасен (это – не лавинный, а так называемый зенеровский пробой, и, скажем, для стабилитронов он является рабочим режимом). Конечно, ток при пробое должен быть ограничен на допустимом уровне; обычно так и случается.

Я задумался о том, многие ли просматривают свои схемы с точки зрения процессов, возникающих при включении и выключении...

Опытные инженеры хорошо знают: значительная часть отказов аппаратуры как раз и возникает в моменты ее включения и выключения.

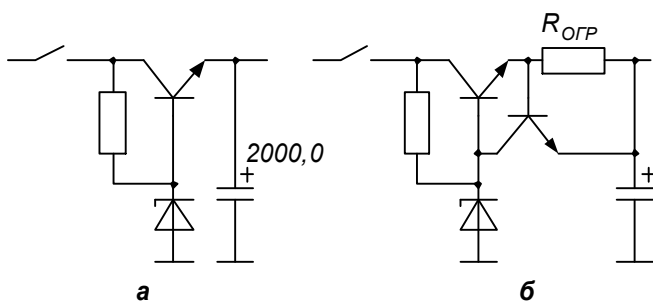


Рис. 10.15. Бросок зарядного тока может повредить транзистор (а); лучше ограничить ток короткого замыкания (б)

6. Вот еще пример: в стабилизаторе напряжения (рис. 10.15, а) возможно повреждение транзистора импульсом тока, заряжающего выходной конденсатор. Простейший ограничитель тока (рис. 10.15, б) защитит от импульсной перегрузки не только регулирующий транзистор, но и источник питания, он сработает также и при случайном коротком замыкании нагрузки. Максимальный выходной ток в такой схеме:

$$I_{кз} = \frac{0,7 B}{R_{огр}}.$$

7. Вот здесь автор тоже 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, по существу, в схеме будет лишь стабилизирован его ток пробоя на уровне обратного тока диода I_0 .

Но в оригинале, откуда взята схема, транзистор применен кремниевый, а диод – германиевый.

Тогда указанное вообще гарантировано на 100%.

Добавление резистора (рис. 10.16, б) обеспечит не только действительную защиту перехода, но и повышение быстродействия ключа. Эффективно и параллельное включение защитного диода.

Да, если только как-то ограничен ток управляющего сигнала в отрицательной полярности...

Конечно.

8. Опасное напряжение 50 вольт использовано для питания каскада на полевом транзисторе (рис. 10.17): разработчик стремился повысить усиление увеличением резистора нагрузки в стоке при заданной величине тока (около 2 мА).

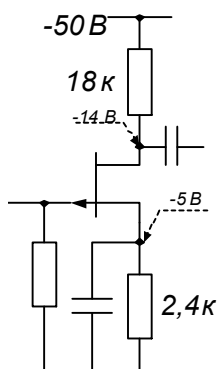


Рис. 10.17. Неправильно: напряжение сток-исток устойчиво только при стабильном токе, но он не гарантируется схемой

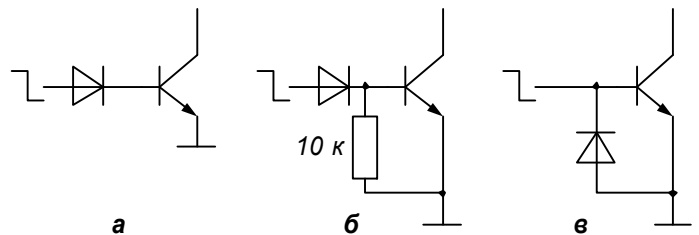


Рис. 10.16. Неправильно: диод, возможно, лишь ограничит ток пробоя (а); с резистором – обеспечена защита перехода (б); допустимо и так (в)

А что опасного? Расчетное напряжение $U_{си}$, составляющее в схеме примерно 9 В, не превышает допустимого для транзистора, например, КП103К.

И все же... Уменьшение тока всего на 10% приведет к возрастанию напряжения сток-исток больше, чем на 4 В! Этого уже достаточно для превышения $U_{СИмакс}$.

В самом деле...

Конечно, надо было учесть и возможный температурный дрейф тока стока, и разброс характеристик отдельных экземпляров полупроводниковых приборов одного типа, и неточность сопротивлений резисторов, и величину переменной составляющей напряжения на стоке. Взвесив все это, разработчик вряд ли пошел бы на использование такого высокого напряжения питания без особой необходимости.

10.4. Вопросы из практики

В старом справочнике мне попались на глаза гибридные микросхемы серии 222, построенные на транзисторах 2Т317 с предельным напряжением коллектор-эмиттер 5 В. Непонятно, как разработчики сумели создать на основе этих приборов ключ для формирования импульсов 9-вольтовой амплитуды?

Привожу вам схему (рис. 10.18). Разберитесь сами, в чем тут дело.

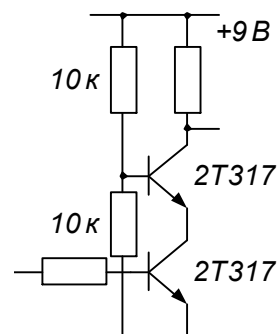
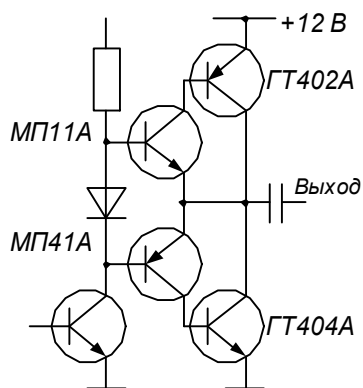


Рис. 10.18. При закрытом ключе напряжение распределяется поровну между двумя низковольтными транзисторами, при открытом – насыщаются оба

Выходной каскад усилителя звуковой частоты (рис. 10.19) я построил по описанию из радиолюбительского журнала. Выходная мощность – 1 Вт. При регулировке в режиме покоя ток оконечных транзисторов составил 10 мА. Но теперь я как-то сомневаюсь в надежности структуры...

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 транзисторов GT402 и GT404 0,1 °C/мВт, значит, при длительной отдаче максимальной мощности перегрев составит 50°, то есть переходы разогреются до 70°C. При этом обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ у некоторых экземпляров транзисторов может возрасти до 0,8 мА.

В базовых цепях оконечных приборов балластировка не предусмотрена.

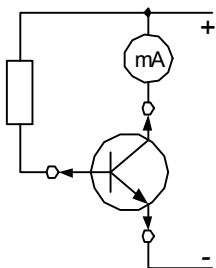
Рис. 10.19. Стабилен ли ток покоя?

Вот это меня и смущает.

Правильно, что 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 не поможет даже снятие входного сигнала: устойчивость схемы потеряна, стремительное нарастание тока завершится неизбежным перегоранием.

Мой юный сосед собрал самодельный прибор для измерения параметра $h_{21Э}$ транзистора (схема на рис. 10.20). Предписывается при пользовании подключать базовый вывод первым, а



отключать последним, чтобы предотвратить опасное для транзистора включение «с оборванной базой». Но радиолюбитель не очень-то соблюдает это...

Предлагаемые в описании предосторожности просто комичны: режим с фиксированным током базы (рабочий для прибора) куда опаснее включения с «оборванной базой»!

Рис. 10.20. Надо ли подключать базовый вывод первым?

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. – Техника, 1975.
4. Гаврилов С.А. Принципы схемотехники электронных ламп. – <http://www.gptelecom.ru/Articles/Tubes/index.htm>.