

**Г. М. КРЫЛОВ
Г. А. СМИРНОВ**



ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ



«ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ



Выпуск 8

Г. М. КРЫЛОВ, Г. А. СМЕРНОВ

ТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ



ИЗДАТЕЛЬСТВО «ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА

1967

ЛЕНИНГРАД



Scan AAW

Рассмотрены методы расчета и конструирования транзисторных усилителей с автоматической регулировкой усиления. Даны рекомендации по проектированию усилителей, обеспечивающих усиление в большом динамическом диапазоне входных сигналов.

Большое внимание уделено вопросам стабилизации частотных и фазовых характеристик, уменьшению нелинейных искажений, вносимых усилителем в процессе регулировки усиления, а также повышению температурной стабильности усилителей, имеющих АРУ. Приводятся также особенности расчета и указаны способы построения практических схем.

Книга предназначена для инженеров и техников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры, а также для студентов радиофакультетов высших учебных заведений.

Введение

Одной из проблем, возникающих при разработке различных приемников и усилителей на транзисторах, на вход которых подаются сигналы со значительно изменяющейся интенсивностью, является создание эффективной и быстродействующей системы автоматической регулировки усиления (АРУ). Основная цель введения в приемно-усилительный тракт системы АРУ — предотвратить перегрузку приемника сильными сигналами и дать возможность наблюдения исследуемого процесса на воспроизводящих устройствах (электроннолучевой трубке, громкоговорителе, телефонном аппарате и т. п.), динамический диапазон которых ограничен. Поэтому амплитудная характеристика регулируемого усилителя или должна иметь нарастающий характер в заданном динамическом диапазоне входных сигналов, или должна быть близкой к характеристике идеального ограничителя.

Рассмотрим основные способы регулировки усиления, которые могут быть применены в транзисторных усилителях. В общем виде коэффициент усиления определяется сопротивлением нагрузки и глубиной обратной связи, охватывающей весь усилитель или часть его. В соответствии с этим различают следующие способы регулировки усиления:

1) изменение коэффициента усиления активного элемента;

2) изменение эквивалентного сопротивления нагрузки;

3) изменение глубины обратной связи.

Кроме того, регулировку усиления можно осуществлять путем изменения числа усилительных каскадов в соответствии с уровнем поступающего на вход сигнала.

Итак, усилитель с регулируемым коэффициентом усиления позволяет работать без перегрузки в заданном диапазоне изменений уровней входных сигналов и одновременно дает возможность сохранить:

- а) амплитудную характеристику нужной формы;
- б) нелинейные искажения усищаемого сигнала минимальной величины.

Это должно выполняться и при работе приемника в различных эксплуатационных условиях, и при разнообразных воздействиях на него — механических, климатических и др.

Все сказанное является достаточно общим и относится как к ламповым, так и к транзисторным усилителям. Однако хотя способы регулировки усиления транзисторных усилителей и требования, предъявляемые к этим усилителям, принципиально не отличаются от требований, предъявляемых к ламповым схемам, тем не менее практическое осуществление транзисторного усилителя с регулируемым коэффициентом усиления наталкивается на ряд трудностей, обусловленных физическими свойствами транзисторов.

За прошедшее десятилетие в отечественной и зарубежной литературе достаточно подробно освещены были различные теоретические и практические вопросы осуществления транзисторных усилителей с автоматической регулировкой усиления. Тем не менее для более правильного использования известных схем регулировки усиления в радиотехнических приборах различного назначения авторы сочли необходимым провести их сравнительный анализ и обобщить уже опубликованный материал в данной книге. Книга содержит четыре главы. В первой главе рассмотрены вопросы регулировки усиления путем изменения режима питания транзистора по постоянному току. В гл. 2 рассмотрены методы регулировки усиления путем введения в усилительные каскады элементов, сопротивление которых автоматически изменяется при изменениях воздействующих сигналов. Третья глава знакомит читателя с некоторыми качественными и количественными характеристиками регулируемого усилителя, такими, как частотные искажения и частотная коррекция, нелинейные искажения и температурная стабилизация усилителей с АРУ. В четвертой главе приводятся некоторые практические схемы усилителей с АРУ, принципы их построения и реальные характеристики, полученные в этих усилителях.

В конце книги приводится литература, в которой читатель может получить ответ на интересующие его вопросы, недостаточно освещенные в этой книге.

Глава первая

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ПУТЕМ ИЗМЕНЕНИЯ РЕЖИМА ПИТАНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

1. Регулировка усиления в транзисторном усилителе

Наиболее распространенным способом регулировки усиления является изменение коэффициента усиления транзистора путем изменения постоянных напряжений на его электродах или токов, протекающих в цепях электродов. Это возможно потому, что напряжения на входе и выходе усилителя связаны потоком носителей электрического заряда, плотность которого, а следовательно, и коэффициент усиления схемы зависят от режима работы усилительного элемента по постоянному току.

По аналогии с электронными лампами можно сказать, что наилучшим образом задача регулировки усиления была бы решена при наличии полупроводникового прибора, который был бы идентичен лампе с удлиненной характеристикой. Однако в настоящее время таких полупроводниковых приборов нет и, как утверждается в большинстве опубликованных работ, в ближайшем будущем не будет. Поэтому для целей регулировки усиления в транзисторных усилителях приходится использовать зависимость тех или иных параметров транзистора от режима его работы. А одновременное использование транзисторов в качестве усилительных и регулируемых элементов или даже в качестве только регулируемых элементов приводит к некоторым усложнениям схемы, с которыми часто приходится мириться.

В соответствии со схемой замещения транзистора (рис. 1) коэффициент передачи четырехполюсника в системе h -параметров определяется выражением

$$K_P = \frac{4G_n R_r |h_{21}|^2}{|(h_{11} + Z_r)(h_{22} + Y_n) - h_{12}h_{21}|}, \quad (1)$$

где $Z_r = R_r + jX_r$ — внутреннее сопротивление источника сигнала;

$Y_n = G_n + jX_n$ — проводимость нагрузки.

Параметры транзистора представляют собой частотно-зависимые комплексные величины, изменяющиеся в широких пределах в зависимости от положения рабочей точки, и зависят от схемы включения транзистора.

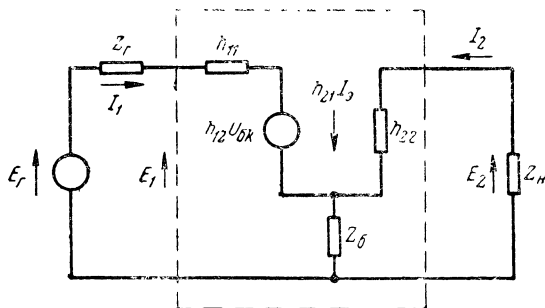


Рис. 1. Схема замещения транзистора.

При регулировке усиления, например, путем изменения положения рабочей точки изменяется не только параметр h_{21} регулируемого транзистора, но и активные и реактивные составляющие его входного и выходного сопротивлений, т. е. происходит изменение всех характеристик транзисторного усилителя. Это приводит к тому, что характеристика регулирования становится функцией большого числа переменных, а точное аналитическое представление коэффициента усиления как функции положения рабочей точки оказывается весьма затрудненным, особенно на высоких частотах. Поэтому влияние изменения параметров транзистора, таких например, как ток эмиттера или напряжение на коллекторе, на величину коэффициента усиления часто представляется качественно. Однако следует отметить, что при некоторых упрощениях может быть дана и количественная оценка

изменений коэффициента усиления, естественно с определенными приближениями к истинному значению.

Регулировка усиления в транзисторном усилителе, как правило, производится путем изменения режима работы транзистора по постоянному току, что в свою очередь приводит к изменению эквивалентной крутизны переходной характеристики транзистора. Изменение режима может осуществляться либо путем изменения тока эмиттера (I_E -регулировка), либо путем изменения напряжения на коллекторе (U_K -регулировка).

В реальной схеме изменение тока эмиттера приводит к соответствующим изменениям тока коллектора и величины падения напряжения на сопротивлении нагрузки по постоянному току в цепи коллектора, а следовательно, и к изменению напряжения на коллекторе. Это не позволяет работать с большими уровнями сигнала и вынуждает производить регулировку в первых каскадах усилителя, ухудшая тем самым шумовые характеристики усилителя. Кроме того, существенно ограничивается максимальный динамический диапазон регулируемого каскада. Это можно объяснить следующим. Исходный режим регулируемого транзистора по постоянному току обычно выбирается таким образом, чтобы рабочая точка находилась в области максимальной кривизны статической характеристики, что позволяет достичь наибольшей эффективности регулировки усиления. Под термином «наибольшая эффективность» понимается получение возможно более широких пределов изменений коэффициента усиления при минимальном диапазоне изменений величины сигнала АРУ. Но так как такой режим не соответствует максимальному усилению, то динамический диапазон усилителя по входным сигналам, определяемый пределами изменений коэффициента усиления, сокращается.

Кроме того, из-за значительно большей, чем у ламп, нелинейности статических характеристик транзисторов нелинейные искажения при регулировке усиления достигают существенного уровня, особенно если регулируемые транзисторы находятся не в первых каскадах, что в свою очередь ограничивает максимально достижимую глубину регулировки усиления. Поэтому регулировка усиления, осуществляемая посредством изменения режима транзистора по постоянному току, приводит к нарушению условий согласования транзистора с предыдущими и после-

дующими цепями, а также к искажениям формы частотной характеристики регулируемого каскада. Одновременно затрудняется нейтрализация внутренней обратной связи.

Кроме того, осуществить обычными методами температурную стабилизацию параметров каскада, где в качестве регулируемого элемента используется сам транзистор, довольно трудно. И, наоборот, крайне затруднена регулировка усиления путем изменения режима транзистора по постоянному току в термостабилизированной схеме. Это и понятно, так как способы, при помощи которых осуществляют температурную стабилизацию схемы, т. е. обеспечение постоянства как положения рабочей точки усилительного элемента, так и основных качественных показателей усилителя, в конечном итоге препятствуют изменениям параметров транзисторов и тем самым не дают возможности достичь максимальной эффективности регулировки усиления. Все это вынуждает с особым вниманием подходить к вопросу построения усилителя, который одновременно должен иметь высокую температурную стабильность параметров и большой (80—100 дБ) диапазон регулировки.

2. Прямая и обратная АРУ

Регулировка усиления может производиться либо изменением тока эмиттера, либо изменением напряжения на коллекторе. Эти виды регулировки усиления получили название обратной и прямой АРУ соответственно. Для того чтобы понять физический смысл этих терминов, необходимо проанализировать зависимость коэффициента усиления по напряжению реального транзисторного усилителя от тока эмиттера.

В реальной схеме, как правило, одновременно изменяются ток эмиттера и напряжение на коллекторе и истинная зависимость $K_U = \Psi(I_a, U_K)$ имеет довольно сложный характер. В качестве примера приведены зависимости $K_U = \Psi(I_a)$ при различных U_K и $K_U = \Psi(U_K)$ при различных K_f (рис. 2 и 3). Сплошными линиями на рис. 2 изображены зависимости $K_U = \Psi_1(I_a)$, снятые для различных величин напряжения на коллекторе U_{Ki} , причем во всем диапазоне изменений тока эмиттера это значение U_{Ki} искусственно поддерживалось постоянным.

Так как $I_3 \approx I_{ki}$, то изменение тока эмиттера приводит к соответствующему изменению постоянной составляющей тока в цепи коллектора и, следовательно, к появлению падения напряжения на нагрузке в цепи коллектора, что в свою очередь обуславливает изменение напряжения на самом коллекторе. При сравнительно малых (0,1—1 ма) токах эмиттера ($I_3 < I_{a1}$) изменения его практически не влияют на величину напряжения на

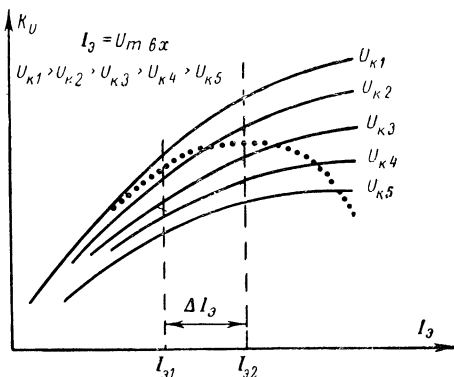


Рис. 2. Зависимость коэффициента усиления от тока эмиттера при различных постоянных значениях напряжения на коллекторе.

..... — истинная зависимость $K_U = \Psi_2(I_3, U_{вх})$.

коллекторе и истинная зависимость $K_U = \Psi_2(I_3, U_{вх})$, изображенная пунктирной линией, практически совпадает с кривой, соответствующей $U_{ki} = \text{const}$. При увеличении тока эмиттера увеличивается падение напряжения на сопротивлении в коллекторной цепи и уменьшается напряжение на коллекторе, в результате чего U_K становится меньше U_{ki} , а увеличение коэффициента усиления замедляется.

При $I_3 > I_{a2}$ коэффициент усиления начинает уменьшаться с увеличением тока эмиттера.

Оказывается, что в некотором интервале ($I_{a2} - I_{a1} = \Delta I_3$) изменения тока эмиттера, определяемого типом транзистора и первоначально выбранным режимом питания, коэффициент усиления практически не зависит от изменений режима транзистора по постоянному току и остается почти неизменным. Как видно из рис. 2, увели-

чение тока эмиттера выше значения $I_{э2}$ в значительно меньшей степени сказывается на величине параметра h_{21} , определяющего коэффициент усиления каскада. Однако увеличение тока эмиттера приводит к дальнейшему уменьшению величины напряжения на коллекторе U_K , которое становится настолько малым, что всякое изменение его существенно отражается на усилительных свойствах каскада. Уменьшение величины напряжения U_K является преобладающим и, поскольку обусловленное им уменьшение величины параметра h_{21} уже не

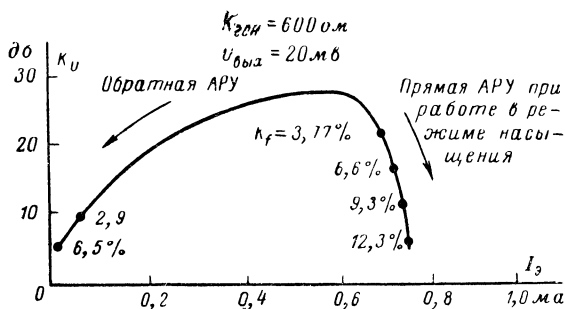


Рис. 3. Зависимость коэффициента усиления от тока эмиттера при прямой и обратной АРУ.

компенсируется действием тока эмиттера, коэффициент усиления по напряжению начинает уменьшаться, что приводит к появлению в характеристике каскада $K_U = \Psi_2(I_э)$ падающего участка.

В подавляющем большинстве случаев необходимо иметь коэффициент усиления тем меньший, чем сильнее сигнал. Требуемый характер изменения коэффициента усиления в зависимости от уровня входного сигнала может быть получен в одной из двух строго определенных областей изменения тока эмиттера (см. рис. 2), а именно: при $I_э < I_{э2}$ коэффициент усиления каскада по напряжению падает с уменьшением тока эмиттера (т. е. $K_U \equiv I_э$) — это обратная АРУ; при $I_э > I_{э2}$ ток эмиттера должен возрасти, (т. е. $K_U \equiv 1/I_э$) — это прямая АРУ (довольно часто такую регулировку усиления называют U_K -регулировкой, полагая, что в данном случае определяющим является изменение напряжения на коллекторе).

Так как при слабых сигналах на входе необходимо обеспечить максимальный коэффициент усиления тракта, то исходный режим регулируемого транзистора должен быть выбран, как следует из приведенных графиков на рис. 2, при $I_0 \approx I_{01}$. Значение тока I_{01} зависит от типа транзистора и величины постоянных напряжений на его электродах; его определяют экспериментальным путем, причем весьма приблизительно.

Коэффициент усиления каскада при включении транзистора по схеме с общим эмиттером

$$K_U = \frac{\beta}{(h_{22} + Y_H)(h_{11} + R_{ген})}, \quad (2)$$

где h_{11} — входное сопротивление каскада равное

$$h_{11} = r_6 + r_3(1 + \beta),$$

h_{22} — выходная проводимость транзистора;

$R_{ген}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала (генератора).

Анализируя выражение (2), можно показать, что при обратной АРУ коэффициент усиления каскада является почти линейной функцией тока эмиттера. Во всей области обратной АРУ выходную проводимость h_{22} транзистора практически можно считать постоянной.

При прямой АРУ, когда регулируемый транзистор работает в режиме насыщения, пределы изменений коэффициента усиления определяются уже не током эмиттера, а пределами изменений выходной проводимости h_{22} транзистора. В этом случае имеет место наибольшая степень изменения коэффициента усиления при сравнительно небольшом изменении тока эмиттера (рис. 3). Однако этот режим характеризуется более высоким (по сравнению с обратной АРУ) уровнем нелинейных искажений. Кроме того, при прямой АРУ (т. е. при U_K -регуливке) в регулируемом транзисторе заметно изменяется емкость перехода база — коллектор $C_{БК}$. Поскольку эта емкость входит в состав выходной нагрузки каскада, частотная характеристика последнего претерпевает изменения в процессе регулировки усиления, причем тем сильнее, чем выше рабочий диапазон частот усилителя (или чем меньше отношение $C_H/C_{БК}$, где C_H — емкость нагрузки).

Это значит, что прямая АРУ имеет частотные ограничения, и поэтому в резонансных усилителях, настроенных на сравнительно высокие частоты, более целесообразной оказывается обратная АРУ.

На рис. 4 представлена схема высокочастотного регулируемого каскада, а на рис. 5 — кривые, показывающие зависимость коэффициента усиления по мощности, ширины полосы пропускания и центральной частоты по-

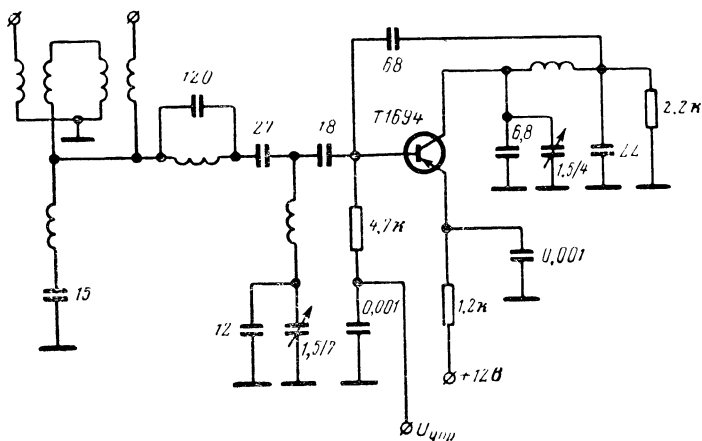


Рис. 4. Высокочастотный регулируемый каскад.

лосы пропускания от тока эмиттера при обратной АРУ и от напряжения на коллекторе при прямой АРУ. Эти кривые позволяют сравнить эффективность способов регулировки усиления. И хотя прямая АРУ требует значительно большей величины управляющей мощности, чем обратная, и оказывает большее влияние на форму частотной характеристики регулируемого каскада, прямая АРУ обладает важным свойством, объясняющим широкое применение ее: уровень входной мощности, при котором происходит перегрузка каскада, оказывается при прямой АРУ значительно выше, нежели при обратной. При этом в усилителе с обратной АРУ уровень перегрузки падает с уменьшением коэффициента усиления, а в усилителе с прямой АРУ он возрастает. Что же касается изменений формы частотной характеристики в процессе регулировки усиления, то они опасны лишь в узкополосных усилителях, настроенных на высокие ча-

стоты, а в широкополосных и узкополосных усилителях, настроенных на сравнительно низкие частоты, с ними можно не считаться.

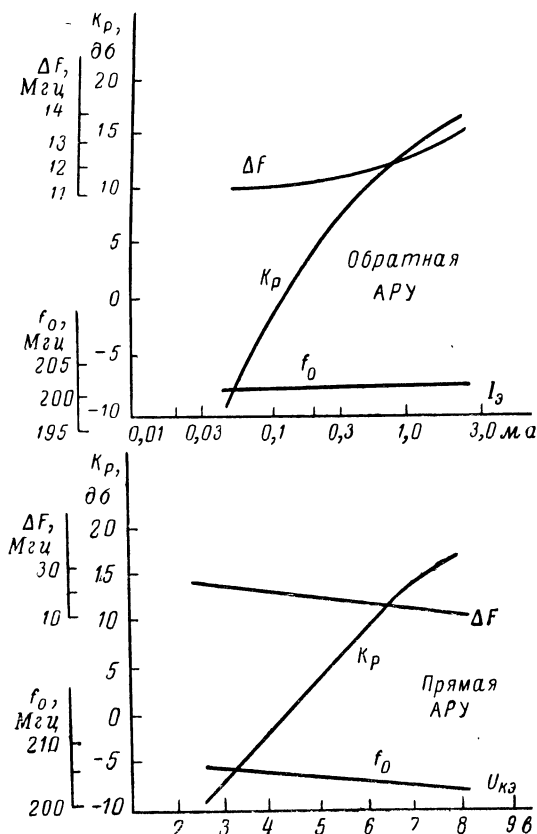


Рис. 5. Зависимость коэффициента усиления по мощности, ширины полосы пропускания частот и центральной частоты полосы пропускания от тока эмиттера при обратной АРУ и от напряжения на коллекторе при прямой АРУ.

3. Способы подачи регулирующего воздействия на транзистор

При составлении схемы усилителя с автоматически регулируемым коэффициентом усиления весьма важным является способ подачи регулирующего воздействия на

транзистор. Это связано с тем, что регулировка усиления в транзисторном усилителе происходит в цепях, по которым протекают значительные токи (имеются в виду цепи эмиттера и коллектора, где токи могут достигать величины порядка нескольких миллиампер), а следовательно, на выходе канала АРУ необходимо обеспечить определенную величину мощности управляющего сигнала.

Выше было показано, что наибольшее изменение коэффициента усиления имеет место при регулировке сравнительно небольших по величине токов эмиттера (от 20 $\mu\text{а}$ до 1 ма) и напряжений на коллекторе (от 30 мв до 1—2 в). Однако абсолютная величина коэффициента усиления при этом мала и достигает максимального значения при более высоких значениях $I_{\text{э}}$ и $U_{\text{к}}$, непосредственная регулировка которых не отвечает требованию минимальной мощности регулировки. Поэтому в целях снижения мощности регулировки и улучшения энергетического режима схемы прибегают к косвенной регулировке $I_{\text{э}}$ и $U_{\text{к}}$. При этом транзистор работает в таком режиме по постоянному току, который соответствует максимальному коэффициенту усиления, а сигнал АРУ поступает на базу транзистора, в цепи которой протекают небольшие токи по сравнению с током эмиттера (порядка десятков микроампер). В результате оказывается возможным управлять более значительными по величине токами $I_{\text{э}}$ и $I_{\text{к}}$ и напряжением $U_{\text{к}}$ при помощи малых управляющих сигналов.

Итак, регулировка коэффициента усиления путем возникающих при перемещении рабочей точки изменений параметров одного или нескольких транзисторов — активных элементов схемы — может осуществляться следующими способами:

1. Непосредственное изменение тока эмиттера (рис. 6). Нетрудно видеть, что при увеличении амплитуды входного сигнала (и соответственно этому выходного) возрастает постоянная составляющая тока, протекающего через детектор АРУ, а также увеличивается падение напряжения U_{R} на сопротивлении нагрузки детектора R . Следовательно, потенциал эмиттера относительно базы $U_{\text{э}} = E_{\text{э}} - U_{\text{R}}$, где $E_{\text{э}}$ — напряжение питания цепи эмиттера, будет уменьшаться, соответственно уменьшая постоянную составляющую тока эмиттера и коэффициент усиления каскада по напряжению. Изменение коэффи-

коэффициента усиления в зависимости от тока эмиттера можно определить по упрощенной формуле (в системе Z-параметров для схемы с ОБ)

$$K_U \approx \alpha R_H / [r_э + r_б(1 - \alpha)], \quad (3)$$

где $r_э \approx 0,026/I_э = 26/I_э$ (мА) — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, определяемое током через этот переход;

α и $r_б$ — коэффициент усиления по току и сопротивление базы; их величины мало зависят от тока эмиттера.

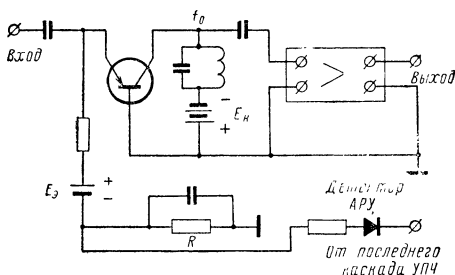


Рис. 6. Принцип регулировки усиления непосредственным изменением тока эмиттера.

Оказывается, что при малых значениях тока эмиттера можно с достаточной для практики точностью полагать коэффициент усиления пропорциональным $1/(h_{11})^2$. А поскольку $h_{11} \approx 1/I_э$, то зависимость $K_U = \Psi(I_э)$ будет линейной в достаточно широких пределах.

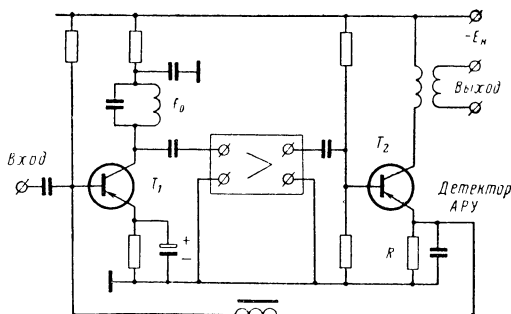


Рис. 7. Принцип регулировки усиления косвенным изменением тока эмиттера путем изменения потенциала базы.

2. Косвенное изменение тока эмиттера путем изменения потенциала базы (рис. 7). Схема работает следующим образом: изменяющееся (в зависимости от уровня входного сигнала) напряжение с выхода детектора АРУ поступает на базу регулируемого транзистора, потенциал которой соответствующим образом изменяется. Следовательно, происходит изменение напряжения между базой и эмиттером и тока эмиттера, т. е. коэффициента усиления. Напомним, что для получения падающего характера зависимости $K_U = \Psi(U_{вх})$ необходимо подавать на базу транзистора $p-n-p$ типа возрастающее напряжение положительной полярности (или, что то же самое, уменьшающееся напряжение отрицательной полярности), а на базу транзистора $n-p-n$ типа — возрастающее напряжение отрицательной полярности. Чем меньше при этом абсолютная величина потенциала базы, тем меньше напряжение $U_{бэ}$ и ток эмиттера. Обычно $I_{э}$ -регуливка проводится при сравнительно высоком напряжении на коллекторе и малом токе эмиттера, когда степень изменения параметров транзистора (в частности, входного сопротивления) оказывается наибольшей.

3. Непосредственное изменение напряжения на коллекторе (рис. 8). Как видно из приведенной схемы, на-

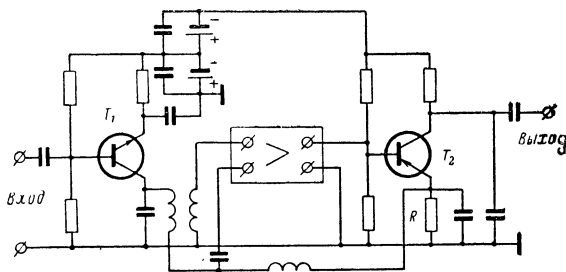


Рис. 8. Принцип регулировки усиления непосредственным изменением напряжения на коллекторе.

пряжение на коллекторе регулируемого транзистора T_1 определяется потенциалом эмиттера транзистора T_2 , выполняющего функции детектора. При отсутствии сигнала, когда в цепи эмиттера T_2 протекает ток $I_{э2}$, будет иметь место следующее равенство: $U_{к1} = E_{э2} - I_{э2}R$. При увеличении уровня входного сигнала ток, протекающий через нагрузку детектора АРУ, увеличивается, а следо-

вательно, увеличивается и падение напряжения U_R на нагрузке R . Тогда абсолютная величина постоянного напряжения на коллекторе транзистора T_1

$$U_{K1} = E_{a2} - (I_{a2} + \Delta I_{a2})R, \quad (4)$$

где ΔI_{a2} — приращение тока эмиттера транзистора T_2 , обусловленное изменением уровня сигнала, падает и вместе с тем происходит уменьшение коэффициента усиления.

Рассматривая семейство коллекторных характеристик любого плоскостного транзистора, нетрудно убедиться в том, что эффективная регулировка усиления путем изменения напряжения на коллекторе возможна при малых напряжениях на коллекторе, когда зависимости $I_K = \Psi(U_K)$, а следовательно, и $K_U = \Psi(U_K)$ приблизительно линейны. Это значит, что U_K -регулировка приемлема лишь для каскадов с низковольтным питанием (1—3 в), что является недостатком данного способа АРУ.

4. Косвенное изменение напряжения на коллекторе путем изменения потенциала базы (рис. 9). При увеличении уровня входного сигнала увеличивается постоян-

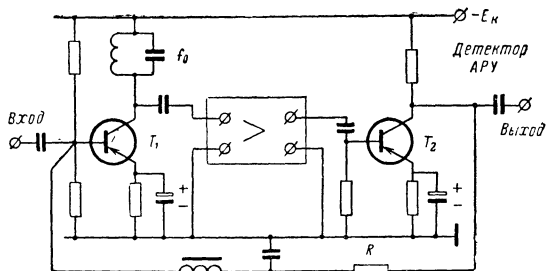


Рис. 9. Принцип регулировки усиления косвенным изменением напряжения на коллекторе путем изменения потенциала базы.

ная составляющая тока, протекающего через нагрузку детектора АРУ (в данной схеме детектирование осуществляется в эмиттерной цепи последнего каскада), и, следовательно, падение напряжения U_R на сопротивлении нагрузки детектора R . Это напряжение, будучи подано на базу регулируемого транзистора T_1 , изменяет ее потенциал, что в конечном итоге приводит к соответствующему изменению напряжения на коллекторе и величины

коэффициента усиления. При этом на базу транзистора типа $p-n-p$ должно подаваться возрастающее напряжение отрицательной полярности, а на базу транзистора типа $n-p-n$ — возрастающее напряжение положительной полярности. В результате происходит увеличение постоянной составляющей токов эмиттера и коллектора, а также падения напряжения на сопротивлении нагрузки в цепи коллектора, что в свою очередь приводит к уменьшению постоянного напряжения на коллекторе и коэффициента усиления каскада.

Итак, регулировка усиления независимо от того, на какой электрод регулируемого транзистора подается управляющее напряжение, сводится к изменению в той или иной степени тока эмиттера.

Сравнивая схемы на рис. 6—9, нетрудно заметить, что в зависимости от схемы включения регулируемого транзистора более выгодной (в отношении глубины регулировки, с точки зрения экономичности энергетического режима и пр.) оказывается либо $I_{\text{э}}$ -регулировка, либо $U_{\text{к}}$ -регулировка. Так, например, при включении транзистора по схеме с общей базой, режим которого соответствует малой величине тока эмиттера, более выгодной оказывается непосредственная $I_{\text{э}}$ -регулировка. Действительно, определяющие коэффициент усиления каскада параметры h_{21} и h_{11} весьма чувствительны к изменению тока эмиттера, в то время как изменение напряжения на коллекторе практически не оказывает на эти параметры сколько-нибудь заметного влияния. Если же регулируемый транзистор должен в силу тех или иных причин работать при токах эмиттера большой величины, то, как очевидно, следует использовать $U_{\text{к}}$ -регулировку (прямую АРУ).

В отношении максимально возможной величины изменения коэффициента усиления (диапазона регулировки) прямая АРУ менее эффективна. Это объясняется тем, что параметр h_{21} характеризуется меньшим, нежели параметр h_{11} , диапазоном изменений при одной и той же степени изменения уровня регулирующего сигнала.

При включении регулируемого транзистора по схеме с общим эмиттером как $I_{\text{э}}$ -, так и $U_{\text{к}}$ -регулировки примерно одинаково эффективны, а целесообразность применения того или другого вида регулировки определяется энергетическими соображениями и рациональным построением электрической схемы усилителя.

Непосредственная U_K -регулировка энергетически невыгодна, так как она осуществляется при больших токах эмиттера, причем с увеличением амплитуды входного сигнала величина тока эмиттера должна для уменьшения коэффициента усиления увеличиваться еще в большей степени. В то же время при I_3 -регулировке требуемый характер изменения коэффициента усиления обеспечивается при уменьшении тока эмиттера, а кроме того, работа транзистора происходит в области малых токов эмиттера.

Несколько слов о регулировке усиления путем подведения управляющего воздействия к базе регулируемого транзистора.

Как уже было показано косвенная U_K - или I_3 -регулировка усиления, осуществляемая изменением потенциала базы, является значительно более экономичной с точки зрения величины мощности управляющего сигнала. Нетрудно показать, что при этом для изменения тока эмиттера от $I_{э.макс}$ до $I_{э.мин}$, т. е. для изменения коэффициента усиления каскада от $K_{U\max}$ до $K_{U\min}$, на выходе канала АРУ необходим такой уровень управляющего воздействия, который обеспечит регулировку токов базы, в 1— α раз меньших значений $I_{э.макс}$ и $I_{э.мин}$. Это значит, что при косвенной I_3 -регулировке мощность управляющего сигнала окажется примерно на 3 порядка ниже, чем при непосредственной.

Для того чтобы достичь наибольшей эффективности работы АРУ, т. е. максимально возможной глубины регулировки, необходимо правильно выбрать среди всех прочих величин, определяющих режим работы транзистора по постоянному току, и ток базы. Как известно, коэффициент усиления по току транзистора зависит от тока базы [$h_{21} = \varphi(i_6)$]. Эта зависимость имеет вид кривой, изображенной на рис. 10. Максимальное значение h_{21} имеет место при токе базы $i_6 = I'_6$. Очевидно, что участок кривой $h_{21} = \varphi(i_6)$ при $i_6 < I'_6$ соответствует обратной АРУ (косвенной I_3 -регулировке), а при $i_6 > I'_6$ — прямой

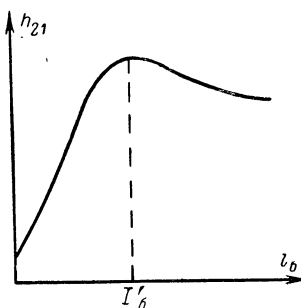


Рис. 10. Зависимость параметра h_{21} транзистора от тока базы.

АРУ (косвенной U_K -регуливке). Второй режим является, как нетрудно заметить, менее выгодным с точки зрения экономии мощности управляющего сигнала, а также характеризуется меньшими пределами изменений величины h_{21} .

Система регулировки усиления при обратной АРУ строится таким образом, чтобы при увеличении мощности сигнала на выходе усилителя регулирующее напряжение, снимаемое с детектора АРУ и подведенное к базе

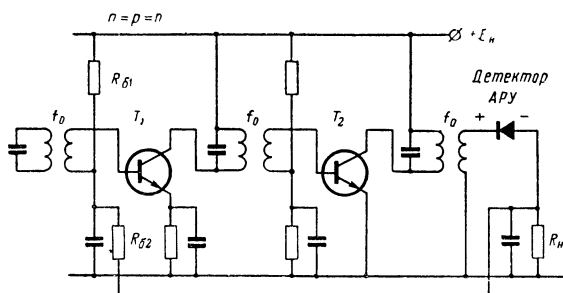


Рис. 11. Схема подачи регулирующего сигнала на транзистор $n-p-n$ типа.

регулируемого транзистора, уменьшало напряжение между эмиттером и базой, а следовательно, ток эмиттера и коэффициент усиления каскада. В качестве примера на рис. 11 приведена схема подачи регулирующего сигнала на транзистор $n-p-n$ типа. При отсутствии сигнала на входе усилителя на сопротивлении нагрузки детектора R_H , которое одновременно является частью делителя $R_{Б1}—R_{Б2}$, в цепи подачи смещения на базу транзистора T_1 , нет падения напряжения и коэффициент усиления каскада максимален. То же самое будет и при слабых сигналах на входе, но при условии, что на диод АРУ подается запирающее напряжение, т. е. осуществлена АРУ с задержкой. Чем сильнее сигнал, тем больше продетектированное напряжение и тем больше по абсолютной величине потенциал базы, т. е. меньше напряжение эмиттер — база, и следовательно, коэффициент усиления.

Отметим, что наличие потенциометрических схем подачи постоянного смещения на базу регулируемого транзистора указанным способом затрудняет получение необходимой величины диапазона регулировки. Объясняется это тем, что напряжение смещения и напряжение АРУ имеют противоположные полярности. Поэтому с целью

повышения эффективности регулировки исходное смещение на базу регулируемого транзистора следует также подавать с выхода канала АРУ.

4. Особенности выполнения канала АРУ

Регулировка усиления, осуществляемая путем непосредственной подачи управляющего воздействия на усилительный элемент, в транзисторных усилителях связана со значительно более серьезными трудностями, нежели в ламповых.

Известно, что изменение крутизны анодно-сеточных характеристик электронных ламп осуществляется изменением смещения на управляющих сетках, находящихся под отрицательным потенциалом, т. е. происходит регулировка напряжения на зажимах цепи, в которой протекает весьма малый электрический ток, а следовательно, для управления анодным током практически не требуется затрат энергии. В транзисторных же усилителях изменение параметров активного элемента связано с воздействием на цепи, в которых протекает сравнительно большие токи.

Очевидно, что указанное свойство транзисторов при осуществлении регулировки усиления связано с затратой определенной энергии. Действительно, для достижения требуемого диапазона регулировки на выходе источника управляющего воздействия — канала АРУ — необходимо иметь сигнал, мощность которого должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить изменение эмиттерных токов регулируемых транзисторов в нужных пределах. Поэтому при практическом осуществлении транзисторных усилителей с АРУ немаловажное значение имеют энергетические соображения. И зачастую обусловленная теми или иными причинами трудность получения с выхода канала АРУ необходимой величины управляющей мощности делает невозможным достижение требуемого диапазона регулировки.

Одним из путей увеличения управляющей мощности является замена диодного детектора АРУ, который принципиально не может обеспечить сколько-нибудь значительную мощность, детектором, выполненным на транзисторе. Эффективность последнего намного больше, чем диодного детектора, и мощности продетектированного сигнала вполне достаточно для непосредственной регули-

ровки тока эмиттера одного или нескольких транзисторов в требуемых пределах.

При необходимости в канал АРУ вводят дополнительный усилитель, который, как и в ламповых схемах, включается либо до детектора, и тогда он в общем идентичен регулируемому усилителю, либо после детектора, и тогда он представляет собой усилитель постоянного тока. А если нужно изменить постоянную времени АРУ в зависимости от вида принимаемого сигнала и назначения радиотехнического устройства, то следует изменять величину емкости фильтра в цепи АРУ, оставляя сопротивление неизменным и имеющим минимально допустимое значение. Для уменьшения потерь управляющего сигнала вместо резисторов могут быть включены дроссели.

Наличие усилителя в канале АРУ позволяет скомпенсировать потери управляющего сигнала, вносимые сопротивлениями в цепи фильтров АРУ, и тем самым дает возможность снять в какой-то мере вопрос экономии мощности управляющего сигнала при построении тракта с регулируемым усилением. Конечно, введение усилителя в канал АРУ усложняет схему и конструкцию тракта и поэтому в данном случае необходим разумный компромисс между требованием получения максимальной величины мощности управляющего сигнала и требованиями конструктивного характера.

Рассмотрим один из способов построения канала АРУ для случая непосредственной I_g -регулировки в одном или нескольких каскадах (рис. 12). Процесс регулировки усиления осуществляется следующим образом. При отсутствии сигнала на входе усилителя транзистор T_1 заперт и на выходе канала АРУ имеется постоянное напряжение $+U_{\text{макс}}$. Величина его определяется режимом работы регулируемого транзистора по постоянному току (ток эмиттера должен быть максимальным) и подбирается изменением напряжения источника питания $E_{\text{АРУ}}$ и сопротивления резистора R_1 . При подаче сигнала на вход усилителя транзистор T_1 отпирается и в его коллекторной цепи появляется ток, создающий падение напряжения на резисторе R_1 , в результате чего напряжение на коллекторе уменьшается, а значит, уменьшится и напряжение смещения на базе транзистора T_2 . В свою очередь это приводит к уменьшению тока эмиттера T_2 и соответственно к уменьшению постоянного напряжения

на выходе канала АРУ. Необходимое значение постоянного напряжения $+U_{\text{мин}}$ на выходе канала АРУ, соответствующее максимальному уровню входного сигнала, устанавливается при помощи резистора R_1 .

Непосредственная регулировка усиления, осуществляемая путем изменения тока эмиттера (прямая или обратная АРУ), не отвечает требованию минимального расхода мощности регулирующего сигнала. Поэтому для

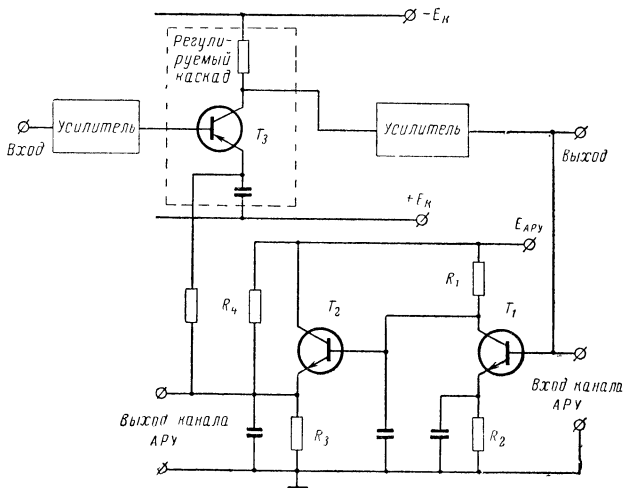


Рис. 12. Схема АРУ с непосредственным изменением тока эмиттера.

уменьшения мощности регулирующего сигнала приходится использовать более экономичную на первый взгляд косвенную I_b - или U_k -регулировку, изменяя потенциал базы регулируемого транзистора.

Однако наряду с экономией мощности следует учитывать влияние цепей стабилизации режима усилителя, наличие которых также требуют определенного расхода мощности питания, что в конечном итоге вынуждает увеличивать уровень сигнала АРУ, и приводит к потере энергетического выигрыша, ожидаемого при регулировке усиления изменением потенциала базы. Например, при I_b -регулировке в усилительной схеме, выполненной на типовом плоскостном транзисторе, ток эмиттера обычно изменяется в пределах от 1 до 0,1 ма. В то же время для стабилизации положения рабочей точки к базе под-

ключен делитель, потребляющий ток порядка 1 ма (этот ток должен намного превышать ток базы). Как видим, токи эмиттера и делителя, определяющие соотношение потенциалов эмиттера и базы, а следовательно, и коэффициент усиления, примерно одинаковы. Это означает, что с точки зрения потребления мощности от источника сигнала АРУ практически безразлично, куда

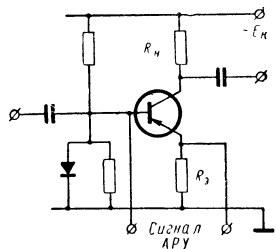


Рис. 13. Схема температурно-стабилизированного усилительного каскада при I_b -регуливке.

подается регулирующее воздействие — в цепь базы или в цепь эмиттера. Величина необходимой мощности, требуемой от детектора АРУ, и в том, и в другом случаях составляет $1\text{—}10\text{ мвт}$ при связи с регулируемым каскадом через дроссель и может достигать 50 мвт при связи через резистор. Для обеспечения такой мощности одного диодного детектора явно недостаточно и приходится либо дополнительно усиливать управляющий сигнал в усилителе постоянного ток, либо применять детекторы, выполненные на транзисторах. Но даже при этом задача получения нужной величины мощности управляющего сигнала остается довольно сложной, так как в приемно-усилительном тракте регулировка усиления обычно осуществляется минимум в двух-трех каскадах. Поэтому приходится искать способы, облегчающие пути создания регулируемых в широком динамическом диапазоне усилителей с высокой температурной стабильностью параметров и требующие одновременно с этим незначительной величины мощности управляющего сигнала. Некоторые из этих способов описаны ниже.

Осуществление температурной стабилизации с помощью температурно-зависимых элементов типа полупроводниковых диодов, включенных так, как показано на рис. 13, обеспечивает высокую стабильность параметров усилителя при изменении температуры окружающей среды. При этом I_b -регуливка осуществляется небольшим, порядка $30\text{—}50\text{ мка}$, током, который без особых затруднений можно получить от диодного детектора, а мощность управляющего сигнала составляет $0,05\text{—}0,2\text{ мвт}$. В этой схеме напряжение АРУ подается непосредственно на базу и эмиттер регулируемого тран-

зистора, что вынуждает изолировать детектор канала АРУ от корпуса по постоянному току.

Поставленная задача может быть довольно просто решена при использовании в усилительной схеме двух источников питания (рис. 14). В этой схеме достаточно хорошая стабилизация тока коллектора при изменениях температуры окружающей среды в широких пределах достигается включением в цепь эмиттера сопротивления

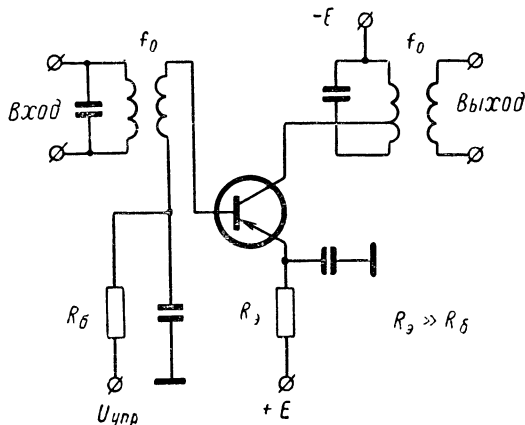


Рис. 14. Схема температурно-стабилизированного усилительного каскада с питанием от двух источников.

большой величины. Регулировка усиления, осуществленная в этой схеме путем изменения тока базы от значения $I_{б1}$ до значения $I_{б2}$, которые определяются из следующих выражений:

$$I_{б1} = \frac{1}{\alpha} (1 - \alpha) I_{к.макс};$$

$$I_{б2} = \frac{1}{\alpha} (1 - \alpha) I_{к.мин},$$

при условии, что $I_{к01} = I_{к02} = 0$ (или $I_{к/\beta} \gg I_{к0}$), требует весьма небольшой величины управляющей мощности, которую можно получить от диодного детектора. Как видим, в данном случае, когда исходный потенциал базы задается от источника управляющего воздействия, важное значение приобретает температурная стабилизация параметров канала АРУ.

Регулирующее постоянное напряжение, которое подается на электроды транзисторов отдельных каскадов, получают различными способами, при любой полярности этого напряжения и любой чувствительности к изменению входного сигнала. Наиболее простой способ состоит, как известно, в использовании диодных детекторов АРУ, на выходе которых в зависимости от полярности включения может быть положительное или отрицательное постоянное напряжение, увеличивающееся с ростом амплитуды напряжения на входе.

5. Принципы построения схем с задержкой действия АРУ

Автоматическая задержанная регулировка усиления может быть осуществлена самыми различными способами. Один из них, использующий для целей задержки

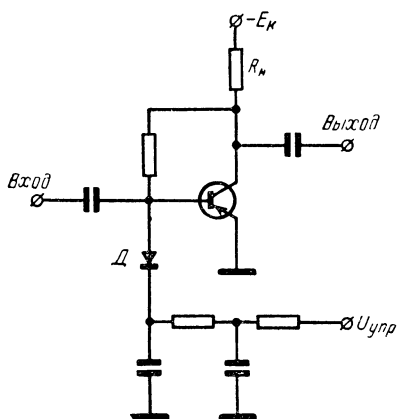


Рис. 15. Схема задержанной АРУ.

АРУ нелинейный элемент (полупроводниковый диод), показан на рис. 15. Так как в этой схеме на диод D подано обратное смещение, то диод является непроводящим и, следовательно, при малых уровнях сигнала управляющее напряжение не поступает на базу транзистора. При сильных сигналах, когда величина $U_{упр}$ становится достаточно большой и превышает потенциал базы, диод открывает-

ся, а регулируемый транзистор переводится в режим насыщения, обуславливая тем самым резкое уменьшение коэффициента усиления каскада. Сказанное иллюстрирует рис. 16.

Надлежащим образом выбрав режим работы схемы по постоянному току, т. е. величину запирающего напряжения на диоде и $U_{упр}$, можно получить характеристику АРУ, близкую к идеальной [Л. 17]. Хорошие результаты в этом случае получаются при использовании

в цепи смещения базы ценеровских диодов. Одна из таких схем приведена на рис. 17. Исходный режим работы схемы по постоянному току, при котором получается максимальный коэффициент усиления, выбран так, что переменное сопротивление $R_{бз}$, входящее в одно из плеч делителя $R_{б2} + R_{бз}$ напряжения в цепи базы, имеет малую величину. Сопротивление $R_{бз}$ состоит из сопротивления области коллектор—эмиттер $R_{кэ}$ транзистора T_3 и сопротивления ценеровского диода D , т. е. $R_{бз} = R_{кэ} + R_{д.ц.}$

Для того чтобы сопротивление $R_{д.ц.}$ было небольшим, напряжение на диоде должно быть больше напряжения пробоя; при этом сопротивлением диода можно пренебречь.

Если напряжение промежуточной частоты, подводимое к выполненному на транзисторе T_2 детектору, не превышает заданного порогового значения, то происходит незначительное изменение тока, протекающего через транзистор T_3 , а следовательно, и сопротивления области $R_{кэ}$. Столь же незначительно изменяется напряжение смещения на базе регулируемого транзистора T_1 , поэтому и коэффициент усиления схемы остается близким к максимальному. Когда уровень сигнала на входе детектора превысит пороговую величину, напряжение на диоде станет меньше напряжения пробоя и сопротивление диода $R_{д.ц.}$ резко возрастет. При этом смещение на базе транзистора T_1 и коэффициент усиления каскада по напряжению значительно уменьшатся и при дальнейших изменениях уровня входного сигнала останутся практически постоянными. Описанная схема является весьма эффективной и позволяет получить амплитудную характеристику, параллельную оси абсцисс, в широком диапазоне изменений амплитуды входных сигналов [Л. 31].

Получение стабильной задержки действия системы АРУ путем введения в схему комбинации диода и источника постоянного напряжения затрудняется из-за значи-

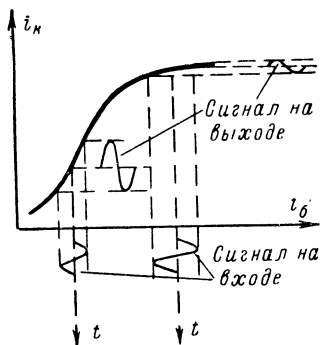


Рис. 16. Зависимость тока коллектора транзистора от тока базы и их влияние на коэффициент усиления.

тельной зависимости обратного тока диода от величины приложенного к нему напряжения. Действительно, если величина напряжения задержки, приложенного к диоду,

$$U_3 = E_0 - I_d R_H, \quad (5)$$

где E_0 — напряжение источника смещения;
 R_H — сопротивление нагрузки детектора АРУ;
 I_d — обратный ток диода,

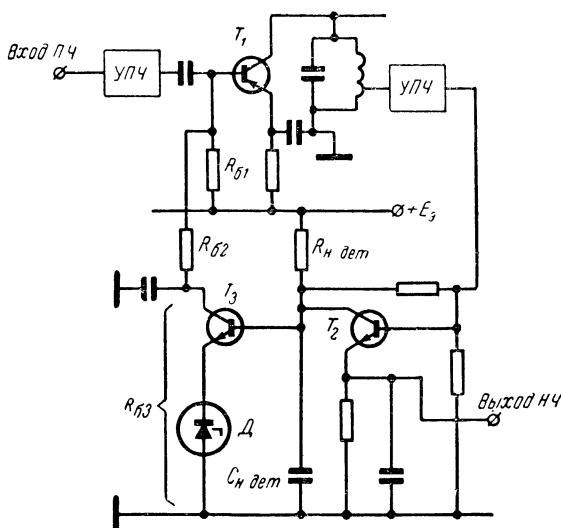


Рис. 17. Схема АРУ с применением ценовского диода.

то обратный ток диода при изменении температуры определяется выражением

$$I_{д(t)} = I_{д(t=20^\circ \text{C})} \cdot 2^{0,1\Delta t}. \quad (6)$$

Тогда с учетом изменений температуры окружающей среды (имеется в виду повышение температуры, т. е. $\Delta t > 0$) выражение (5) будет иметь вид:

$$U_3 = E_0 (1 + 2^{(0,1\Delta t)}) I_{д(t=20^\circ \text{C})} R_H. \quad (7)$$

Приложенное к детектору АРУ напряжение задержки уменьшается при повышении температуры окружаю-

щей среды, причем тем меньше, чем больше сопротивление резистора нагрузки R_H . Так как уменьшать R_H не всегда возможно, то приходится усложнять схему детектора АРУ. Одна из таких схем, так называемая компенсационная, приведена на рис. 18. Так как обратные токи $I_{д1}$ и $I_{д2}$ соответствующих диодов имеют противоположные направления, то изменение напряжения за-

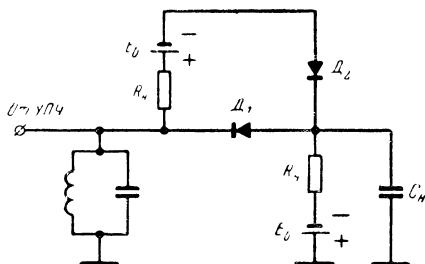


Рис. 18. Компенсационная схема АРУ.

держки уменьшится по сравнению с обычной некомпенсированной схемой и будет равно:

$$\Delta U_{з.ком.ш} = \Delta U_{з} \frac{I_{д1} - I_{д2}}{I_{д1}}, \quad (8)$$

где $\Delta U_{з}$ — изменение напряжения задержки в схеме без компенсации.

При условии, что параметры диодов D_1 и D_2 одинаковы и их обратные токи зависят от температуры окружающей среды в одинаковой степени, напряжение задержки, приложенное к детектору АРУ, окажется неизменным. В практических же схемах рекомендуется ввиду значительного разброса параметров полупроводниковых диодов выравнивать их обратные сопротивления. С этой целью параллельно диодам присоединяют резисторы, сопротивления которых подбирают экспериментально.

В качестве недостатка компенсационной схемы следует отметить то обстоятельство, что при реализации практической схемы требуется обеспечить тщательный подбор сопротивлений резисторов $R_{б1}$ и $R_{б2}$. Это, естественно, создает некоторые неудобства, с которыми иногда приходится мириться.

При необходимости осуществить задержанную АРУ с подачей управляющего сигнала на базу усилительного транзистора некоторый интерес может представить схема, приведенная на рис. 19. Здесь напряжение сигнала с выхода усилителя промежуточной частоты подается на детектор АРУ, выполненный на транзисторе T_2 . Продетектированное напряжение, выделяющееся на резисторе $R_{\delta 2}$, имеет положительную полярность, и, будучи непосредственно подано на базу усилительного транзистора T_1 , уменьшает ее потенциал, причем тем значительнее, чем больше уровень сигнала. Подбирая режим

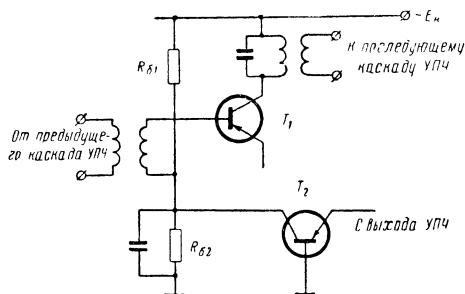


Рис. 19. Компенсационная схема с задержкой АРУ.

работы транзистора по постоянному току, можно добиться того, что при сравнительно слабых сигналах продетектированное напряжение будет мало и потенциал базы транзистора T_1 останется практически неизменным, т. е. будет иметь место задержка действия АРУ и коэффициент усиления будет близок к максимальному. Достоинством рассмотренной схемы является то, что нет необходимости производить подбор режима транзистора T_2 и для целей задержки действия АРУ могут быть использованы особенности самого транзистора.

Рассмотрим процесс регулировки усиления несколько иным способом. Можно считать, что потенциал базы T_1 определяется параллельным соединением резистора $R_{\delta 2}$ и выходного сопротивления $R_{\text{вых}}$ транзистора T_2 . Величина этого общего сопротивления будет изменяться в зависимости от уровня сигнала. Так как выходное сопротивление транзистора определяется исключительно сопротивлением коллекторного перехода, представляющего собой $p-n$ переход, смещенный в обратном направ-

лении, то в области малых токов эмиттера ($I_a = 1,0 \div 1,5 \text{ ма}$), что соответствует довольно большим напряжениям на коллекторе, величина $R_{\text{вых}}$, как очевидно, велика и будет изменяться весьма незначительно. Следовательно, при работе в этом режиме, т. е. при слабых сигналах, сопротивление $R' = R_{б2} R_{\text{вых}} / (R_{б2} + R_{\text{вых}})$, равно как и потенциал базы транзистора T_1 , остается практически постоянным, чем и достигается эффект задержки действия АРУ на регулируемый усилитель.

6. Способы повышения эффективности регулировки усиления

При регулировке усиления в транзисторном усилителе путем изменения режима работы усилительного элемента по постоянному току, имеет место ряд нежелательных явлений, приводящих к сокращению диапазона регулировки и искажению частотной характеристики. Так, при I_a -регулировке в обычном усилителе, где в цепях эмиттера и коллектора регулируемого транзистора включены постоянные резисторы, изменение тока эмиттера приводит к таким изменениям потенциалов эмиттера и коллектора, что эффективность регулировки снижается.

Действительно, при уменьшении тока эмиттера потенциал эмиттера увеличивается, способствуя тем самым увеличению тока эмиттера, а следовательно, сужению пределов регулировки. Снижение эффективности регулировки усиления будет тем больше, чем больше сопротивление резистора R_a , введенного в схему усилителя для целей температурной стабилизации параметров транзистора. Аналогичным образом на эффективность регулировки влияет, хотя и в меньшей степени, изменение потенциала коллектора, что обусловлено изменением падения напряжения на постоянном сопротивлении в цепи коллектора. Под этим сопротивлением подразумевают сопротивление нагрузки (если усилитель аperiodический), сопротивление фильтра в цепи питания, элементы температурной стабилизации и т. д.

Наличие постоянных резисторов, включенных последовательно с регулируемым транзистором в цепь постоянного тока, приводит в процессе регулировки к возникновению таких изменений параметров транзистора, характер которых противоположен требуемому. Поэтому

при осуществлении усилительных схем с регулировкой усиления необходимо принимать специальные меры для устранения причин, вызывающих снижение эффективности регулировки усиления, или по крайней мере для сведения к минимуму их влияния. Ниже рассмотрены некоторые схемные решения, позволяющие выполнить поставленную задачу.

Так, в схеме с I_B -регулировкой, приведенной на рис. 20, благодаря наличию диода D , включенного между точкой a с фиксированным потенциалом и эмиттером

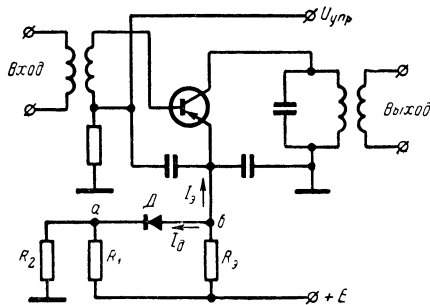


Рис. 20. Схема АРУ с I_B -регулировкой.

регулируемого транзистора (точка b), достигается стабилизация потенциала эмиттера в процессе регулировки. Потенциал точки a подобран таким образом, что в исходном режиме (при отсутствии сигнала) диод имеет смещение $0,2-0,3$ в обратном направлении, т. е. $U_a > U_b - I_{э.нач} R_3$. При увеличении уровня входного сигнала и, следовательно, сигнала АРУ ток эмиттера уменьшается. Но поскольку одновременно с этим происходит отпирание диода и увеличение протекающего через него тока I_D , величина падения напряжения на резисторе R_3 остается постоянной, конечно при условии, что суммарный ток $I_B + I_D$, протекающий через резистор R_3 , имеет постоянную величину во всем диапазоне регулировки. Для этого необходимо тщательно подобрать исходную разность потенциалов на диоде.

Аналогичным образом, т. е. используя управляемые нелинейные резисторы, можно получить постоянный потенциал на коллекторе регулируемого транзистора. Попутно отметим, что наиболее простым способом получе-

ния постоянного потенциала коллектора является устранение из коллекторной цепи всех постоянных резисторов. Это, во-первых, означает, что при необходимости достижения максимальной (для данного типа регулируемого транзистора) эффективности регулировки усилитель не должен быть апериодическим. Во-вторых, в цепях фильтрации и развязки усилительных каскадов постоянные резисторы следует заменить дросселями.

Рассмотрим другую схему с $I_{\text{э}}$ -регулировкой (рис. 21). В цепи коллектора регулируемого транзистора включены R_K — постоянное сопротивление нагрузки и $R_{\text{н}}$ — нелинейный управляемый элемент, сопротивление которого зависит от протекающего через него тока $I_K = \alpha I_{\text{э}}$ (при $\alpha I_{\text{э}} \gg I_{K0}$). Чтобы сопротивление резистора $R_{\text{н}}$ не оказывало влияния на частотную характеристику каскада, он должен быть зашунтирован по переменному току конденсатором C .

Для того чтобы напряжение на коллекторе, определяемое как

$$U_K = E_K - I_K R_0 = E_K - \alpha I_{\text{э}} R_0, \quad (9)$$

оставалось неизменным в процессе регулировки усиления, необходимо обеспечить постоянство составляющей $I_{\text{э}} R_0$; здесь $R_0 = R_K + R_{\text{н}}$ — суммарное активное сопротивление в цепи коллектора. Определим нужные пределы изменений сопротивления резистора $R_{\text{н}}$ из условия постоянства напряжения на коллекторе в двух точках — в начале и конце регулировки, т. е. при $i_{\text{э}} = I_{\text{э.макс}}$ и $i_{\text{э}} = I_{\text{э.мин}}$. Сопротивление резистора $R_{\text{н}}$ изменяется от $R_{\text{н.мин}}$ в начале регулировки до $R_{\text{н.макс}}$ в конце ее. Тогда

$$I_{\text{э.макс}} (R_K + R_{\text{н.мин}}) = I_{\text{э.мин}} (R_K + R_{\text{н.макс}}). \quad (10)$$

Введем следующие обозначения:

$I_{\text{э.макс}}/I_{\text{э.мин}} = \Delta i$ — пределы изменения тока эмиттера;

$R_{\text{н.макс}}/R_{\text{н.мин}} = \delta R$ — пределы изменения величины переменного сопротивления;

$R_{\text{н.мин}}/R_K = \rho$ определяется в исходном режиме.

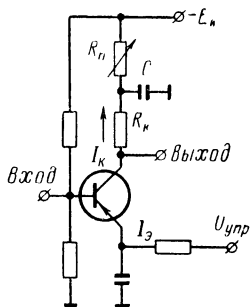


Рис. 21. Схема АРУ с использованием нелинейного элемента в цепи коллектора.

Следовательно,

$$\Delta_i(1 + \rho) = 1 + \delta_R \rho, \quad (11)$$

отсюда

$$\delta_R = [\Delta_i(1 + \rho) - 1] \frac{1}{\rho}. \quad (12)$$

В соответствии с выражением (12) на рис. 22 построены кривые зависимости $\delta_R = \Psi(\Delta_i, \rho)$. Пользуясь ими, можно определить пределы изменений сопротивления

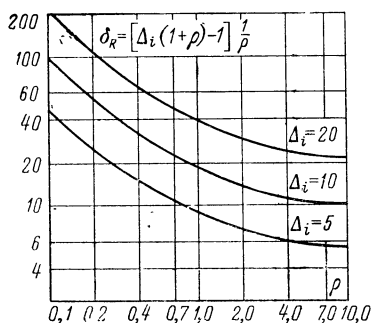


Рис. 22. Графики зависимости $\delta_R = \Psi(\Delta_i, \rho)$.

стабилизирующего резистора R_{Π} , которые необходимо обеспечить в конкретном усилительном каскаде, т. е. при заданном диапазоне регулировки коэффициента усиления (изменение коэффициента усиления пропорционально изменению тока эмиттера) и известной величине постоянного сопротивления в цепи коллектора.

В качестве управляемого резистора можно использовать любой p - n переход, например полупроводниковый диод, дифференциальное сопротивление которого растет при уменьшении протекающего через него тока. Аналогичным образом может быть использован и транзистор, вернее сопротивление между его коллектором и эмиттером (рис. 23). Схема имеет ту особенность, что сигнал АРУ воздействует не непосредственно на усилительный транзистор T_1 , а подается на базу вспомогательного транзистора T_2 , включенного последовательно с транзистором T_1 по постоянному току, в результате чего изменяется величина тока, протекающего в цепи, и происходит регулировка усиления. Благодаря тому, что усилительный элемент непосредственно не связан с источником сигнала АРУ, устойчивость работы схемы возрастает.

В некоторых случаях когда непостоянство выходной проводимости транзистора, вызванное изменением напряжения на коллекторе, не оказывает заметного влияния на форму частотной характеристики регулируемого каскада, можно допустить изменение потенциала кол-

лктора. Но это изменение должно иметь такой характер, чтобы диапазон регулировки не сужался, а, наоборот, расширялся. Это можно осуществить, если одновременно с уменьшением тока эмиттера уменьшается и напряжение на коллекторе, т. е.

$$I_{\text{э}} = 1/\varphi_1(U_{\text{упр}}) \text{ и } U_{\text{к}} = 1/\varphi_2(U_{\text{упр}}).$$

Для достижения такого эффекта может быть использован переменный резистор, включаемый последовательно с регулируемым транзистором [Л. 46]. Пределы изменений сопротивления этого резистора должны в этом случае подбираться не из условия постоянства напряжения на коллекторе в диапазоне регулировки, а, наоборот, необходимо задаваться той или иной величиной изменения этого напряжения, равной $\Delta U = U_{\text{к.н}}/U_{\text{к.к}}$. (Здесь $U_{\text{к.н}}$ и $U_{\text{к.к}}$ — напряжения на коллекторе, соответствующие началу и концу регулировки.) Экспериментальная проверка подтверждает, что в этом случае эффективность регулировки повышается по сравнению с обычными «некорректированными» схемами.

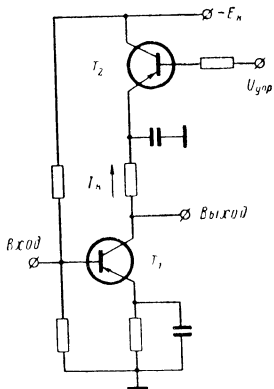


Рис. 23. Усилительный каскад с АРУ на транзисторе.

7. Методы расчета регулируемого каскада

В опубликованной ранее литературе проводилось лишь качественное исследование усилителей с регулируемым коэффициентом усиления. Для того чтобы количественно оценить эффективность системы регулировки усиления, необходимо более подробно остановиться на некоторых методах расчета.

Ранее указывалось, что регулировка усиления, осуществляемая путем подачи управляющего воздействия на транзистор, приводит к изменению всех параметров транзистора. В результате этого амплитудная и регулировочная характеристики каскада оказываются функциями многих переменных и аналитические выражения

получаются чрезмерно сложными. Например, крутизна транзистора описывается следующим выражением:

$$S = \frac{\alpha_0}{\sqrt{\left[r_{\text{э}} + r_{\text{б}} + \frac{r_{\text{э}} + r_{\text{б}}}{r_{\text{к}}} R_{\text{н}} - \alpha_0 r_{\text{б}} \cos \varphi_{\alpha} \right]^2 + \frac{[(r_{\text{э}} + r_{\text{б}}) R_{\text{н}} C_{\text{бк}} + \alpha_0 r_{\text{б}} \sin \varphi_{\alpha}]^2}{\dots}}} \dots \rightarrow \quad (13)$$

где α_0 — модуль коэффициента усиления транзистора по току;
 φ_{α} — фазовый сдвиг коэффициента усиления по току

$$(\alpha = \alpha_0 e^{-j\varphi_{\alpha}});$$

$C_{\text{бк}}$ — емкость коллекторного перехода;

$R_{\text{н}}$ — сопротивление нагрузки;

$r_{\text{э}}, r_{\text{к}}, r_{\text{б}}$ — сопротивления эмиттерного и коллекторного переходов и базы соответственно.

Выражение это усложняется еще больше, если учитывать зависимость отдельных параметров от изменений тока эмиттера и напряжения на коллекторе; отметим, что между $I_{\text{э}}$ и $U_{\text{к}}$ существует сложная взаимосвязь, что делает невозможным анализ выражения (13). Это вынуждает либо вводить упрощающие условия и ограничения в теоретические формулы, либо пользоваться при расчете усредненными эмпирическими зависимостями.

Расчет усилителя с регулировкой усиления производится обычными, известными из теории радиоприемных устройств способами, с той лишь разницей, что основным является определение пределов регулировки. При этом в качестве исходных формул могут быть использованы выражения, полученные при использовании Т-образной схемы замещения транзистора, а именно:

$$\left. \begin{aligned} K_U &\approx \frac{\alpha R_{\text{н}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{б}} (1 - \alpha)} \text{ — коэффициент усиления по на-} \\ &\quad \text{пряжению;} \\ K_I &\approx \alpha / (1 - \alpha) \text{ — коэффициент усиления по току;} \\ K_P &= K_U K_I \text{ — коэффициент усиления по мощ-} \\ &\quad \text{ности (транзистор включен по} \\ &\quad \text{схеме с общим эмиттером).} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

Введя параметр $\Delta_i = I_{э.макс}/I_{э.мин}$, характеризующий пределы изменения тока эмиттера регулируемого каскада, будем иметь:

$$r_э = r_{э0} \Delta_i;$$

$$r_б = r_{б0} \sqrt{\Delta_i},$$

где $r_{э0}$ и $r_{б0}$ — сопротивления эмиттера и базы при $I_э = I_{э.макс}$.

Для большинства транзисторов ток эмиттера изменяется в пределах от 0,1 до 1—1,5 *ма*. В этих пределах изменений тока значение α , равное 0,97—0,99, может изменяться на 20—30%, что в ориентировочных расчетах можно не учитывать. Если же в процессе регулирования ток эмиттера оказывается меньше величины порядка 0,1 *ма*, то при расчетах следует учитывать и изменение α , значение которого при $I_э < 0,1$ *ма* резко падает; ориентировочно

$$\left. \begin{aligned} \alpha' &= \alpha / \Delta_i \\ K_U &= \frac{\alpha R_H}{\Delta_i \left[\Delta_i r_{э0} + \sqrt{\Delta_i} r_{б0} \left(\frac{\Delta_i - \alpha}{\Delta_i} \right) \right]} = \\ &= \frac{\alpha R_H}{\Delta_i^2 r_{э0} + (\Delta_i - \alpha) r_{б0} \sqrt{\Delta_i}}; \\ K_I &\approx \alpha / \Delta_i; \\ K_P &\approx \frac{\alpha^2 R_H}{\Delta_i^3 r_{э0} + (\Delta_i - \alpha) r_{б0} \sqrt{\Delta_i^3}}. \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

Расчеты показывают, что если при изменении тока эмиттера от 0,1 до 1,0—1,5 *ма* коэффициент усиления изменяется по линейному закону (6 *дб* на октаву), то при работе с токами эмиттера менее 0,1 *ма* степень изменения коэффициента усиления резко возрастает и составляет 24 *дб* на октаву для K_P и 18 *дб* на октаву — для K_U . Это значит, что может быть достигнута более глубокая регулировка усиления. Но обычно указанную область изменения тока эмиттера стараются не использовать для целей регулировки усиления, так как при столь малых значениях $I_э$ изменения обратного тока коллектора оказывают весьма существенное влияние на режим питания регулируемого транзистора и становится практически невозможным обеспечить эффективную температурную стабилизацию регулируемого каскада.

При расчете усилительных каскадов с регулируемым усилением представляется целесообразным принять в качестве основной расчетной величины коэффициент усиления по напряжению, а не по мощности, так как в процессе регулировки усиления условия согласования каскада изменяются. Кроме того, коэффициент усиления по напряжению для всех схем включения транзистора может быть выражен универсальной формулой

$$K_U = K_I \frac{R_H}{R_{ггн} + R_{вх}}, \quad (16)$$

где $R_{ггн}$ — сопротивление источника сигнала;

$R_{вх}$ — входное сопротивление активного четырехполюсника;

R_H — сопротивление нагрузки по постоянному току.

Не вводя в расчетные формулы больших погрешностей, можно написать следующие выражения для коэффициента усиления по току и для входного сопротивления:

$$\text{и} \quad \left. \begin{aligned} K_I &= \alpha / (1 + R_H / r_K) \\ R_{вх} &= r_э + r_б (1 - K_I) \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{для схемы с общей} \\ \text{базой (ОБ);} \end{array} \quad (17)$$

$$\text{и} \quad \left. \begin{aligned} K_I &= \alpha / (1 - \alpha + R_H / r_K) \\ R_{вх} &= r_б + r_э (1 - K_I) \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{для схемы с общим} \\ \text{эмиттером (ОЭ).} \end{array} \quad (18)$$

Так как величины α и R_H обычно известны, то с помощью формул (16)—(18) или графиков на рис. 24 можно определить значение K_I .

Нетрудно также видеть, что изменение K_I будет тем больше, чем меньше отношение R_H / r_K , т. е. для увеличения пределов изменений K_I следует уменьшать, насколько это возможно, сопротивление нагрузки по постоянному току; в апериодических усилителях это приводит к уменьшению по абсолютной величине коэффициента усиления. Отсюда следует, что регулировка усиления оказывается наиболее эффективной в усилителях, использующих в качестве сопротивления нагрузки те или иные колебательные цепи, т. е. там, где величина сопротивления нагрузки усилительного элемента по постоянному току близка к нулю.

Для проведения технического расчета регулируемого усилительного каскада достаточно иметь следующие (обычно получаемые экспериментальным путем) зависимости:

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \varphi_1(I_3) \\ R_{BX} &= \varphi_2(I_3) \\ r_K &= \varphi_3(I_3) \end{aligned} \right\} \text{при } I_3\text{-регуливовке;}$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha &= \Psi_1(U_K) \\ R_{BX} &= \Psi_2(U_K) \\ r_K &= \Psi_3(U_K) \end{aligned} \right\} \text{при } U_K\text{-регуливовке.}$$

Необходимо иметь в виду, что измерение входного сопротивления обычно производится при $R_H=0$. Полу-

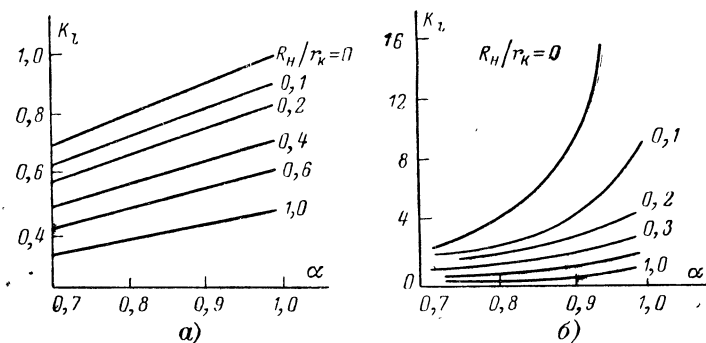


Рис. 24. Зависимость коэффициента усиления каскада по току от величины α при различных отношениях R_H/r_K .

a — транзистор включен по схеме с ОБ; b — транзистор включен по схеме с ОЭ.

ченная таким образом величина R_{BX0} может быть использована для расчета лишь при условии небольших сопротивлений нагрузки. В противном случае возникает ошибка и в расчетные формулы следует вводить поправку:

$$\left. \begin{aligned} &\text{схема с ОБ} \\ &R_{BX} = R_{BX0} + \Delta R_{BX}; \Delta R_{BX} = r_6 K_I R_H / r_K; \\ &\text{схема с ОЭ} \\ &R_{BX} = R_{BX0} - \Delta R_{BX}; \Delta R_{BX} = r_6 \frac{K_I}{1 - \alpha} \frac{R_H}{r_K}. \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

При точных расчетах следует учитывать изменение отношения R_H/r_K в процессе действия АРУ, а также зависимости $r_6 = \varphi_4(I_3)$ и $r_3 = \Psi_4(U_K)$.

Последний этап расчета состоит в том, что, задавшись пределами изменений I_3 (или U_K), находят по графикам на рис. 24 пределы изменений K_U . Теоретически эти пределы могут быть весьма велики, однако на практике диапазон регулировки ограничивается уровнем собственных шумов, с одной стороны, и допустимыми нелинейными искажениями — с другой.

Кроме того, необходимо учитывать также и то, что для схемы с общим эмиттером вместо зависимостей $\alpha = \varphi_1(I_3)$ и $\alpha = \Psi_1(U_K)$ определяют зависимости $\beta = \varphi_1(I_6)$ и $\beta = \Psi_1(U_K)$. В этих случаях следует сделать соответствующий пересчет по формуле

$$\alpha = \beta / (1 + \beta).$$

После того как на основании полученных результатов определены пределы изменений коэффициента усиления по напряжению K_U , можно закончить расчет одночного регулируемого каскада [Л. 12].

И, наконец, расчет транзисторного усилителя с АРУ может быть проведен методом, аналогичным тому, который используется при расчете ламповых усилителей. Для этого нужно располагать так называемой регу-

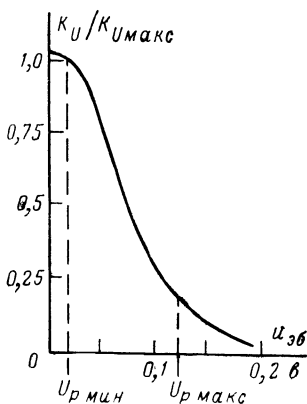


Рис. 25. Регулировочная характеристика усилительного каскада.

лировочной характеристикой усилительного каскада, которая может быть построена как усредненная кривая в результате экспериментального исследования большой партии транзисторов. График регулировочной характеристики $K_U/K_{U_{макс}} = \Psi(U_{эб})$ имеет вид, аналогичный виду кривой, изображенной на рис. 25.

Построение регулировочной характеристики производится следующим образом. Сначала определяется начальный ток эмиттера, т. е. ток при отсутствии сигнала

на входе усилителя и сигнала АРУ. Его величина может быть найдена по приближенной формуле

$$I_{\text{э0}} \approx E_{\text{э}}/R_{\text{э}},$$

где $E_{\text{э}}$ и $R_{\text{э}}$ — напряжение питания и постоянный резистор в эмиттерной цепи.

Полагая, что производится непосредственная $I_{\text{э}}$ -регулировка, будем иметь:

$$I_{\text{э}} \approx I_{\text{э0}} - I_{\text{р}}, \quad (20)$$

где $I_{\text{р}} = U_{\text{р}}/R_{\text{ф}}$ — регулирующий ток;

$U_{\text{р}}$ — напряжение на выходе канала АРУ;

$R_{\text{ф}}$ — сопротивление фильтра в цепи АРУ,

или

$$I_{\text{э}} \approx I_{\text{э0}}[1 - R_{\text{э}}U_{\text{р}}/R_{\text{ф}}E_{\text{э}}]. \quad (21)$$

Итак, в первом приближении зависимость тока эмиттера, а следовательно, и коэффициента усиления от регулирующего напряжения имеет линейный характер. Задаваясь различными значениями $U_{\text{р}}$, находим соответствующие величины напряжения между эмиттером и базой $U_{\text{эб}}$ и строим регулировочную характеристику.

Как видно из рис. 25, довольно незначительное изменение напряжения эмиттер — база позволяет достигнуть регулировки усиления 20 дб. Однако ввиду того, что статические характеристики транзисторов имеют значительно более резкую отсечку, нежели лампы, переход в режим запираания также очень резок и это затрудняет получение плавной регулировки в области малых значений коэффициента усиления, а следовательно, вынуждает ограничивать диапазон регулировки усиления величиной 15—20 дб.

Задавшись требуемыми пределами изменений коэффициента усиления каскада, нетрудно определить по регулировочной характеристике интервал управляющего напряжения на выходе канала АРУ. Выбрав величину $K_{U \text{ макс}}$ и зная величины m (изменение амплитуды сигнала на входе каскада) и p (допустимое изменение амплитуды сигнала на выходе), находим:

$$K_{U \text{ мин}} = \frac{K_{U \text{ макс}}}{m/p}. \quad (22)$$

Найденное значение $K_{U \text{ мин}}$ однозначно определяет величину максимального напряжения на выходе канала

АРУ $U_{p.макс}$. При этом в соответствии с изложенными выше соображениями необходимо, чтобы эмиттерный ток регулируемого транзистора не был меньше 0,1 *ма*. Таким образом, при изменении напряжения сигнала на входе усилителя от $U_{вх.мин}$ до $U_{вх.макс}$ напряжение на выходе канала АРУ должно меняться от $U_{p.мин}$ до $U_{p.макс}$, т. е.

$$\Delta U_{упр} = U_{p.макс} - U_{p.мин}. \quad (23)$$

Далее нетрудно определить требования к каналу АРУ, т. е. решить, достаточен ли для достижения требуемых характеристик управляющий сигнал, получаемый с детектора АРУ, или же придется вводить в канал АРУ дополнительный усилитель.

8. Особенности регулировки усиления в многокаскадном усилителе

Все полученные до сих пор выводы и расчетные соотношения были получены при рассмотрении одиночного регулируемого каскада. Этим можно было бы и ограничиться, если бы при регулировке усиления в таком каскаде удовлетворялись любые требования в отношении величины диапазона регулировки. Но последнее технически невозможно из-за отсутствия в настоящее время усилительных элементов (ламп и транзисторов), изменением режима которых можно было бы обеспечить любую степень изменения коэффициента усиления. Кроме того, по соображениям обеспечения стабильности работы целесообразно максимально использовать возможности транзистора, как регулируемого элемента. Поэтому приходится вводить в усилитель несколько регулируемых каскадов. Однако в отличие от ламповых усилителей следует с большей осторожностью подходить к размещению таких каскадов в схеме усилителя и выбору их числа и, самое главное, учитывать взаимное влияние каскадов. Все это обусловлено специфическими особенностями транзисторов.

Так, например, коэффициент усиления по напряжению двухкаскадного усилителя (предполагается, что в обоих каскадах регулировка усиления осуществляется

изменением тока эмиттера), блок-схема которого приведена на рис. 26, описывается выражением

$$K_{U(n=2)} = \frac{U_{\text{ввх}}}{E_{\text{ген}}} =$$

$$= \frac{R_{\text{вх1}}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{вх1}}} \cdot \frac{K_{I1} W_1^2 R_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх1}}} \cdot \frac{1}{W_1} \cdot \frac{K_{I2} W_2^2 R_{\text{н}}}{R_{\text{вх2}}} \cdot \frac{1}{W_2} = W_1 W_2 \frac{K_{I1} K_{I2}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{вх1}}} R_{\text{н}}. \quad (24)$$

Нагрузкой первого каскада является входное сопротивление $R_{\text{вх2}}$ второго каскада, включенное через идеальный трансформатор (ИТ) с коэффициентом трансформации W_1 . Через аналогичный трансформатор с коэффи-

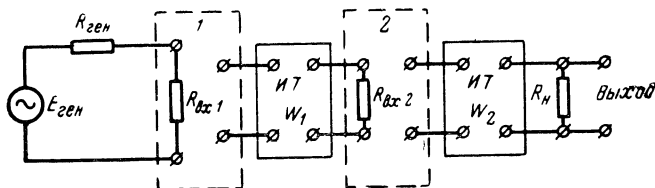


Рис. 26. Блок-схема двухкаскадного усилителя с I_3 -регуляровкой.

циентом трансформации W_2 подключен резистор $R_{\text{н}}$ —нагрузка второго каскада.

Сравнивая полученное выражение

$$K_{U(n=2)} = A \frac{K_{I1} K_{I2}}{R_{\text{ген}} + R_{\text{вх1}}}, \quad (25)$$

где

$$A = W_1 W_2 R_{\text{н}},$$

и выражение для коэффициента усиления однокаскадного усилителя

$$K_{U(n=1)} = R_{\text{н}} \frac{K_I}{R_{\text{ген}} + R_{\text{вх}}}, \quad (26)$$

нетрудно сделать вывод, что при последовательном соединении двух одинаковых усилительных каскадов, собранных по схеме с общей базой, по сравнению с однокаскадным усилителем коэффициент усиления по напряжению увеличивается незначительно, а следовательно

но, столь же незначительно возрастает глубина регулировки усиления. Объясняется это следующим.

Как известно, параметром, в наибольшей степени подверженным изменению при I_3 -регулировке, является входное сопротивление, в то время как величина коэффициента усиления по току α изменяется в значительно меньшей степени. (Выше для упрощения расчетов величина α полагалась постоянной во всем диапазоне регулировки.) Из выражения (24) следует, что при наличии согласования между первым и вторым каскадами изменение входного сопротивления второго каскада не сказывается на величине результирующего коэффициента усиления. Некоторое же увеличение коэффициента усиления и диапазона регулировки по сравнению с однокаскадным усилителем, обусловленное изменением коэффициента усиления по току, оказывается небольшим.

Рассуждая аналогичным образом, можно показать, что коэффициент усиления n -каскадного усилителя, составленного из идентичных каскадов, определяется выражением

$$K_{U(n)} = A_n \frac{K_I^n}{R_{г\text{ен}} + R_{вх1}}, \quad (27)$$

где A_n — постоянная, определяемая параметрами идеальных согласующих трансформаторов и величиной сопротивления нагрузки.

Следовательно, даже если все n каскадов будут регулируемыми, то глубина регулировки усиления изменится незначительно и, по-прежнему, будет определяться в основном величиной, обусловленной первым каскадом.

Для того чтобы расширить диапазон регулировки, т. е. чтобы регулировка усиления могла быть эффективно осуществлена в нескольких каскадах, входное сопротивление каждого последующего каскада не должно быть нагрузкой предыдущего. Поскольку входное сопротивление транзисторов мало, при необходимости иметь значительный коэффициент усиления приходится вводить в состав усилительной схемы согласующие каскады, обладающие высоким входным сопротивлением, например эмиттерные повторители. Физически все это означает, что максимальный диапазон регулировки усиления может быть получен в каждом отдельном каска-

де при условии минимальной связи его с выходной цепью предыдущего и входной цепью последующего каскадов. Однако коэффициент усиления по мощности при этом оказывается значительно ниже оптимального. Поэтому при невозможности ввести в состав тракта согласующие каскады приходится идти на компромисс между требованиями максимального диапазона регулировки и максимального усиления.

При практическом осуществлении многокаскадного усилителя с АРУ необходимо также учитывать и то, что регулировка усиления, обусловленная зависимостью параметров транзистора от режима по постоянному току, приводит не только к изменению усилительных свойств транзистора, но и к нарушению условий согласования с предыдущими и последующими цепями. Например, если все каскады избирательного усилителя в исходном режиме согласованы и настроены в резонанс, то при воздействии управляющего сигнала регулируемые каскады могут оказаться рассогласованными и расстроенными один относительно другого. В конечном итоге в частотной характеристике такого усилителя появятся нежелательные искажения. Для стабилизации формы частотной характеристики регулируемого усилителя могут быть использованы различные способы; некоторые из них будут рассмотрены в последующих главах.

Укажем на некоторые особенности, которые следует учитывать при практическом осуществлении многокаскадных усилителей с регулировкой усиления. Так, например, из приведенных на рис. 27 кривых, рассчитанных по формуле

$$K' = \frac{0,024U_{вх}}{(1 - \delta) + \delta \cdot 0,024U_{вх}},$$

где

$$\delta = \frac{G_{вх, макс}}{G_{вх, мин}}$$

и представляющих собой зависимости степени изменения коэффициента усиления одного каскада (при I_a -регулировке) от уровня входного сигнала, видно, что при сильных сигналах изменение коэффициента усиления оказывается незначительным и при дальнейшем увеличении уровня входного сигнала, а следовательно, и сигнала АРУ остается практически неизменным. Это объяс-

няется тем, что регулируемый транзистор находится по сути дела в режиме, близком к запиранию. Следовательно, в многокаскадном усилителе, работающем при очень сильном сигнале на входе, рабочие точки всех регулируемых транзисторов будут находиться на участках статических характеристик, соответствующих малым токам эмиттера. В этом режиме, когда транзисторы рассматриваются как пассивные резистивно-емкостные цепи и их параметры характеризуются высокой степенью по-

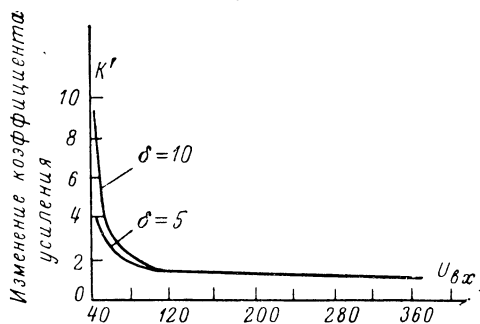


Рис. 27. Зависимость коэффициента усиления от уровня входного сигнала.

стоянства, коэффициент усиления как каждого отдельного каскада, так и всего усилителя в целом будет практически постоянным. Поэтому при построении многокаскадного усилителя для достижения максимальной эффективности АРУ следует обращать самое серьезное внимание на выбор режима работы транзистора по постоянному току.

Серьезные трудности могут возникнуть при необходимости получить, помимо широкого диапазона регулирования, также надлежащую величину коэффициента шума. Как известно, наиболее эффективная АРУ может быть осуществлена при малых токах эмиттера, т. е. в режиме усиления сравнительно слабых сигналов или, точнее, в первых каскадах усилителя, обеспечивающих требуемую величину коэффициента шума. Коэффициент же шума имеет минимальное значение при вполне определенном положении рабочей точки усилительного транзистора. Для большинства отечественных высокочастотных транзисторов минимальный коэффициент шума лежит в пределах значений тока эмиттера от 0,5—0,7 до

1,5—2,0 *ма*, что иллюстрируется приведенной на рис. 28 усредненной кривой, представляющей собой экспериментально снятую зависимость коэффициента шума от тока эмиттера для транзистора типа П403. А так как рассмотренные способы регулировки усиления неизбежно связаны с перемещением рабочей точки относительно указанного оптимального значения, то процесс регулировки усиления в первых каскадах приемника обуславливает увеличение коэффициента шума.

Указанное обстоятельство вынуждает, особенно при необходимости осуществлять регулировку усиления в малошумящих усилителях, использовать другие способы регулировки усиления, не связанные с изменением положения рабочей точки.

Наиболее простым решением, в некоторой степени способствующим

снижению влияния регулировки усиления на коэффициент шума, является использование АРУ с задержкой. Благодаря этому режим согласования выхода смесителя и входа усилителя не нарушается и, следовательно, тракт обладает при усилении слабых сигналов максимальной чувствительностью. При наличии же на входе сильных сигналов допустимо некоторое снижение чувствительности.

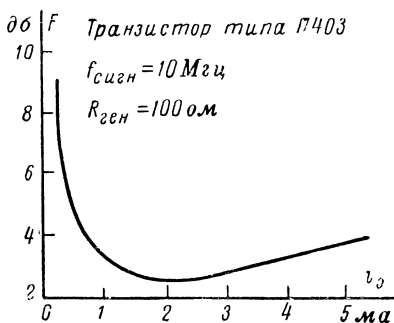


Рис. 28. Зависимость коэффициента шума от тока эмиттера для транзистора П403.

9. Способы построения экономичных схем регулировки усиления в многокаскадных усилителях

С целью снижения управляющей мощности могут быть использованы некоторые модификации усилительных схем, дающие возможность изменять усиление одновременно в нескольких каскадах при подведении регулирующего напряжения лишь к одному из них. Одна из таких схем, использующая зависимость суммарного тока многокаскадного усилителя от уровня входного сигнала, приведена на рис. 29. Здесь транзисторы T_1 и T_2 двух

смежных каскадов соединены последовательно по постоянному току. Благодаря этому изменение потенциала базы транзистора T_1 под действием сигнала АРУ приводит к изменению усилительных свойств транзисторов T_1 и T_2 , так как через них протекает один и тот же ток ($I_{к1} = I_{э2}$).

С той же целью — упрощения системы регулировки усиления — в многокаскадном усилителе может быть использована схема, изображенная на рис. 30, где на транзисторах T_1 и T_2 собраны усилительные каскады,

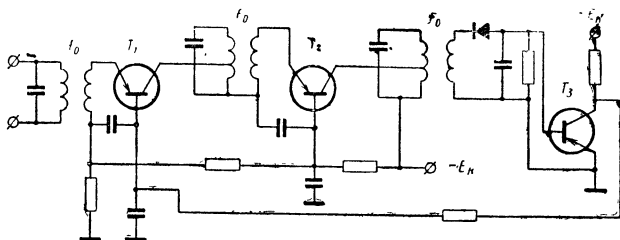


Рис. 29. Схема регулировки по двум каскадам при подведении управляющего сигнала к одному из них.

а на транзисторе T_3 — детектор. Режим работы схемы по постоянному току подбирается таким образом, чтобы сумма эмиттерных токов всех транзисторов оставалась постоянной. Для этого в цепь питания введен резистор R , сопротивление которого велико. Тогда при увеличении уровня входного сигнала оказывается, что увеличение тока эмиттера транзистора T_3 приводит к уменьшению эмиттерных токов транзисторов T_1 и T_2 , а следовательно, и к уменьшению коэффициентов усиления усилительных каскадов. При этом для обеспечения эффективной регулировки усилительные транзисторы должны работать в определенном режиме (рис. 31), а именно: в исходном режиме, т. е. при отсутствии сигнала на входе усилителя, эмиттерные токи этих транзисторов должны быть близкими по величине к $I_{э2}$. Как следует из графика, коэффициент усиления транзисторов по току α , а следовательно, и коэффициент усиления усилителя по напряжению будут близки к максимальным значениям также и при сравнительно слабых сигналах на входе. Нетрудно видеть, что значительное изменение усиления будет иметь место, начиная лишь с некоторого уровня сигнала, когда эмиттерные токи усилительных транзисторов станут

меньше $I_{\beta 1}$. Следовательно, в данной схеме может быть осуществлена задержка действия АРУ без каких-либо дополнительных деталей.

Для регулирования усиления в каскадах, смежных с регулируемым, может быть использован перепад напряжений ΔU , возникающий на включенных последовательно

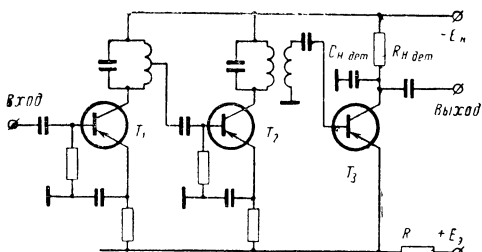


Рис. 30. Схема регулировки усиления, выполненная на транзисторе.

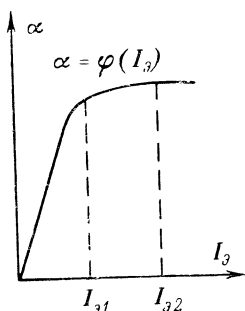


Рис. 31. Зависимость коэффициента усиления по току от величины тока эмиттера.

с транзистором резисторах в эмиттерной или коллекторной цепях (рис. 32 и 33). Регулировка усиления в обеих схемах осуществляется в первом каскаде непосредственной подачей управляющего сигнала на базу транзистора T_1 ; сигналом АРУ для второго каскада (подается на базу транзистора T_2) служит перепад напряжений на постоянных резисторах в цепях коллектора или эмиттера. Очевидно, что число регулируемых таким образом каскадов принципиально не ограничивается двумя и может быть сколь угодно большим.

В схеме, приведенной на рис. 32, сигналом АРУ для второго каскада служит падение напряжения на резисторе $R_{\beta 1}$, включенном в цепь эмиттера транзистора T_1 . Величина начального смещения на базе транзистора T_2 , т. е. смещение при отсутствии сигнала на входе усилителя, устанавливается при помощи резистора R . В процессе регулировки (например, при прямой АРУ) ток эмиттера первого транзистора увеличивается, обуславливая тем самым уменьшение положительных потенциалов эмиттера T_1 и базы T_2 , т. е. на базу T_2 поступает возрастающий отрицательный потенциал, приводящий к увеличению тока эмиттера. Это означает, что и во втором каскаде производится прямая АРУ. Если же второй

транзистор будет *n-p-n* типа, то будет наблюдаться обратная АРУ.

В схеме, представленной на рис. 33, сигналом АРУ для второго каскада является падение напряжения на включенном в цепь коллектора постоянном резисторе R_1 , сопротивление которого велико. Этот сигнал противоположен по знаку управляющему напряжению, подводи-

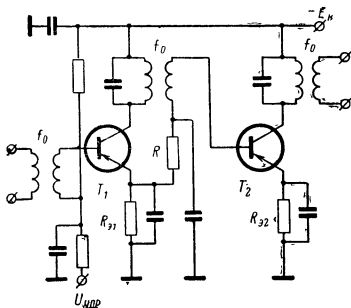


Рис. 32. Регулировка усиления за счет перепада напряжения на резисторе, включенном в цепь эмиттера первого каскада.

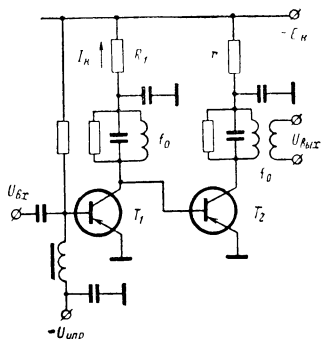


Рис. 33. Регулировка усиления за счет перепада напряжения на резисторе, включенном в цепь коллектора.

мому к базе транзистора T_1 . Следовательно, если в первом каскаде производится прямая АРУ, то во втором имеет место обратная АРУ. Ясно, что при необходимости получить одинаковый вид регулировки в обоих смежных каскадах второй транзистор должен быть *n-p-n* типа.

Глава вторая

АВТОМАТИЧЕСКАЯ РЕГУЛИРОВКА УСИЛЕНИЯ ПУТЕМ ВВЕДЕНИЯ В УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ ЭЛЕМЕНТОВ, СОПРОТИВЛЕНИЕ КОТОРЫХ ИЗМЕНЯЕТСЯ ПОД ДЕЙСТВИЕМ УПРАВЛЯЮЩЕГО СИГНАЛА

10. Использование нелинейных элементов в качестве регулируемых сопротивлений цепи нагрузки

Регулировка усиления, осуществляемая путем изменения режима работы транзистора по постоянному току, т. е. путем изменения положения рабочей точки, связа-

на, как уже отмечалось, с серьезными затруднениями, а именно: с возникновением значительных нелинейных и частотных искажений, невозможностью осуществить надежную температурную стабилизацию и т. п., что в ряде случаев вынуждает отказаться от этих способов регулировки и перейти к другим, свободным от указанных недостатков.

Один из таких способов заключается в том, что положение рабочей точки усилительного элемента — транзистора — в процессе регулировки остается без изменения, а регулирующее воздействие подается на элементы, сопротивление которых изменяется в нужных пределах, изменяя при этом соответствующим образом коэффициент усиления схемы. При этом рабочая точка транзистора, входящего в состав регулируемого усилителя, не изменяет своего положения, а это значит, что уровень нелинейных искажений, появление которых обусловлено главным образом нелинейностью статических характеристик транзистора, остается примерно постоянным в процессе регулирования усиления или растет весьма незначительно. Кроме того, снимается основное противоречие, свойственное всем способам регулировки усиления путем изменения режима транзистора по постоянному току — невозможность достижения большой глубины регулировки усиления и одновременной стабилизации положения рабочей точки в широком интервале изменений температуры окружающей среды. И хотя регулируемые элементы (обычно полупроводниковые приборы) также характеризуются некоторой зависимостью параметров от температуры, влияние этих изменений невелико. При надлежащем же выборе типа регулируемых элементов, способа их включения в схему усиления и способов подачи сигнала АРУ температурная нестабильность регулируемого усилителя может быть сведена к минимуму. В связи с этим представляет интерес сравнить основные способы регулировки усиления в отношении температурной стабильности.

Экспериментальные данные, приведенные в многочисленных источниках, позволяют считать, что в усилительной схеме, где регулирующее воздействие подводится непосредственно к транзистору, уровень выходного напряжения в сравнительно небольшом интервале температур от $+20$ до $40-50^{\circ}\text{C}$ изменяется на $20-25$ дБ для германиевых и на $4-6$ дБ для кремниевых транзи-

стором. В то же время в схемах с регулируемыми резисторами изменения выходного напряжения в зависимости из температуры окружающей среды не превышают 2 дб.

Рассмотрим основные схемы регулировки усиления, в которых регулирование осуществляется путем подачи управляющего воздействия на внешние элементы. Прежде всего отметим, что в качестве таких элементов в первую очередь могут быть использованы полупроводниковые диоды, сопротивление которых меняется в довольно широких пределах под действием управляющего тока или напряжения. Включая такой диод параллельно цепи нагрузки усилительного каскада, можно получить соответствующее изменение полного сопротивления нагрузки, а следовательно, и коэффициента усиления.

На рис. 34 приведена схема усилительного каскада, где в качестве управляемого нелинейного элемента использован варистор, зависимость сопротивления которого от управляющего напряжения показана на рис. 35. Основным недостатком варисторов как управляемых резисторов заключается в том, что наиболее приемлемый для целей регулировки участок характеристики варистора, где сопротивление его изменяется в большом диапазоне, соответствует напряжению 10—30 в. Это приводит к значительным трудностям при практическом осуществлении канала АРУ, так как вынуждает вводить специальный усилитель с большим коэффициентом усиления. Кроме того, сопротивление варистора имеет довольно большую величину, что не дает возможности применить этот тип нелинейных резисторов в широкополосных усилителях. Действительно, в усилителях с широкой полосой пропускания проводимость цепи нагрузки значительно превышает проводимость регулируемого элемента и изменения величины последней практически не сказываются на величине результирующей проводимости. Очевидно, что в таких усилителях предпочтительнее использовать в качестве регулируемых элементов полупроводниковые диоды, так как они обладают меньшим сопротивлением и работают при малых напряжениях (0,1—1,5 в).

Говоря о месте включения нелинейного управляемого резистора в усилительной схеме, укажем, что они должны входить лишь в состав цепи нагрузки усилительного элемента по переменному току. Если нелинейные эле-

менты с изменяющимся сопротивлением будут включены в цепь нагрузки по постоянному току, то это, во-первых, приведет к изменению режима транзистора по постоянному току и коэффициента усиления каскада (отметим, что эти изменения коэффициента усиления могут оказаться противоположными тем, которые вызваны регулировкой величины нелинейного сопротивления,

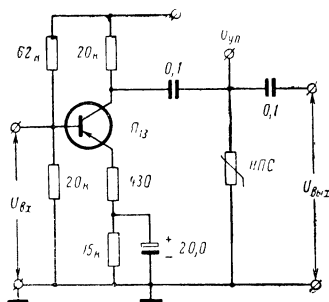


Рис. 34. Схема усилительного каскада с использованием варистора в качестве регулируемого элемента.

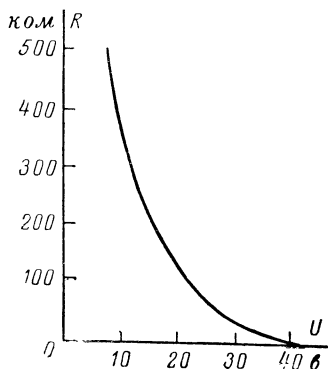


Рис. 35. Зависимость сопротивления варистора от управляющего напряжения.

и тем самым свести на нет весь эффект регулировки усиления) и, во-вторых, значительно затруднит температурную стабилизацию всей схемы. Что же касается возможностей температурной стабилизации регулируемого усилителя, то она может быть осуществлена обычными способами, а в качестве нелинейных резисторов целесообразно применять полупроводниковые кремниевые диоды или изготовленные из карбида кремния варисторы, параметры которых подвержены действию изменений температуры окружающей среды в значительно меньшей степени, нежели германиевые полупроводниковые диоды.

Основным недостатком усилителей, в которых использован указанный способ регулировки усиления, является расширение полосы пропускания в процессе регулировки, хотя иногда это свойство может оказаться полезным при необходимости регулировки избирательности. В тех случаях, когда расширение полосы пропускания нежелательно в проектируемом усилительном

тракте, в него приходится вводить дополнительные схемы или узлы, способствующие стабилизации полосы пропускания. Например, регулируемым усилительным каскадам может предшествовать специальный каскад или фильтр, определяющий ширину полосы пропускания всего усилительного тракта. В избирательных усилителях можно использовать в качестве нагрузки двухконтурный фильтр, форма частотной характеристики которого изменяется незначительно при наличии в цепи нагрузки переменного затухания. Стабилизирующее действие оказывает также включение между нагрузкой и нелинейным элементом линейного резистора.

Входное сопротивление усилительного каскада при включении транзистора и по схеме с общей базой, и по схеме с общим эмиттером значительно зависит от изменения сопротивления нагрузки. Действительно, будучи записанным в системе h -параметров, выражение для входного сопротивления (безотносительно к схеме включения транзистора) имеет вид:

$$R_{вх} = \frac{h_{11} + \Delta_h R_n}{1 + h_{22} R_n}, \quad (28)$$

где R_n — сопротивление нагрузки;

$\Delta_h = h_{11}h_{22} - h_{12}h_{21}$ — определитель матрицы h -параметров.

Для схемы с общей базой

$$R_{вх\text{ ОБ}} = \frac{h_{11б} + \Delta_h R_n}{1 + h_{22} R_n}, \quad (29)$$

а для схемы с общим эмиттером

$$R_{вх\text{ ОЭ}} = \frac{h_{11б} + \Delta_h R_n}{1 - \alpha + h_{22б} R_n} \approx \frac{R_{вх\text{ ОБ}}}{1 - \alpha / (1 + h_{22б} R_n)}. \quad (30)$$

Индекс «б» означает, что в выражениях (29) и (30) использованы значения h -параметров для схемы с общей базой; это сделано для удобства сравнения схем включения транзистора.

Примерные зависимости изменения входного сопротивления усилительных каскадов, выполненных на транзисторах типов П13—П16, от сопротивления нагрузки приведены на рис. 36. Это значит, что при регулировке усиления путем изменения сопротивления нагрузки вход-

ное сопротивление регулируемого каскада также будет изменяться. Поскольку $R_{вх}$ входит в состав сопротивления нагрузки предыдущего каскада (которое также предполагается регулируемым), пределы регулировки усиления в этом каскаде будут отличаться от расчетных значений. Например, если регулируемые каскады включены по схеме с общим эмиттером, то при уменьшении сопротивления нагрузки с ростом уровня сигнала входное

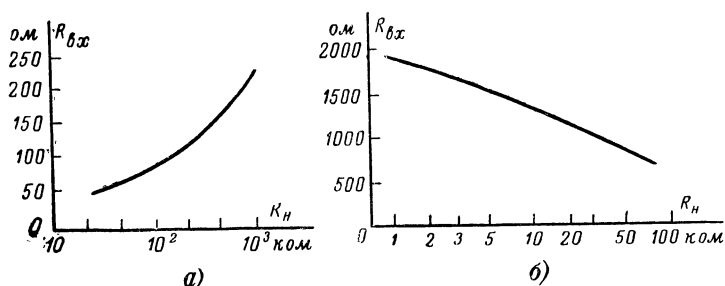


Рис. 36. Изменения входного сопротивления транзисторов типов П13—П16 в зависимости от изменения сопротивления нагрузки.
а — схема с ОБ; б — схема с ОЭ.

сопротивление каскадов увеличивается и тем самым приводит к уменьшению пределов изменений эквивалентного сопротивления цепи нагрузки т. е. снижает эффективность АРУ. Особенно сильно этот эффект проявляется в том случае, когда $R_{вх}$ и $R_{нел}$ имеют величину одного порядка. При этом может наступить полная компенсация изменений сопротивления нелинейного резистора. Что же касается схемы с общей базой, то ее вообще нецелесообразно применять из-за малого входного сопротивления, значительно меньшего величины сопротивления нелинейных элементов. Для устранения подобного недостатка приходится либо вводить в схему усилителя специальные согласующие каскады, либо использовать регулируемый резистор в качестве одного из плеч резистивного делителя напряжения.

11. Использование входного сопротивления транзистора в качестве нелинейного управляемого элемента

В качестве управляемого элемента цепи нагрузки, сопротивление которого изменяется тем или иным образом под воздействием поступающего по каналу АРУ посто-

янного напряжения, может быть использован переход эмиттер—база транзистора, включаемого параллельно коллекторной нагрузке регулируемого каскада. В этом случае на базу транзистора, используемого в качестве переменного резистора, подается постоянное управляю-

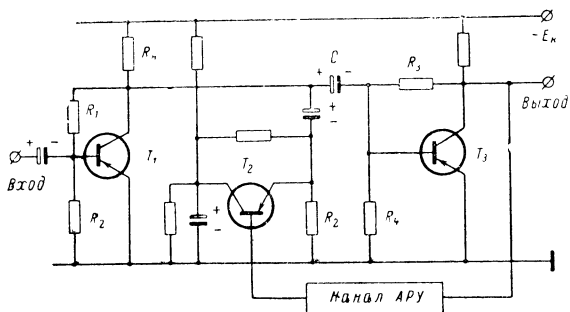


Рис. 37. Схема усилительного каскада с регулируемым резистором в цепи нагрузки.

щее напряжение, уровень которого пропорционален амплитуде сигнала. При изменении управляющего напряжения, например, от $U_{упр}=0$ до $U_{упр}=U_{макс}$ ток эмиттера регулируемого транзистора также возрастает от 0 до $I_{э.макс}$ и соответственно изменяется (растет) проводимость перехода, шунтирующего нагрузку каскада, чем и достигается регулировка усиления.

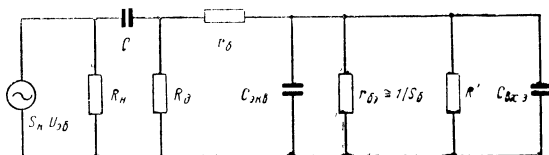


Рис. 38. Эквивалентная схема усилительного каскада с регулируемым резистором в цепи нагрузки.

Как известно, входное сопротивление транзистора в зависимости от режима работы по постоянному току (например, при изменении потенциала базы) может меняться в широких пределах: от нескольких десятков килоом в запертом состоянии до нескольких ом в режиме насыщения. Такой широкий диапазон регулировки не удастся получить с помощью обычных потенциометрических регуляторов усиления. Схема усилительного

каскада с регулируемым сопротивлением в цепи нагрузки изображена на рис. 37. Параллельно резистору R_n нагрузки усилителя, собранного на транзисторе T_1 , включен эмиттерный переход транзистора T_2 . Канал АРУ состоит из следующих элементов: усилителя, детектора и RC -фильтра нижних частот.

Для того чтобы определить возможные пределы регулировки коэффициента усиления в таком каскаде, исследуем эквивалентную схему (рис. 38). Для этой схемы приняты следующие обозначения:

$S_k U_{эб}$ — ток эквивалентного генератора;

S_6 — крутизна переходной характеристики;

$C_{эвк} = C_{бэ} + C_\tau + C_{бк} K_U + C_{монт} + C_{вых}$ — суммарная емкость нагрузки;

$C_{бэ}$ — емкость перехода эмиттер — база транзистора T_3 последующего каскада;

C_τ — емкость, учитывающая время пролета носителей через область базы;

$C_{бк}$ — емкость перехода коллектор — база;

K_U — коэффициент усиления каскада по напряжению;

$C_{монт}$ — емкость монтажа;

$C_{вых}$ — выходная емкость источника сигнала;

r_6 — распределенное сопротивление базы;

R_n — сопротивление нагрузки усилительного каскада;

$R_d = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$ — сопротивление делителя напряжения в базовой цепи последующего каскада;

$r_{бэ} = 1/S_6$ — сопротивление перехода эмиттер — база транзистора T_3 ;

$R' = \frac{R_2 R_{ш}^6}{R_2 + R_{ш}}$ — сопротивление, обусловленное действием управляемого элемента — транзистора T_2 ;

$R_{ш} = \varphi(U_p)$ — входное сопротивление транзистора T_2 ;

$C_{вх.э} = C_{э.з} + C_{э.д}$ — входная емкость шунтирующего транзистора;

$C_{э.з}$ — зарядная емкость эмиттерного перехода;

$C_{э.д} = 1,21/2\pi f_\alpha r_\alpha$ — диффузионная емкость эмиттерного перехода;

$r_\alpha = \frac{kT}{g_\alpha I_\alpha} = \frac{26}{I_\alpha (ma)}$ — сопротивление эмиттера;

f_α — граничная частота усиления по току в схеме с общей базой.

Эквивалентное сопротивление нагрузки усилительного каскада

$$R_{\text{экв}} = \frac{[r_6 + R_n R_d / (R_n + R_d)] r_{6\text{в}}}{R_n R_d / (R_n + R_d) + r_6 + r_{6\text{в}}} \approx \frac{R_n}{1 + S_6 R_n} \quad (31)$$

(при условии, что $R_n \gg r_6$; $R_d > R_n$; $r_{6\text{в}} > r_6$).

С учетом входного сопротивления транзистора T_2 — управляемого элемента цепи нагрузки — эквивалентное сопротивление нагрузки усилительного каскада

$$R_{\text{экв}} = \frac{R_n R' / (R_n + R')}{1 + S_6 R_n R' / (R_n + R')} = \frac{R_n R'}{R_n + R' + S_6 R_n R'}. \quad (32)$$

При этом в начале и конце регулировки будем иметь

$$U_{\text{упр}} = 0; I_a = 0; R' = R_2;$$

$$U_{\text{упр}} = U_{\text{упр.макс}}; I_a = I_{a.\text{макс}}; R' \approx R_{\text{ш}}.$$

Отсюда нетрудно найти диапазон регулировки как отношение величин эквивалентных сопротивлений нагрузки $R_{\text{экв}}$, определенных при напряжениях на выходе канала АРУ $U_{\text{упр}}$, соответствующих началу ($U_{\text{упр}} = 0$) и концу ($U_{\text{упр}} = U_{\text{макс}}$) регулировки

$$d_p = \frac{R'_{\text{экв}} (\text{при } U_{\text{упр}} = 0)}{R'_{\text{экв}} (\text{при } U_{\text{упр}} = U_{\text{макс}})} = \frac{1/R_{\text{ш}} + 1/R_n + S_6}{1/R_2 + 1/R_n + S_6}. \quad (33)$$

Из выражения (33) видно, что диапазон регулировки тем больше, чем больше величина отношения $R_2/R_{\text{ш}}$ и сопротивление нагрузки R_n . Последнее означает также, что рассмотренный способ регулировки усиления малоэффективен в широкополосных усилителях, так как он не позволяет достичь значительного диапазона регулировки.

Для достижения максимальной крутизны регулировочной характеристики желательно применять в качестве регулируемых элементов транзисторы с большими значениями коэффициента усиления по току, входное сопротивление которых меняется в процессе регулировки в довольно широких пределах. Однако такие транзисторы имеют короткую входную характеристику, что ограничивает максимальный уровень усиливаемого сигнала из-за опасности возникновения нелинейных искажений. Этого можно избежать, если применять транзисторы

с меньшей крутизной входной характеристики, но тогда приходится повышать коэффициент передачи по мощности канала АРУ.

12. Способ расширения диапазона регулировки усиления

В любой реальной усилительной схеме, где регулировка усиления производится путем изменения сопротивления управляемого нелинейного резистора, диапазон регулировки усиления имеет вполне определенные пределы, обусловленные этим резистором. Например, в изображенной на рис. 34 простейшей схеме усилительного каскада, где в качестве регулируемого элемента применено нелинейное полупроводниковое сопротивление (НПС) типа варистора, включенное в цепь нагрузки коллектора по переменному току, коэффициент усиления каскада по напряжению меняется от

$$K_{U_{\max}} = \frac{\alpha}{r_a + r_b(1 - \alpha)} \cdot \frac{R_{\text{нел. макс}} R_{\text{н}}}{R_{\text{нел. макс}} + R_{\text{н}}} \quad (\text{при } U_{\text{упр}} = 0) \quad (34)$$

до

$$K_{U_{\min}} = \frac{\alpha}{r_a + r_b(1 + \alpha)} \cdot \frac{R_{\text{н}} R_{\text{нел. мин}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{нел. мин}}} \quad (35)$$

При этом сопротивление нелинейного элемента, начиная с некоторого значения управляющего напряжения на нем, например при $U_{\text{упр}} \geq U_{\max}$, изменяется столь незначительно, что коэффициент усиления остается практически постоянным, сколько бы ни возрастала затем величина управляющего напряжения. Следовательно, возможный динамический диапазон регулировки усиления, определяемый отношением максимального коэффициента усиления к минимальному, т. е. $d_i = K_{U_{\max}}/K_{U_{\min}}$, имеет ограниченную величину (в данной схеме $d_i = 30 \div 35$ дб).

Для расширения пределов регулировки усиления необходимо уменьшить, насколько это возможно, значение $K_{U_{\min}}$. Для этой цели не лишен интереса так называемый метод компенсации, заключающийся в том, что на выходную нагрузку регулируемого усилителя поступает в противофазе с основным дополнительный сигнал, прошедший через аналогичный регулируемому канал с по-

стоянным коэффициентом усиления. Тогда на выходной нагрузке будем иметь:

$$\left. \begin{aligned} \Delta U'_{\text{вых}} &= U'_{\text{вых1}} - U'_{\text{вых2}} \text{ (при } U_{\text{вх}} = U_{\text{вх, мин}}) \\ \Delta U''_{\text{вых}} &= U''_{\text{вых1}} - U''_{\text{вых2}} \text{ (при } U_{\text{вх}} = U_{\text{вх, макс}}) \end{aligned} \right\} \quad (36)$$

Соответственно .

$$d_i = \frac{(U'_{\text{вых1}} - U'_{\text{вых2}})U_{\text{вх, макс}}}{(U''_{\text{вых1}} - U''_{\text{вых2}})U_{\text{вх, мин}}} = \frac{K_{U_{\text{макс1}}} - K_{U_2}}{K_{U_{\text{мин1}}} - K_{U_2}}. \quad (37)$$

Надлежащим образом подобрав коэффициенты усиления двух каналов, можно добиться того, что их разность будет сколь угодно малой (т. е. $K_{U_{\text{мин1}}} - K_{U_2} \rightarrow 0$), оставаясь, конечно, положительной. Это значит, что диапазон регулировки усиления в такой схеме теоретически может иметь бесконечно большую величину. На практике это, конечно, неосуществимо, так как:

во-первых, довольно трудно обеспечить в реальной схеме точный сдвиг по фазе на 180° между сигналами; эта трудность усугубляется, если усилитель работает в широкой полосе частот;

во-вторых, сигналы, прошедшие основной и дополнительный каналы усилителя, имеют нелинейные искажения разной степени;

в-третьих, необходимо учитывать влияние собственных шумов.

Поэтому при практическом осуществлении рассмотренной схемы регулируемого усилителя с компенсацией необходимо выполнить следующие требования:

1. Частотные и фазовые характеристики основного и дополнительного каналов должны быть идентичными. В противном случае окажется, что глубина регулировки усиления изменяется в зависимости от частоты сигнала. В частности, если усиливаемый сигнал обладает сложным спектральным составом, как, например, импульсный сигнал, то неидентичность частотных и фазовых характеристик регулируемого (основного) и дополнительного каналов приведет к тому, что в процессе регулировки усиления соотношения амплитуд спектральных составляющих в выходном сигнале изменятся по сравнению с входным сигналом и, следовательно, возникнут нежелательные искажения формы сигнала.

тивление которого изменяется под действием сигнала АРУ, и эмиттерного повторителя. Дополнительный канал состоит по сути дела из двух каскадов с нагрузкой в цепи эмиттера.

Для того чтобы малое выходное сопротивление эмиттерных повторителей не влияло на сопротивление нагрузки, последнее следует включить через развязывающее сопротивление большой величины. В данном случае оконечная нагрузка усилителя выполнена в виде симметричного Т-образного четырехполюсника, состоящего из трех сопротивлений по 100 ком.

13. Регулировка усиления путем изменения коэффициента передачи нелинейного управляемого делителя напряжения

Ввиду того что глубина регулировки усиления в отдельном каскаде, осуществляемая путем подачи управляющего тока или напряжения на нелинейный резистор, невелика, приходится принимать те или иные меры для увеличения глубины регулировки. К числу таких мер относится введение в цепь нагрузки усилителя более сложных, чем простой нелинейный резистор, схем, например четырехполюсников, имеющих в своем составе наряду с линейными одно или несколько нелинейных резисторов, сопротивление которых, а следовательно, и величина коэффициента передачи четырехполюсника изменяются под действием управляющего сигнала. Соответственно изменяется коэффициент усиления каскада, в цепь нагрузки которого включен четырехполюсник такого типа. А именно при максимальном (или минимальном) коэффициенте передачи управляемого четырехполюсника коэффициент усиления соответствующего каскада также будет иметь максимальную (или минимальную) величину. Простейшим типом управляемого четырехполюсника является так называемый нелинейный делитель, или аттенюатор, который представляет собой комбинацию собственно управляемого нелинейного элемента (полупроводникового диода или варистора) с одним или несколькими линейными резисторами. В самом общем виде схема управляемого делителя напряжения представлена на рис. 40.

Выполнение регулируемой цепи в виде управляемого делителя напряжения позволяет расширить диапазон

регулировки за счет того, что в резистивном делителе происходит дополнительное ослабление сильных сигналов. При этом имеет место также и ослабление малых сигналов, что нежелательно. Поэтому при практическом осуществлении нелинейных делителей следует тщательно выбирать тип нелинейных элементов и режим их работы по постоянному току или, точнее, величину начального смещения на этих элементах. Кроме того, для обеспечения минимальных начальных потерь необходимо,

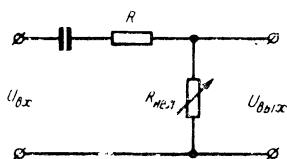


Рис. 40. Схема параллельного делителя напряжения.

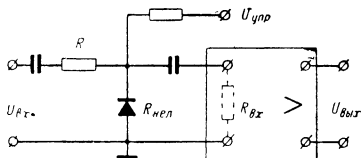


Рис. 41. Схема регулировки усиления путем изменения коэффициента передачи параллельного делителя напряжения.

чтобы в режиме усиления слабых сигналов сопротивление нелинейных управляемых элементов резистивного делителя было велико по сравнению с постоянным сопротивлением резистора R (рис. 40), т. е. чтобы выполнялось следующее условие: $R_{нел. макс} \gg R$. Очевидно, коэффициент передачи будет иметь при этом максимальную величину: $K_{U дел} \approx K_{U макс}$.

Подавая на нелинейные элементы запирающее смещение, можно получить близкий к максимальному коэффициент передачи делителя в широком диапазоне изменения уровня входного сигнала. Это эквивалентно работе в режиме АРУ с задержкой. Аналогичный эффект может быть достигнут при использовании кремниевых диодов (например, диодов типов Д101—Д103). Известно, что в этих диодах (при включении в направлении пропускания) токи начинают протекать лишь при напряжениях на диоде порядка 0,4—0,6 в.

Рассмотрим приведенную на рис. 41 схему нелинейного резистивного делителя напряжения. Схема состоит из линейного резистора R и нелинейного управляемого резистора (полупроводникового диода). Под воздействием сигнала АРУ ($U_{упр}$) сопротивление нелинейного элемента изменяется, вследствие чего изменяются коэффициент передачи делителя и коэффициент усиления

тракта, в состав которого входит этот делитель. Коэффициент передачи делителя включенного во входную цепь усилительного тракта в этой схеме определяется выражением

$$K_{U \text{ дел}} = \frac{R_{\text{нел}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{нел}} + R_{\text{вх}})}{R + [R_{\text{нел}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{нел}} + R_{\text{вх}})]}, \quad (38)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление усилителя.

Коэффициент передачи делителя напряжения уменьшается при отпирании диода и возрастает при запираании его, так как при этом соответственно уменьшается или увеличивается дифференциальное сопротивление диода $R_{\text{нел}}$. Благодаря указанным выше свойствам диодов управляющее напряжение может иметь величину, не превышающую нескольких десятых долей вольта. Введение регулирующего коэффициента передачи усилительного тракта делителя позволяет расширить динамический диапазон устройства по входным сигналам и работать без опасности перегрузки тракта сильными сигналами, имеющими амплитуды порядка нескольких вольт.

При построении усилительных схем с регулировкой усиления, осуществляемой путем изменения коэффициента передачи нелинейных делителей, включаемых в цепь нагрузки одного или нескольких каскадов, необходимо иметь в виду, что на эффективность регулировки усиления (т. е. на величину диапазона регулировки) серьезное влияние оказывает входное сопротивление последующих каскадов тракта, т. е. каскадов, присоединенных к выходным клеммам управляемого делителя напряжения. Примером является схема, приведенная на рис. 41. Здесь параллельно нелинейному элементу — полупроводниковому диоду — включено входное сопротивление последующего усилителя, которое также учитывается при определении коэффициента передачи делителя выражением (38). В этом случае эффективная регулировка усиления может быть осуществлена, если во всем диапазоне регулировки будет выполняться условие $R_{\text{вх}} \gg \gg R_{\text{нел}}$. Тогда, анализируя выражение (38), можно заметить, что коэффициент передачи делителя, а также диапазон регулировки тракта определяются при выполнении данного условия исключительно параметрами делителя, а именно:

$$K_{U \text{ дел}} \approx R_{\text{нел}} / (R + R_{\text{нел}}); \quad (39)$$

$$d_p = R_{\text{нел. макс}} (R + R_{\text{нел. мин}}) / R_{\text{нел. мин}} (R + R_{\text{нел. макс}}), \quad (40)$$

и не зависят от входного сопротивления последующего каскада. Как известно, это условие достаточно хорошо выполняется в ламповых схемах, но не в транзисторных, ввиду низкого входного сопротивления последних, особенно при включении усилительных транзисторов по схеме с общей базой. Поэтому, чтобы повысить эффективность регулировки усиления, приходится вводить в схему специальные согласующие каскады — эмиттерные повторители, обладающие повышенным входным сопротивлением, или принимать другие меры, способствующие увеличению входного сопротивления транзистора. Все это в конечном счете связано с усложнением электрической схемы.

Однако можно избежать указанных усложнений регулируемого усилителя, если входное сопротивление транзистора, включенного после делителя напряжения, использовать в качестве одного из элементов этого делителя. Поскольку при данном способе регулировки усиления входное сопротивление транзистора, равно как и другие его параметры, должно оставаться неизменным во всем диапазоне регулировки, очевидным является использование входного сопротивления усилительного транзистора в качестве постоянного сопротивления делителя напряжения. Соответственно этому несколько изменяется и принцип построения делителя, хотя конечная цель введения его в схему усилителя та же, что и в схеме на рис. 40: возможность работы приемно-усилительного тракта без перегрузки сильными сигналами. Постоянное сопротивление (R), т. е. входное сопротивление транзистора, включается в параллельное плечо (рис. 42), а управляемый резистор $R_{нел}$, в качестве которого используются известные типы нелинейных резисторов (полупроводниковые диоды или варисторы), включается в последовательное плечо. Схема, иллюстрирующая рассмотренный способ построения делителя напряжения, приведена на рис. 43.

Итак, усиливаемый сигнал, прошедший через четырехполюсник с изменяющимся под воздействием сигнала АРУ коэффициентом передачи, выделяется на постоянном резисторе:

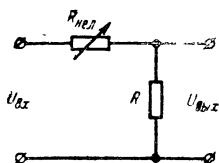


Рис. 42. Схема последовательного нелинейного делителя напряжения.

$$R' = R_{\text{д}} R_{\text{вх}} / (R_{\text{д}} + R_{\text{вх}}), \quad (41)$$

где $R_{\text{д}} = R_{\delta 1} R_{\delta 2} / (R_{\delta 1} + R_{\delta 2})$ — сопротивление делителя в цепи базы;

$R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора.

Ослабление амплитуды сигнала будет тем больше, чем больше сопротивление резистора $R_{\text{нел}}$, величина ко-

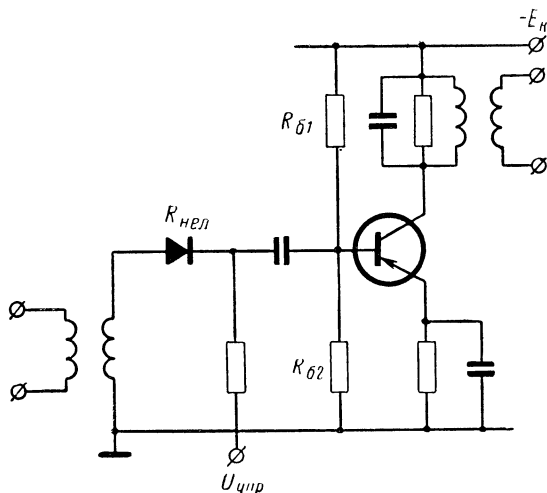


Рис. 43. Схема регулировки усиления путем изменения коэффициента передачи последовательного делителя напряжения.

торого изменяется под действием сигнала АРУ. Коэффициент передачи делителя в общем случае описывается следующим выражением:

$$K_{U \text{ дел}} = \frac{R'}{R' + R_{\text{нел}}}. \quad (42)$$

При условии $R_{\text{д}} \gg R_{\text{вх}}$

$$K_{U \text{ дел}} \approx \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{нел}}}. \quad (43)$$

При слабых сигналах на входе усилителя величина регулируемого нелинейного резистора должна быть как можно меньшей, с тем чтобы свести к минимуму нежелательное ослабление усиливаемого сигнала. Для этого используемый в качестве нелинейного резистора полупроводниковый диод должен быть смещен в прямом на-

правлении и управляющее напряжение должно быть равно нулю. При увеличении уровня сигнала на диод с выхода канала АРУ должно поступать возрастающее напряжение, которое переводит рабочую точку диода в область обратной проводимости. В результате сопротивление диода увеличивается, что приводит к уменьшению коэффициента передачи делителя и ослаблению сигнала, поступающего на вход последующего усилительного каскада. Данный способ построения нелинейного делителя дает возможность осуществить без каких-либо серьезных затруднений регулировку усиления в каскадах, включенных по схеме с общей базой или общим эмиттером и обладающих в силу этого низкоомным входом [Л. 48 и 49].

Что касается величины диапазона регулировки, достижимой в схемах с нелинейным делителем, то, как следует из экспериментальных данных, она составляет 35—40 дБ в обоих типах схем. Ниже будут рассмотрены некоторые практические схемы, использующие в качестве регулируемых элементов цепи нагрузки оба типа делителей.

Несколько слов относительно терминологии, примененной в последующих разделах.

Делитель напряжения, где управляемый резистор включен в параллельное плечо, называется параллельным делителем (см. рис. 40), а делитель, где управляемый резистор включен в последовательное плечо, — последовательным делителем (рис. 42). Таким образом, признаком, на основании которого производится классификация делителей, является место включения управляемого резистора.

14. Нелинейный делитель напряжения с транзистором в качестве управляемого элемента

Рассмотрим некоторые особенности выполнения схемы и проведения расчета нелинейного делителя напряжения, в котором в качестве управляемого элемента использован транзистор, точнее его входное сопротивление, включенное в параллельное плечо делителя.

Регулировка коэффициента передачи «параллельного» делителя напряжения (рис. 44) осуществляется путем изменения тока эмиттера транзистора, входное сопротивление которого является управляемым элементом

делителя. Регулируемый транзистор включен по схеме с общей базой, обладающей, как известно, наиболее широкими пределами изменений входного сопротивления. Благодаря тому, что входное сопротивление транзистора, определяемое как сопротивление перехода эмиттер—база, в значительной степени зависит от тока эмиттера, транзистор может быть весьма эффективно использован в качестве управляемого элемента резистивного делителя.

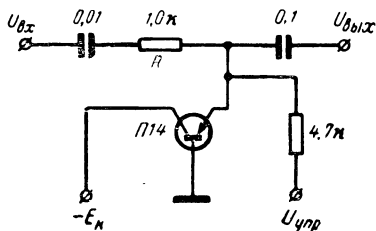


Рис. 44. Усилительный каскад с регулировкой усиления с помощью параллельного делителя напряжения.

речь влиянием реактивного сопротивления управляемого перехода (оно имеет емкостный характер) и считать его приблизительно постоянным в широком диапазоне изменений управляющего сигнала, рассматриваемая схема позволяет получить диапазон регулировки коэффициента передачи порядка 40—45 дБ. На более высоких частотах (при $f_{\text{сигн}} > 2 \text{ МГц}$) влияние реактивного сопротивления значительно возрастает, что уменьшает диапазон регулировки. На частотах, превышающих 100—150 МГц, транзисторы становятся непригодными для использования в качестве управляемых сопротивлений.

Кроме того, было определено [Л. 51], что данный способ регулировки усиления позволяет работать со значительными амплитудами входных сигналов (около 300—500 мВ), примерно на порядок больше, нежели при регулировке усиления непосредственным изменением тока эмиттера при одном и том же уровне нелинейных искажений.

Одной из причин применения транзисторов в качестве управляемых элементов делителей напряжения явилось также и то, что такие делители обладают значительно меньшей температурной чувствительностью и более широкими пределами регулировки, чем делители

с германиевым диодом. Так, начальный коэффициент передачи делителя с германиевым диодом уменьшается в 1,5—2 раза при изменении температуры от -20 до $+60^\circ\text{C}$. Применение кремниевых диодов, хотя и повышает температурную стабильность делителя, в то же время не позволяет достичь значительной глубины регулировки усиления из-за меньшей нелинейности вольт-амперной характеристики.

Конечно, параметры управляемого делителя (как и любого устройства, выполненного на полупроводниковых приборах) зависят от изменений температуры окружающей среды. Запишем некоторые основные соотношения, позволяющие провести технический расчет схемы АРУ с управляемым делителем.

Выражение для входного сопротивления транзистора в упрощенном виде записывается следующим образом

$$R_{\text{вх}} = \frac{a}{b + I_{\text{в}}}, \quad (44)$$

где $a = 40 \cdot 10^{-3}$ в и $b = (0,045 \div 0,05) \cdot 10^{-3}$ а — постоянные коэффициенты аппроксимации входной характеристики транзистора.

Отсюда можно определить коэффициенты передачи делителя для начала и конца регулировки:

$$\left. \begin{aligned} (K_{U \text{ макс}})_i &= \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{a}{a + R(b + I_{\text{в. мин}})}; \\ (K_{U \text{ мин}})_i &= \frac{a}{a + R(b + I_{\text{в. макс}})}, \end{aligned} \right\} \quad (45)$$

где R — резистор с сопротивлением постоянной величины;

$I_{\text{в. макс}}$ и $I_{\text{в. мин}}$ — пределы изменений тока эмиттера управляемого транзистора.

Диапазон регулировки коэффициента передачи делителя

$$d_i = \frac{(K_{U \text{ макс}})_i}{(K_{U \text{ мин}})_i} = \frac{a + R(b + I_{\text{в. макс}})}{a + R(b + I_{\text{в. мин}})}. \quad (46)$$

Сопротивление линейного резистора определяется величиной коэффициента передачи делителя в начале регулировки, т. е. требуемым максимальным коэффициентом

том усиления тракта, и начальным значением тока $I_{\text{э}} = I_{\text{э.мин}}$, протекающего через управляемый переход. Сопротивление резистора R можно определить из следующего выражения:

$$R = \frac{a [1 - (K_{U \text{ макс}})_i]}{(K_{U \text{ макс}})_i (b + I_{\text{э.мин}})} \quad (47)$$

Для обеспечения требуемых характеристик делителя и их стабильности при работе в интервале температур важное значение имеет выбор величины $I_{\text{э.мин}}$.

Рассмотрим условия достижения максимального диапазона регулировки. Как следует из выражения (46), для этого нужно, чтобы начальный ток регулируемого транзистора был близок к нулю ($I_{\text{э.мин}} \approx 0$). Тогда входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общей базой, будет иметь максимальную величину, примерно равную 0,8—1,0 ком (рассматриваются транзисторы типов П13—П16). Выбор величины линейного резистора связан, как указывалось выше, с некоторыми ограничениями, а именно: если $R \gg R_{\text{вх}}$, то управляемый резистор будет оказывать небольшое воздействие на частотную характеристику цепи нагрузки предыдущего каскада, но в то же время будет иметь место значительное ослабление усиливаемого сигнала; если $R \ll R_{\text{вх}}$, то ослабление сигнала будет невелико, но форма частотной характеристики будет существенно изменяться в процессе регулировки усиления и диапазон регулировки усиления, т. е. величина d_i , уменьшится. Поэтому целесообразно выбирать $R \approx R_{\text{макс}}$, т. е. порядка 1 ком.

Выражение (46) с учетом выражения (47) можно преобразовать:

$$d_i = (K_{U \text{ макс}})_i + [1 - (K_{U \text{ макс}})_i] \frac{b + I_{\text{э.макс}}}{b + I_{\text{э.мин}}} \quad (48)$$

Полагая, что $I_{\text{э.макс}} \gg b$, а $I_{\text{э.мин}} \approx 0$, выражение (48) можно упростить:

$$d_i \approx [1 - (K_{U \text{ макс}})_i] \frac{I_{\text{э.макс}}}{b} \quad (49)$$

При практическом осуществлении управляемого делителя напряжения необходимо иметь в виду влияние последующих элементов усилительного тракта. В частно-

сти, для того чтобы была обеспечена максимальная величина d_i , усилительный каскад, включенный непосредственно вслед за делителем напряжения, должен обладать входным сопротивлением, значительно превышающим начальное сопротивление эмиттерного перехода управляемого транзистора. Это значит, что включение усилительного транзистора по схеме с общей базой в данном случае недопустимо.

Иногда оказывается возможным некоторое уменьшение начального значения нелинейного сопротивления делителя и тогда непосредственно после делителя могут следовать усилительные каскады с включением транзисторов по схеме с общим эмиттером (конечно, при условии, что приняты обычные меры повышения входного сопротивления). Но в более ответственных случаях в усилительный тракт между делителем напряжения и усилительным каскадом приходится вводить эмиттерные повторители.

Перейдем к более сложному — многокаскадному усилителю, содержащему n идентичных управляемых делителей напряжения. Диапазон регулировки усиления многокаскадного усилителя определяется выражением

$$\frac{(K_{U \text{ макс}})_{\text{общ}}}{(K_{U \text{ мин}})_{\text{общ}}} = \left[\frac{(K_{U \text{ макс}})_i}{(K_{U \text{ мин}})_i} \right]^n = \left[\frac{a + R(b + I_{\text{э. макс}})}{a + R(b + I_{\text{э. мин}})} \right]^n = \frac{m}{p}, \quad (50)$$

где n — число каскадов, имеющих в своем составе управляемые делители;
 $m = U_{\text{вх. макс}}/U_{\text{вх. мин}}$ — изменение амплитуды сигнала на входе тракта;
 $p = U_{\text{вых. макс}}/U_{\text{вых. мин}}$ — изменение амплитуды сигнала на выходе тракта.

Из выражения (50) нетрудно определить необходимую величину тока $I_{\text{э. макс}}$ для заданного изменения коэффициента усиления, который должен протекать через эмиттерные переходы управляемых транзисторов; при этом $I_{\text{э. макс}} \gg b$. Тогда

$$\begin{aligned} I_{\text{э. макс}} &\approx \frac{[a + R(I_{\text{э. макс}} + b)] \sqrt[n]{\frac{m}{p}} - a}{R} \approx \\ &\approx \frac{a + R(I_{\text{э. мин}} + b)}{R} \sqrt[n]{\frac{m}{p}}. \end{aligned} \quad (51)$$

Подставив известные величины ($a = 40 \cdot 10^{-3}$ в; $b = 0,05 \cdot 10^{-3}$ а; $R = 1 \cdot 10^3$ ом; $I_{э. \text{ мин}} \approx 0$), получим:

$$I_{э. \text{ макс}} \approx 0,1 \sqrt[n]{\frac{m}{p}} [ma]. \quad (52)$$

Отсюда нетрудно найти требуемую для достижения заданной величины m/p мощность на выходе канала АРУ (детектора АРУ):

$$P_{\text{упр}} \approx I_{э. \text{ макс}}^2 R_{\text{см}} n, \quad (53)$$

где $R_{\text{см}}$ — сопротивление резистора в цепи смещения управляемого транзистора.

Величина его выбирается из компромиссных условий: оно должно быть большим, чтобы не было значительного шунтирования управляемого перехода, и малым, чтобы не возрастала выходная мощность детектора АРУ; обычно $R_{\text{см}} \approx (4 \div 5) R_{\text{вх}}$.

Итак, имеем ориентировочную расчетную формулу:

$$P_{\text{упр}} = 0,05n \sqrt[n]{(m/p)^2} [мвт]. \quad (54)$$

По этой формуле для удобства расчетов практических схем на рис. 45 построено семейство кривых $P_{\text{упр}} = \varphi(m/p, n)$. Из кривых видно, что если необходимо получить значительные пределы изменений коэффициента усиления (т. е. при $m/p \geq 100 \div 1000$), нецелесообразно решать эту задачу в одном управляемом делителе, хотя возможности делителей рассмотренного типа и позволяют достичь требуемой глубины регулировки, так как при этом от детектора АРУ требуется получение чрезмерно большой ($\geq 20 \div 30$ мвт) мощности. В транзисторных усилителях обычного типа создание столь мощного детектора АРУ затруднительно. Поэтому приходится вводить в состав усилителя несколько управляемых делителей, но не более 3—4, благодаря чему требуемое изменение коэффициента усиления достигается при сравнительно небольшой мощности, потребляемой от детектора АРУ.

В некоторых случаях можно не вводить управляемые делители в каждый усилительный каскад, так как это вынуждает принимать меры к повышению входного сопротивления последних и тем самым усложнять элек-

трическую схему и конструкцию усилителя, а последовательно соединять несколько идентичных делителей, число которых определяется диапазоном изменения уровня входного сигнала. Так как в каждом делителе за счет влияния последующего происходит уменьшение начальной величины сопротивления управляемого элемента, то в полученные выше расчетные выражения не-

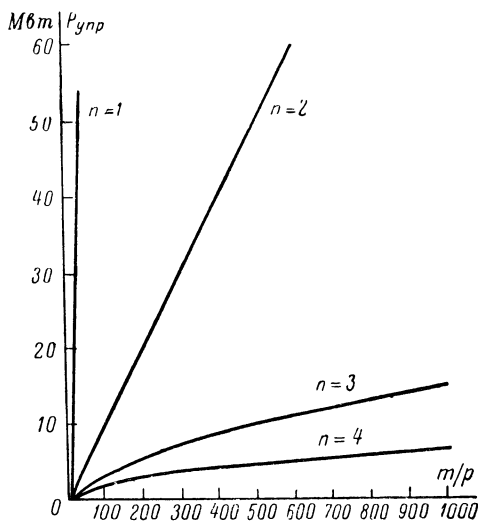


Рис. 45. Зависимость управляющей мощности от отношения параметров m/p .

обходимо ввести поправочный коэффициент η , учитывающий ослабление начального значения коэффициента передачи делителя. Полагая все делители идентичными, можно путем простого расчета получить $\eta \approx 1,4$ и соответственно

$$I_{\theta, \max} = 0,14 \sqrt[n]{\frac{m}{1,4p}} \text{ [мa]}; \quad (55)$$

$$P_{упр} = 0,08n \sqrt[n]{\left(\frac{m}{1,4p}\right)^2} \text{ [мвт]}. \quad (56)$$

Сравнивая выражения (54) и (56), нетрудно заметить, что при последовательном соединении нескольких делителей детектор АРУ должен обеспечить несколько большую величину $P_{упр}$.

При практическом осуществлении усилительного тракта с управляемыми делителями может оказаться, что амплитуда сигнала на входе превысит допустимое (с точки зрения уровня нелинейных искажений) значение. Для уменьшения нелинейных искажений можно включить последовательно с управляемым переходом транзистора небольшое ($\leq 200 \text{ ом}$), подбираемое экспериментально сопротивление. Введение сопротивления приводит к значительному увеличению мощности, требуемой от детектора АРУ. Увеличивать сопротивление этого резистора ($> 200 \text{ ом}$) нецелесообразно, так как из-за недостаточного изменения усиления в таком делителе последующий делитель будет работать при повышенных уровнях сигнала.

15. Регулировка усиления путем изменения глубины отрицательной обратной связи

К числу способов регулировки усиления, осуществляемой путем изменения сопротивления внешних элементов усилительной схемы, относится, как было указано во введении, изменение в соответствии с уровнем входного сигнала глубины обратной связи, охватывающей весь усилитель или часть его. В [Л. 60—64] показано, что этот метод регулировки усиления является наиболее целесообразным, и обычно он осуществляется путем изменения величины динамического сопротивления в цепи эмиттера усилительного каскада, коэффициент усиления которого должен регулироваться. Рассмотрим работу усилительного каскада с регулируемой обратной связью более подробно.

Для усилительного каскада с включением транзистора по схеме с общим эмиттером и резистором $R_э$ в цепи эмиттера коэффициент усиления по напряжению (в системе Z-параметров) описывается выражением

$$K_U = \frac{\beta R_n}{(r_э + R_э)(1 + \beta) + r_б + R_{ген}}, \quad (57)$$

где R_n — сопротивление нагрузки;

$R_{ген}$ — внутреннее сопротивление источника сигнала.

Отсюда, полагая сопротивление $R_э$ меняющимся под воздействием сигнала АРУ от $R_{э, макс}$ до $R_{э, мин}$ (или на-

оборот), можно определить граничные значения коэффициента усиления каскада:

$$\left. \begin{aligned} K_{U \text{ мин}} &= \frac{\beta R_H}{(r_a + R_{a, \text{макс}})(1 + \beta) + r_b + R_{\text{ген}}}; \\ K_{U \text{ макс}} &= \frac{\beta R_H}{(r_a + R_{a, \text{мин}})(1 + \beta) + r_b + R_{\text{ген}}} \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

и диапазон регулировки каскада:

$$d_i = \frac{K_{U \text{ макс}}}{K_{U \text{ мин}}} = \frac{(r_a + R_{a, \text{макс}})(1 + \beta) + r_b + R_{\text{ген}}}{(r_a + R_{a, \text{мин}})(1 + \beta) + r_b + R_{\text{ген}}}. \quad (59)$$

Отметим, однако, что при данном методе регулировки усиления возникает серьезное противоречие с требованием получения в усилителе максимально возможного коэффициента усиления, величина которого тем меньше, чем больше сопротивление резистора R_a . Последнее же с целью получения значительной глубины регулировки должно иметь значительные пределы изменений. Очевидно, что чем шире пределы изменений сопротивления резистора R_a отрицательной обратной связи, тем в большей степени может регулироваться коэффициент усиления каскада. С этой целью в цепь эмиттера следует ввести управляемый нелинейный элемент.

Включая управляемый нелинейный элемент в цепь отрицательной обратной связи лишь по переменному току, можно обеспечить в процессе регулировки усиления постоянство режима усилительного транзистора по постоянному току и осуществить температурную стабилизацию каскада при помощи обычных методов. Это является серьезным преимуществом данного способа регулировки усиления по сравнению с другими, например с регулировкой усиления изменением тока эмиттера или напряжения на коллекторе.

Простейшая схема усилительного каскада с регулируемым сопротивлением отрицательной обратной связи, включенным в цепь эмиттера, приведена на рис. 46. Каскад, охваченный отрицательной связью, содержит параллельно соединенные постоянный резистор R_a и изменяющееся по величине в зависимости от управляющего напряжения дифференциальное сопротивление полупроводникового диода. При нулевом смещении на диоде его дифференциальное сопротивление весьма

лико и в схеме имеет место глубокая отрицательная обратная связь, определяющаяся сопротивлением резистора R_3 (в данной схеме $R_3=10\text{ ком}$), а коэффициент усиления каскада минимален. При подаче на диод управляющего напряжения той или иной величины через диод будет протекать соответствующий ток и его дифференциальное сопротивление умень-

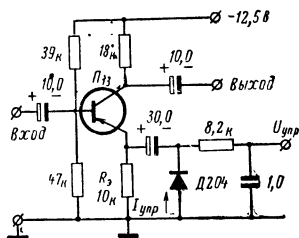


Рис. 46. Усилительный каскад с регулировкой усиления путем изменения сопротивления отрицательной обратной связи.

альное сопротивление уменьшится, а коэффициент усиления увеличится.

В качестве управляемого нелинейного элемента в рассматриваемой схеме применен кремниевый диод Д204, обладающий очень резкой зависимостью дифференциального сопротивления от положения рабочей точки на статической характеристике, т. е. большой величиной отношения $R_{д.макс}/R_{д.мин}$. Это, а также значительное сопротивление резистора $R_{д.макс}$

позволяют получить значительный перепад коэффициента усиления каскада при изменении управляющего сигнала, и следовательно, значительный диапазон регулировки. Подбирая диоды и их комбинации с линейными резисторами, а также величины постоянных напряжений смещения, можно добиться практически любого закона изменения коэффициента усиления.

Семейство амплитудных характеристик регулируемого каскада, снятых при различных величинах управляющего тока $I_{упр}$, приведено на рис. 47.

При необходимости можно уменьшать коэффициент усиления с ростом управляющего напряжения. Для этого надо подать на диод постоянное смещение так, чтобы при отсутствии сигнала (или слабом сигнале), а следовательно, и управляющего напряжения дифференциальное сопротивление диода было минимальным и возрастало при увеличении управляющего напряжения (конечно, полярность $U_{упр}$ должна быть обратной по сравнению с предыдущим вариантом схемы).

В тех случаях, когда на вход регулируемого усилителя поступают биполярные сигналы и необходимо обеспечить одинаковую компрессию сигналов той и другой полярности, следует включать в цепь обратной связи

два нелинейных элемента (диода) во встречно-параллельном соединении по переменному току и последовательном — по постоянному току.

Рассмотренная схема характеризуется довольно широким динамическим диапазоном по входным сигналам: до 40 дБ [Л. 61], весьма незначительным уровнем нелинейных искажений и практически не отличающейся от таковой в обычных схемах степенью температурной стабильности.

Довольно часто в качестве нелинейного управляемого резистора используется транзистор, точнее один из его переходов. При подаче регулирующего воздействия на один из электродов транзистора происходит, как было показано выше, изменение режима транзистора по постоянному току, сопровождающееся изменением всех его параметров. В частности, значительно изменяются величины сопротивлений эмиттерного и коллекторного переходов, которые могут быть введены в цепь отрицательной обратной связи усилительного каскада.

Регулируемый транзистор, используемый в качестве переменного резистора в цепи обратной связи, может быть включен как параллельно резистору в цепи эмиттера, так и последовательно с ним (рис. 48). Переменной компонентой результирующего сопротивления обратной связи является сопротивление между коллектором и эмиттером регулируемого транзистора $R_{кэ}$. Из графика, приведенного на рис. 49, видно, что это сопротивление весьма сильно зависит от режима работы транзистора по постоянному току, в частности от тока базы I_b . Работает схема следующим образом. При отсутствии сигнала регулируемый транзистор T_2 находится в режиме насыщения, т. е. ток базы максимален, благодаря чему сопротивление коллектор — эмиттер мало и усили-

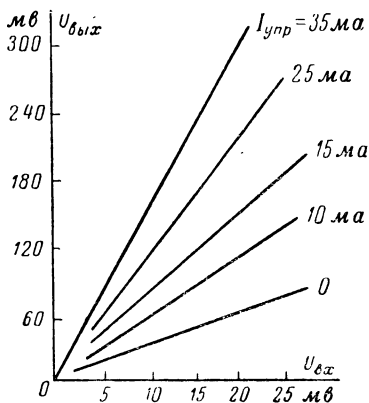


Рис. 47. Семейство амплитудных характеристик для различных величин управляющего тока.

тельный каскад имеет максимальный коэффициент усиления. При увеличении амплитуды входного сигнала, а следовательно, управляющего напряжения (положительной полярности для транзисторов $p-n-p$ типа и отрицательной для транзисторов $n-p-n$ типа) уменьшается ток базы и растет сопротивление коллектор — эмиттер регулируемого транзистора T_2 .

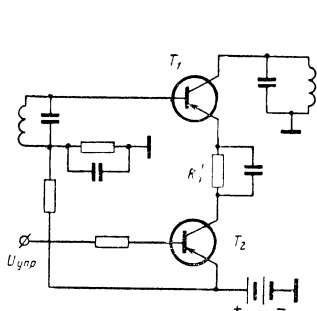


Рис. 48. Последовательное включение транзистора в цепь эмиттера в качестве сопротивления обратной связи.

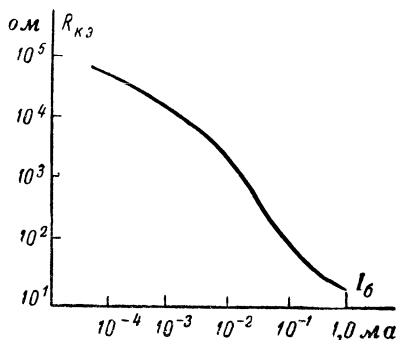


Рис. 49. Зависимость сопротивления «коллектор—эмиттер» от величины тока базы.

Соответственно растет величина результирующего сопротивления в цепи эмиттера усилительного транзистора T_1 , определяемого выражением

$$R_{э.экв} = r_э(I_э) + R_э + R_{кэ}(U_{упр}); \quad (60)$$

а ток эмиттера T_1 и коэффициент усиления каскада уменьшаются:

$$K_U = \frac{\beta R_H}{[r_э(I_э) + R_э + R_{кэ}(U_{упр})](1 + \beta) + r_б + R_{ген}}. \quad (61)$$

В этой схеме сигнал АРУ воздействует на величину коэффициента усиления путем изменения глубины обратной связи и одновременно с этим тока эмиттера усилительного транзистора.

Диапазон регулировки определяется из следующего выражения:

$$d_i = \frac{[r_{э.макс} + R_э + R_{кэ.макс}](1 + \beta) + r_б + R_{ген}}{[r_{э.мин} + R_э + R_{кэ.мин}](1 + \beta) + r_б + R_{ген}}. \quad (62)$$

Из этого выражения видно, что диапазон регулировки в рассматриваемой схеме будет расти с уменьшением сопротивления резистора R_a .

Говоря о возможной величине диапазона регулировки, можно отметить большие возможности данного способа регулировки усиления. Например, в [Л. 63] показано, что диапазон регулировки усиления, который может быть получен в одном усилительном каскаде, выполненном по схеме, изображенной на рис. 48, достигает величины 60—65 дБ. Указанное значение приблизительно на порядок превышает величину d_i , которая может быть получена при использовании других методов регулировки усиления.

Схема усилителя на рис. 48 имеет ту особенность, что при малых токах эмиттера отсутствуют нелинейные искажения. Действительно, при сильных сигналах, когда регулируемый транзистор работает в режиме отсечки, что эквивалентно наличию в эмиттерной цепи весьма большого сопротивления, усилительный транзистор T_1 перестает действовать в качестве активного элемента схемы. Сигнал поступает на вход последующего каскада практически без усиления через пассивную резистивно-емкостную цепь, которой по сути дела и является работающий в данном режиме усилительный транзистор.

Практические схемы усилителей с регулировкой усиления, осуществляемой путем изменения глубины отрицательной обратной связи, рассмотрены в гл. 4.

16. Частотные ограничения управляемых нелинейных резисторов

Эффективность используемых в качестве регулируемых элементов нелинейных резисторов снижается при работе на высоких частотах. Это проявляется в том, что при одном и том же изменении амплитуды управляющего воздействия абсолютные пределы изменений сопротивления регулируемого резистора, а следовательно, и диапазон регулировки сокращаются тем значительнее, чем выше частота усиливаемого сигнала. Это можно объяснить следующим образом. Как известно p - n переход, т. е. полупроводниковый диод, являющийся простейшим типом управляемого нелинейного сопротивления, с достаточной степенью точности может быть представлен простой эквивалентной схемой — параллельным соедине-

нием резистора и емкости; результирующее сопротивление которой определяется выражением

$$Z_{\text{нел}} = \frac{1}{\sqrt{(1/R)^2 + \omega C^2}}. \quad (63)$$

Как уже указывалось, емкость C определяется емкостью запорного слоя диода. Очевидно, что на высоких частотах емкостное сопротивление p - n перехода уменьшается, что и обуславливает меньшие пределы изменений сопротивления регулируемого элемента $Z_{\text{нел}}$. Что же касается входного и выходного сопротивлений транзисторов, также используемых в качестве управляемых элементов, то при исследовании характера изменений $|Z_{11}|$ и $|Z_{22}|$ приходится принимать во внимание значительно большее количество факторов. Например, используя получившую широкое распространение П-образную схему замещения (схема с общим эмиттером), можно получить следующие выражения для определения входной и выходной проводимостей:

$$y_{11} = \frac{r_6 + r + (\omega\tau)^2 r_6}{(r_6 + r)^2 + (\omega\tau)^2 r_6^2} + j \left[\frac{\omega\tau r}{(r_6 + r)^2 (\omega\tau r_6)^2} + \omega C_{\text{вб}} + \omega C_{\text{бк}} \right]; \quad (64)$$

$$y_{22} = \frac{C_{\text{к}}}{C_{\text{д}}} \cdot \frac{(\hat{f}/f_s)^2}{1 + (\hat{f}/f_s)^2} S_{\text{n}} + j \left[\frac{C_{\text{к}}}{C_{\text{д}}} \cdot \frac{\hat{f}/f_s}{1 + (\hat{f}/f_s)^2} S_{\text{n}} + \omega C_{\text{к}} + \omega C_{\text{бк}} \right]. \quad (65)$$

Здесь: $\tau = rC_{\text{д}}$;

r_6 — распределенное сопротивление базы;
 r — сопротивление, учитывающее рекомбинацию неосновных носителей в базе;

$C_{\text{д}}$ — диффузионная емкость;

$C_{\text{к}}, r_{\text{к}}$ — емкость и сопротивление коллекторного перехода;

$C_{\text{бк}}, C_{\text{вб}}$ — емкость корпуса (базы) на коллектор и эмиттер;

S_{n} — крутизна коллекторного тока;

f_s — граничная частота по крутизне.

Рассчитанные в соответствии с выражениями (64) и (65) величины y_{11} и y_{22} довольно близко совпадают с экспериментально измеренными в широком диапазоне частот. Однако расчет этот довольно громоздок и для практических целей вряд ли пригоден.

Возвращаясь к рассматриваемому вопросу — зависимости сопротивлений переходов транзистора, используемого в качестве управляемого элемента усилительной схемы, от частоты, рассмотрим кривые, приведенные на рис. 50. Эти зависимости (в особенности для дей-

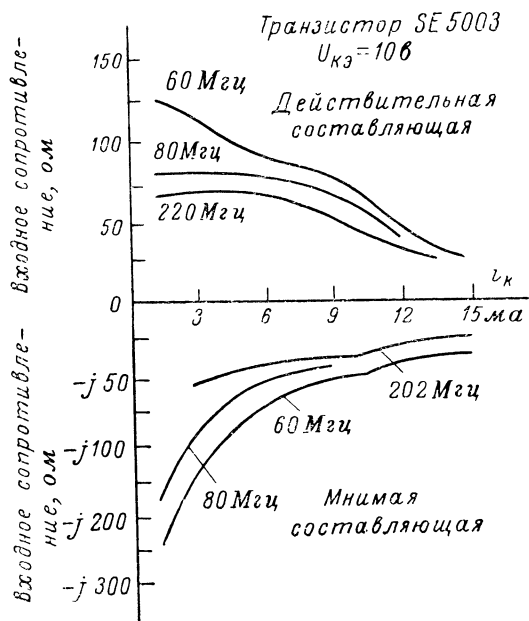


Рис. 50. Зависимости действительной и мнимой составляющей входного сопротивления транзистора от тока коллектора и частоты.

ствительной составляющей) носят значительно более сложный характер, нежели для диодов.

Для того чтобы определить диапазон частот, в котором достаточно эффективно работает в качестве нелинейного управляемого резистора, например, коллекторный переход транзистора, можно использовать результаты исследования обобщенной теоретической модели транзистора.

Выходная проводимость обобщенной теоретической модели транзистора (при коротком замыкании во входной цепи) определяется выражением

$$y_{22} = g_{22}(1 + j0,81\epsilon), \quad (66)$$

где g_{22} — значение выходной проводимости на низкой частоте;

$\varepsilon = \omega / \omega_\alpha$ — нормированная частота;

ω_α — предельная частота, на которой модуль коэффициента усиления по току уменьшается до 0,7 максимального значения на низкой частоте.

До частот порядка ω_α выходная проводимость может быть представлена в виде параллельного соединения емкости и активной проводимости, величины которых изменяются в довольно широких пределах при незначительных изменениях напряжения на коллекторе:

$$\begin{aligned} g_{22} &= g_0 e^{aU_0}; \\ C_{22} &= \frac{0,81}{\omega_\alpha} g_0, \end{aligned} \quad (67)$$

где g_0 — максимальное значение выходной проводимости на нулевой частоте.

На более высоких частотах приходится учитывать влияние зарядной емкости коллекторного перехода C_0 , включенной параллельно выходной проводимости, в результате чего величина последней и ход зависимости ее от управляющего напряжения существенно изменяются. Тогда

$$y'_{22} = y_{22} + j\omega C = y_{22} \Delta_c, \quad (68)$$

где

$$\Delta_c = \sqrt{1 + \frac{\omega C_0}{g_0} \cdot \frac{\omega C_0 / g_0 + 1,62 \varepsilon^{aU_{\kappa 0}}}{\varepsilon^{2aU_{\kappa 0}} (1 + 0,66 \varepsilon^2)}} e^{j\varphi} \quad \text{при } \omega \leq \omega_\alpha \quad (69)$$

и

$$\Delta_c = \sqrt{1 + \frac{\omega C_0}{g_0} \cdot \frac{\omega C_0 / g_0 + 2,2 \sqrt{\varepsilon} e^{aU_{\kappa 0}}}{2,43 \varepsilon e^{2aU_{\kappa 0}}}} e^{j\varphi_\Gamma} \quad \text{при } \omega \geq \omega_\alpha. \quad (70)$$

Построенная в соответствии с выражениями (69) и (70) зависимость $\Delta_c = \Psi(\varepsilon)$ для данных, соответствующих низкочастотному транзистору, приведена на рис. 51. Из графика следует, что использование выходной проводимости транзистора для целей регулирования усиления на частотах, превышающих (3÷4) ω_α , нецелесообразно.

Кроме того, некоторые типы транзисторов (например, высокочастотные дрейфовые транзисторы типов П401—

П403 и др.) характеризуются тем, что при работе в диапазоне высоких частот (порядка 60—100 МГц) активная составляющая их входной проводимости уменьшается с увеличением тока эмиттера. Реактивная же составляющая входной проводимости на высоких частотах изменяет свой знак.

Уменьшение входной проводимости регулируемого транзистора обусловлено влиянием паразитных сопротивлений выводов транзистора, имеющих комплексный характер. В частности, серьезное воздействие на глубину внутренней обратной связи, а следовательно, и на характер изменения входной емкости транзистора оказывают емкость между эмиттерным и коллекторным выводами $C_{кэ}$, а также емкость монтажа $C_{м}$. Емкость $C_{кэ}$ обычно имеет величину 1 пф, а $C_{м}$ — порядка нескольких пикофард, что определяется особенностями конструкции узла. Влиянием этих емкостей можно пренебречь в усилителях, выполненных на низкочастотных сплавных транзисторах, постоянная времени коллекторной цепи которых довольно велика. Однако при использовании высокочастотных транзисторов с малой постоянной времени коллекторной цепи порядка единиц и десятков наносекунд пренебрежение емкостями $C_{кэ}$ и $C_{м}$ недопустимо и следует принимать те или иные меры к устранению или уменьшению их влияния на параметры регулируемых усилителей.

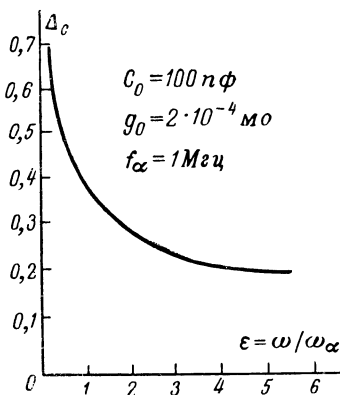


Рис. 51. Зависимость параметра Δ_c от $\epsilon = \omega / \omega_\alpha$.

Глава третья

СПОСОБЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УСИЛИТЕЛЕЙ С АРУ

17. Зависимость формы частотной характеристики каскада от изменений режима транзистора по постоянному току

Выше было показано, что регулировка усиления, осуществляемая изменением режима транзистора по постоянному току, приводит к существенным изменениям ве-

личин входного и выходного сопротивлений регулируемого транзистора. Так как эти сопротивления являются составляющими входной и выходной цепей усилительной схемы, то частотная характеристика ее в процессе регулирования усиления претерпевает изменения. Степень этих изменений зависит от соотношения постоянных и переменных резисторов, входящих в состав входной и выходной цепей усилителя. В связи с этим особенно заметным становится изменение формы частотной и фазовой характеристик избирательного усилителя, регулировка усиления которого осуществляется подачей управляющего воздействия на активный элемент схемы. Объясняется это следующим.

Активные составляющие входного и выходного сопротивлений регулируемых транзисторов меняются в широких пределах, поэтому затухание межкаскадной цепи связи становится переменной величиной (фактически зависимой от уровня входного сигнала). Это в свою очередь обуславливает изменение ширины полосы пропускания и избирательности усилителя в процессе регулирования коэффициента усиления. Изменение реактивных составляющих входного и выходного сопротивлений приводит к сдвигу средней частоты полосы пропускания.

Определим качественный характер изменений частотной характеристики регулируемого каскада. Ранее было показано, что для обеспечения падающего характера зависимости $K_U = \Psi(U_{вх})$ необходимо соответствующее уменьшение тока эмиттера (при $I_{э}$ -регулировке) или напряжения на коллекторе (при $U_{к}$ -регулировке), что сопровождается увеличением входного сопротивления и уменьшением входной емкости при $I_{э}$ -регулировке, или уменьшением выходного сопротивления и увеличением выходной емкости при $U_{к}$ -регулировке. Это означает, что при $I_{э}$ -регулировке резонансная частота входного контура возрастает, а ширина полосы пропускания уменьшается, а при $U_{к}$ -регулировке изменяются параметры выходного контура: уменьшается резонансная частота и увеличивается ширина полосы пропускания, т. е.

$$\left. \begin{aligned} f_{0вх} &= 1/2\pi \sqrt{L_0 C_0 \left(1 + \frac{C_{в.з} + C_{э.д}}{C'_0}\right)}; \\ \Delta F_{0,7вх} &= 1/2\pi \frac{R'_{ш} R_{вх}}{R'_{ш} + R_{вх}} C'_0 \left(1 + \frac{C_{в.з} + C_{э.д}}{C'_0}\right); \end{aligned} \right\} \begin{array}{l} \text{для вход-} \\ \text{ного кон-} \\ \text{тура;} \end{array} \quad (71)$$

$$\left. \begin{aligned} f_{0\text{ВЫХ}} &= 1/2\pi \sqrt{L''_0 C''_0 \left(1 + \frac{C_{\text{БК}}}{C''_0}\right)}; \\ \Delta F_{0,7\text{ВЫХ}} &= 1/2\pi \frac{\dot{R}''_{\text{ш}} R_{\text{ВЫХ}}}{R''_{\text{ш}} + R_{\text{ВЫХ}}} C''_0 \left(1 + \frac{C_{\text{БК}}}{C''_0}\right). \end{aligned} \right\} \text{ для выходного контура}$$

Здесь: L_0 , C_0 и $R_{\text{ш}}$ — элементы колебательных контуров; с одним штрихом — входной цепи, с двумя — выходной;

$C_{\text{э.з}} + C_{\text{э.д}}$ — зарядная емкость эмиттерного перехода плюс диффузионная емкость эмиттерного перехода;

$C_{\text{БК}} = A/\sqrt{U_{\text{К}}}$ — емкость коллекторного перехода;

$$m = 1/3 \div 1/2;$$

$R_{\text{ВХ}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} \frac{\alpha}{1-\alpha}$ — входное сопротивление транзистора;

$R_{\text{ВЫХ}} = r_{\text{к}}(1-\alpha)$ — выходное сопротивление транзистора.

Сопротивления $R_{\text{ВХ}}$ и $R_{\text{ВЫХ}}$ определены на основании анализа эквивалентной Т-образной схемы для случая включения транзистора с общим эмиттером.

Электрическая и эквивалентная схемы избирательного каскада представлены на рис. 52. В усилителе осуществляется регулировка усиления путем изменения напряжения на коллекторе.

В рассматриваемой схеме изменение активных составляющих входного и выходного сопротивлений транзистора незначительно скажется на частотной и фазовой характеристиках усилителей, обладающих широкой ($\Delta F \geq 10 \text{ МГц}$) полосой пропускания. Характеристики же узкополосных усилителей будут, видимо, меняться в значительно большей степени. В связи с этим необходимо рассмотреть методы стабилизации частотной характеристики регулируемого каскада, так как задача построения усилителя с регулируемым коэффициентом усиления и стабильной частотной характеристикой является весьма важной при построении приемно-усилительных трактов не только транзисторных, но и ламповых. Особенно серьезное значение приобретает решение этой задачи в транзисторных усилителях, поскольку параметры транзисторов при любом изменении режима работы по постоянному току изменяются в значительных пределах.

В некоторых случаях зависимость ширины полосы пропускания усилителя от изменений режима регулируемых транзисторов может оказаться полезной. Например, при U_K -регулировке усиления, когда при увеличении входного сигнала необходимо уменьшать напряжение на коллекторе, оказывается, что входное сопротивление регулируемых транзисторов практически постоянно, а вы-

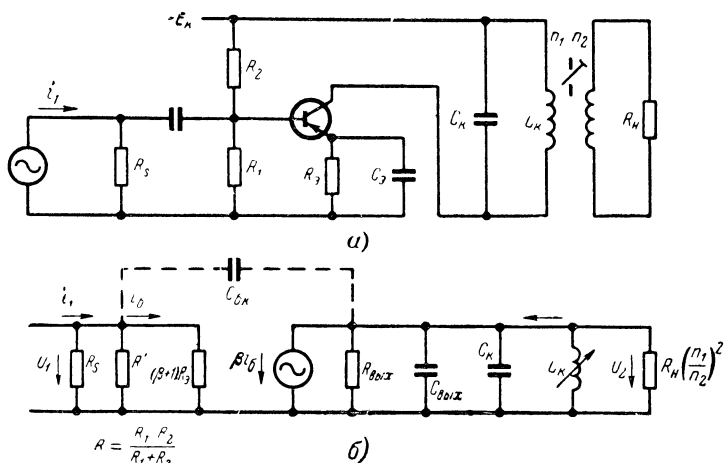


Рис. 52. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы усилительного каскада с U_K -регулировкой.

ходное сопротивление значительно уменьшается. Это значит, что затухание колебательного контура (или примененной в качестве нагрузки избирательной цепи другого вида) имеет переменную составляющую, тем большую, чем сильнее сигнал на входе. Следовательно, ширина полосы пропускания усилителя будет возрастать с увеличением амплитуды входного сигнала.

Таким образом, регулировка усиления, осуществляемая путем изменения напряжения на коллекторе, сопровождается автоматической регулировкой ширины полосы пропускания, необходимой также в некоторых специальных типах приемных устройств, работающих в условиях помех. Так, при приеме сравнительно слабых сигналов усилительный тракт должен иметь максимальное усиление, а полоса пропускания с целью фильтрации мешающих сигналов должна быть сужена, насколько это возможно, иногда даже вплоть до некоторого ухудшения

качества воспроизведения полезного сигнала, т. е. потери части высокочастотных спектральных составляющих.

При наличии на входе приемника сильных сигналов влияние помех сказывается несравненно слабее, поэтому без какого-либо ущерба для качества приема можно увеличить ширину полосы пропускания одновременно с уменьшением коэффициента усиления. Именно таким образом работает тракт, имеющий в своем составе резонансный усилитель с U_K -регулировкой.

Однако U_K -регулировка нецелесообразна в избирательных усилителях вследствие изменения емкости $C_{бк}$, а следовательно, и резонансной частоты. Необходимое изменение ширины полосы пропускания может быть достигнуто и при $I_э$ -регуливке. Для этого необходимо, чтобы изменяющееся входное сопротивление одного или нескольких регулируемых транзисторов было включено в состав последовательного LC -контура. При больших токах эмиттера, что соответствует максимальному усилению, входное сопротивление, а следовательно, и ширина полосы пропускания имеют минимальное значение. Уменьшение тока эмиттера, обуславливающее снижение коэффициента усиления, приведет к увеличению входного сопротивления, а следовательно, к росту затухания контура и расширению полосы пропускания.

18. Общие способы стабилизации частотной характеристики регулируемого усилителя

Для того чтобы устранить или свести к минимуму нежелательную в большинстве приемников зависимость формы частотной характеристики от изменений режима регулируемых транзисторов, приходится идти на различные модификации электрической схемы, в той или иной степени способствующие решению указанной задачи.

Ниже рассмотрены некоторые использующиеся в транзисторных усилителях способы стабилизации частотной характеристики. Начнем с самых простых.

Так, для постоянства резонансной частоты необходимо настроить колебательные контуры усилителя на сравнительно низкие частоты с конденсаторами такой емкости, что изменение входной и выходной емкостей регулируемого транзистора не сказывается или оказывает

весьма незначительное воздействие на резонансную частоту. Кроме того, целесообразно выбирать транзисторы с высоким значением верхней граничной частоты усиления $[f_{\alpha} = (8 \div 10) f_0]$, где f_0 — частота настройки усилителя]. Это объясняется тем, что величина диффузионной емкости эмиттерного перехода, в наибольшей степени меняющаяся в процессе регулировки, обратно пропорциональна верхней граничной частоте усиления по току.

Выходная емкость транзистора

$$C_{\text{вых}} \approx \frac{C_{\text{бк}}}{1 - \alpha_0 / (1 + f_0 / f_{\alpha})} \quad (72)$$

также изменяется тем меньше, чем выше граничная частота усиления по току f_{α} . Поэтому выбор транзистора с высокой граничной частотой позволяет обеспечить и меньшую степень изменения выходной емкости в процессе регулировки усиления. Следовательно, входное и выходное сопротивления регулируемого транзистора с высоким значением f_{α} будут оказывать на форму частотной и фазовой характеристик соответствующих колебательных контуров значительно меньшее влияние, чем сопротивления транзисторов с малой величиной f_{α} . В результате частота настройки и ширина полосы пропускания усилителя при регулировке коэффициента усиления останутся более стабильными.

Помимо указанного способа, влияние изменяющихся входного и выходного сопротивлений транзистора может быть уменьшено путем частичного включения колебательного контура как со стороны коллектора предыдущего, так и со стороны базы или эмиттера последующего каскада [Л. 29].

Было определено, например, что при I_2 -регулировке, приводящей к существенным изменениям входного сопротивления, использование емкостного делителя позволяет получить практически постоянную во всем диапазоне изменений тока эмиттера величину добротности входного контура. Получение приблизительно постоянной добротности избирательных цепей является конечной целью этого и других способов стабилизации формы частотной характеристики. Эквивалентная схема входной цепи и ее характеристики, т. е. зависимость добротности от тока эмиттера, приведена на рис. 53. По кривым этого рисунка видно, что постоянство добротности входной цепи

обеспечивается подбором отношения емкостей \bar{C}_1/\bar{C}_2 , входящих в емкостный делитель входного контура. Кроме того, для целей стабилизации ширины полосы пропускания можно включить постоянный резистор R_x параллельно эмиттерному переходу регулируемого транзистора; эквивалентом перехода является параллельное

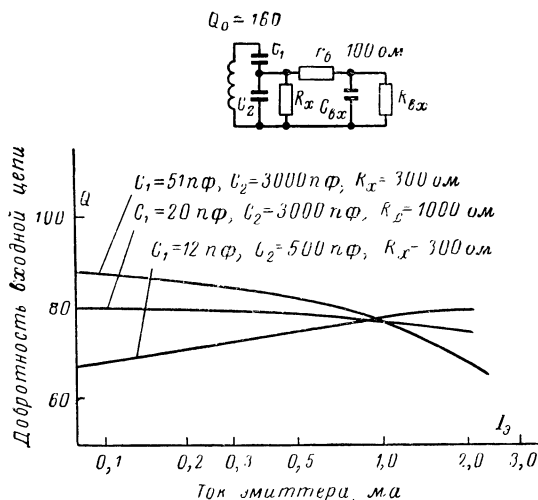


Рис. 53. Эквивалентная схема входной цепи и зависимость добротности входного контура от тока эмиттера.

соединение сопротивления и емкости: $R_{вх}$ и $C_{вх}$. Это иллюстрируется приведенными на рис. 54 кривыми зависимости добротности входной цепи от тока эмиттера, снятыми при различных сопротивлениях резистора R_x : с уменьшением сопротивления резистора, шунтирующего входную цепь, степень изменения добротности уменьшается. Отметим, что кривые построены без учета влияния объемного сопротивления базы r_b , также способствующего стабилизации добротности контура Q . Это значит, что в действительности пределы изменений добротности окажутся еще меньше. Сопротивление резистора R_x должно подбираться экспериментально в каждом отдельном случае в зависимости от предъявляемых к усилителю требований. Наилучшие результаты могут быть

получены при $R_x = \frac{1}{2} (R_{\text{вх.макс}} + R_{\text{вх.мин}})$, где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора. В этом случае изменение добротности избирательной системы будет равно уже не $\delta = R_{\text{вх.макс}}/R_{\text{вх.мин}}$, а

$$\frac{Q_{\text{макс}}}{Q_{\text{мин}}} = \frac{3 + \delta}{3 + 1/\delta}. \quad (73)$$

Влияние изменений параметров регулирующего транзистора на характеристики усилителя может быть

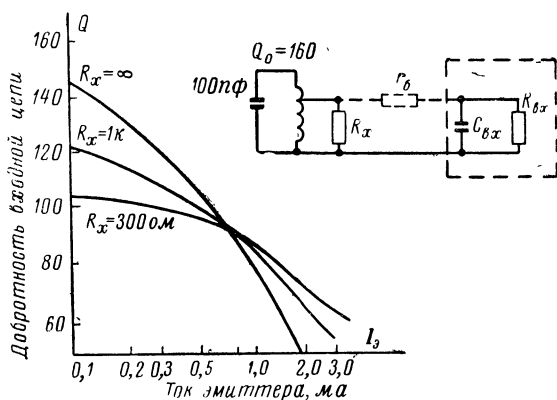


Рис. 54. Эквивалентная схема входной цепи и зависимость добротности входного контура от тока эмиттера.

уменьшено путем рассогласования межкаскадной цепи связи. При рассогласовании межкаскадной цепи связи имеются некоторые потери в усилении, но при этом изменения входного и выходного сопротивлений, обусловленные внутренней обратной связью, сменой транзисторов, регулировкой усиления и т. п., оказывают значительно меньшее воздействие на форму частотной и фазовой характеристик.

Для целей стабилизации частотной и фазовой характеристик целесообразно также использовать в качестве цепей межкаскадной связи сложные резонансные схемы с большим числом степеней свободы. Известно, например, что избирательные усилители с двухконтурными фильтрами обладают значительно более высокой стабильностью частотной характеристики при изменении

параметров отдельных контуров, нежели резонансные одноконтурные усилители. Дальнейшее увеличение числа связанных контуров в цепи нагрузки приводит к еще более высокой стабильности частотной характеристики. Действительно, в многоконтурном фильтре (при числе контуров $n \geq 3$) имеется по меньшей мере один контур, на параметры которого непосредственно не влияют изменяющиеся в процессе регулировки усиления входные и выходные сопротивления регулируемых каскадов. Однако в силу повышенной сложности настройки такие системы применяются довольно редко в приемных устройствах.

Изменения формы частотной характеристики, обусловленные изменениями входного и выходного сопротивлений, возникающими в процессе регулировки усиления, могут быть в значительной мере компенсированы за счет межкаскадных цепей связи, в состав которых входят указанные сопротивления.

Ранее было отмечено, что при I_a и U_k -регулировке входное и выходное сопротивления (активная и реактивная составляющие) регулируемого транзистора изменяются по взаимнообратным законам. Следовательно, если осуществлять регулировку усиления в двух смежных резонансных каскадах, причем в первом каскаде изменением напряжения на коллекторе, а во втором изменением тока эмиттера, то изменения выходного сопротивления первого транзистора и входного сопротивления второго транзистора будут оказывать на цепь межкаскадной связи, например, резонансный контур, взаимно противоположное влияние, т. е. будет иметь место относительная стабилизация параметров усилителя — ширины полосы пропускания и резонансной частоты.

Некоторые варианты усилительных схем с разными типами АРУ в смежных каскадах рассмотрены в гл. 4. В них степень взаимной компенсации активных составляющих $\dot{Z}_{\text{вых } 1}$ и $\dot{Z}_{\text{вх } 2}$, изменяющихся в процессе регулировки, т. е. степень постоянства ширины полосы пропускания, может быть сделана достаточно большой путем подбора сопротивления резистора, включенного последовательно с первым транзистором и являющегося источником сигнала АРУ для последующего каскада. Что же касается обеспечения постоянства резонансной частоты межкаскадной цепи связи в процессе регулировки, то эта задача не может быть полностью решена

при использовании указанных методов, так как величины реактивных составляющих сопротивлений $Z_{\text{вых}1}$ и $Z_{\text{вых}2}$ существенно различаются.

Кроме того, зависимость ширины полосы пропускания усилителя от регулирующего сигнала может быть в значительной степени уменьшена путем применения схемы резонансного усилителя со взаимной компенсацией затухания в разных каскадах. Принцип построения такой схемы заключается в том, что управляющее воздействие (сигнал с выхода канала АРУ) подается одновременно на два смежных усилительных каскада, причем входное сопротивление первого транзистора включается в параллельный контур, а входное сопротивление второго транзистора — в последовательный контур. Полагая, что в обоих каскадах осуществляется регулировка усиления одного и того же типа (например, I_a -регулировка), нетрудно показать, что уменьшение затухания первого контура, происходящее при увеличении уровня входного сигнала (а, следовательно, при уменьшении тока эмиттера) будет компенсировано увеличением затухания второго контура. Для этого необходимо, конечно, надлежащим образом подобрать параметры колебательных контуров и режимы работы транзисторов.

Результирующая ширина полосы пропускания такой пары каскадов может остаться неизменной в процессе регулировки усиления [Л. 22]. Этот способ стабилизации частотной характеристики не дает возможности обеспечить неизменное значение резонансной частоты, а потому может быть использован в сравнительно широкополосных усилителях, где небольшая взаимная расстройка контуров, появляющаяся при изменении уровня сигнала, не существенна.

Практическая схема избирательного усилителя со взаимной компенсацией изменений затухания представлена на рис. 55.

С целью стабилизации ширины полосы пропускания могут быть использованы также два каскада со взаимной коррекцией частотных характеристик. Эта схема, известная под названием двухкаскадного трехконтурного усилителя, содержит в первом каскаде двухконтурный фильтр со связью, большей критической, а во втором каскаде — одиночный контур, настроенный на частоту, соответствующую впадине частотной характери-

стики первого каскада; в результате суммарная частотная характеристика оказывается близкой к прямоугольной. При I_0 -регуливке входное сопротивление транзисторов растет (с уменьшением тока эмиттера) и в резонансной кривой двухконтурного фильтра увеличивается впадина. Но так как одновременно с этим увеличивается добротность одиночного контура, то результирующая

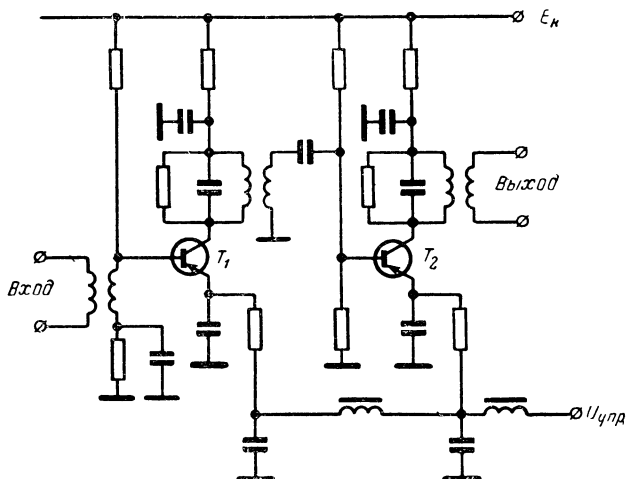


Рис. 55. Схема избирательного усилителя со взаимной компенсацией затухания.

частотная характеристика пары каскадов останется неизменной.

Однако схема со взаимной компенсацией изменений затухания весьма критична даже к небольшим расстройкам, а транзисторы, как известно, характеризуются при регулировке их режима по постоянному току довольно существенными изменениями составляющих входных и выходных сопротивлений.

Рассмотренные способы стабилизации формы частотной характеристики являются наиболее распространенными. Однако в ряде конкретных случаев ни один из них не обеспечивает выполнения предъявляемых к приемно-усилительному тракту требований. Это вынуждает использовать другие, более сложные способы стабилизации частотной характеристики; некоторые из них будут описаны ниже.

19. Применение каскодной схемы для повышения стабильности частотных характеристик усилителя

Описанные выше способы стабилизации формы частотной характеристики (рассогласование выходного сопротивления и сопротивления нагрузки, увеличение сосредоточенной емкости колебательного контура так, чтобы выполнялось условие $C''_0 \gg C_{вх}$ или $C''_0 \gg C_{вых}$ и др.) неприменимы, в особенности при работе на высоких частотах, когда сопротивление резистора $R_{ш}$ мало,

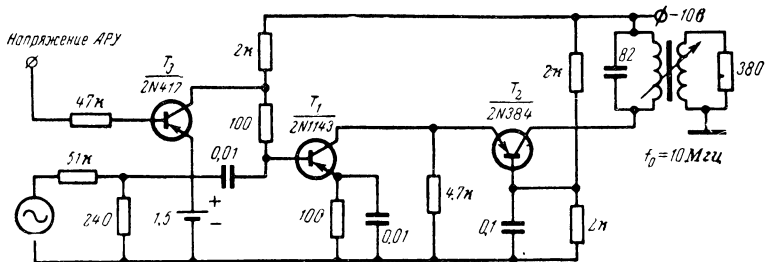


Рис. 56. Каскодная схема усилителя (последовательное включение).

а емкости C'_0 и $C_{вх}$ или C''_0 и $C_{вых}$ оказываются одинаковыми. В этих условиях наиболее подходящим способом оказывается выполнение каскада с использованием так называемого составного усилительного элемента, состоящего из двух последовательно соединенных по постоянному току транзисторов (рис. 56). Здесь транзистор T_1 включен по схеме с общим эмиттером, а транзистор T_2 — по схеме с общей базой.

В транзисторе T_1 регулирующее напряжение поступает в цепь базы, а схема нагрузки (колебательный контур) включена в цепь коллектора транзистора T_2 . В результате между контуром и регулируемым транзистором имеется развязывающий элемент — транзистор T_2 , выходное сопротивление которого изменяется в процессе регулировки незначительно. Это объясняется тем, что при I_b -регулировке, осуществляемой в данном случае, выходное сопротивление изменяется в схеме с общей базой в значительно меньшей степени, чем в схеме с общим эмиттером. Данное утверждение справедливо, конечно, при одинаковых изменениях тока эмиттера,

что и имеет место в рассматриваемой схеме. Следовательно, эквивалентное сопротивление и емкость колебательного контура (т. е. ширина полосы пропускания и резонансная частота) будут изменяться в процессе регулирования в значительно меньшей степени, нежели в простейшей схеме с АРУ, изображенной на рис. 52.

Зависимость коэффициента усиления по току каскодной схемы от тока эмиттера транзистора T_1 , а также кривые, показывающие, как влияет изменение уровня сигнала АРУ на параметры рассматриваемой схемы, приведены на рис. 57. Добротность контура (т. е. ширина полосы пропускания) и резонансная частота остаются постоянными практически во всем диапазоне регулировки, составляющем около 40 дБ. Это свидетельствует об эффективности применения каскодных схем в транзисторных усилителях промежуточной частоты.

Рассмотрим еще один вариант усилительной схемы (рис. 58) с регулируемым коэффициентом усиления, где для сохранения формы частотной характеристики в процессе регулирования использован также составной транзистор. Усилительный элемент выполнен на двух транзисторах T_1 и T_2 ; регулировка усиления осуществляется путем подачи управляющего напряжения $U_{упр}$ на базу транзистора T_3 . Интересно отметить, что поскольку в данной схеме эмиттерные токи транзисторов T_2 и T_3 определяются током коллектора транзистора T_1 , т. е. $I_{э2} + I_{э3} = I_{к1}$, изменение потенциала базы транзистора T_3 вызывает перераспределение токов $I_{э2}$ и $I_{э3}$, а следовательно, и соответствующее изменение коэффициента усиления каскада. Чем выше уровень входного сигнала, тем более значительное управляющее напряжение отри-

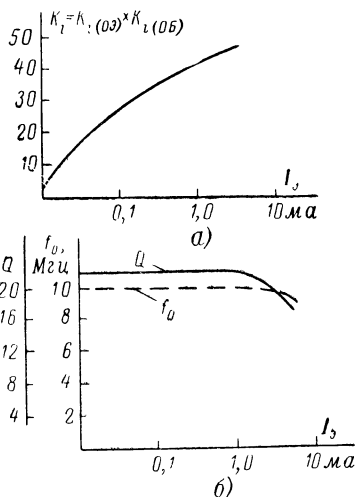


Рис. 57. Зависимость коэффициента усиления по току (а) и добротности и резонансной частоты (б) от тока эмиттера.

Параметры полосового фильтра, включенного на входе каскада, также остаются неизменными. Практически

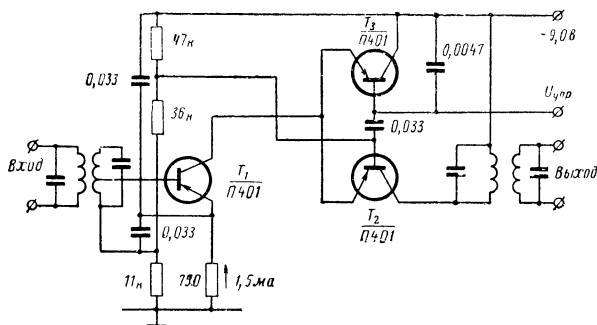


Рис. 58. Схема усилителя с регулировкой усиления составным транзистором (параллельное включение).

неизменными остаются и параметры выходного фильтра, так как выходное сопротивление каскада, определяемое транзистором T_2 , весьма слабо зависит от тока $I_{\text{сз}}$. Объясняется это тем, что в схеме действует обратная АРУ, при которой выходное сопротивление регулируемого транзистора практически неизменно во всем диапазоне регулировки. Следовательно, частотная характеристика усилительного каскада остается стабильной в процессе регулировки усиления. Рассмотренная схема имеет еще одно достоинство, заключающееся в том, что уровень коэффициента нелинейных искажений имеет небольшое значение и остается почти неизменным во всем диапазоне регулировки. Это объясняется следующим. При уменьшении тока эмиттера транзистора T_2 происходит смещение его рабочей точки на нелинейный участок входной характеристики и отрицательная полуволна усиливаемого сигнала уменьшается по сравнению с положительной. Но за счет действия нелинейного входного сопротивления транзистора T_3 в сигнале происходят искажения обратного характера: положитель-

ная полуволна уменьшается по сравнению с отрицательной, т. е. имеет место почти полная компенсация нелинейных искажений усиливаемого сигнала, возникающих при изменении режима усилительного транзистора T_2 .

20. Стабилизация частотных характеристик регулируемого каскада посредством введения в схему компенсирующих элементов

Зависимость входного сопротивления транзистора от изменения тока эмиттера в некоторых пределах может быть описана выражением

$$R_{\text{вх.тр}} \approx kT/qI_3, \quad (74)$$

где k — постоянная Больцмана;
 T — абсолютная температура;
 q — заряд электрона.

Эта зависимость, построенная в линейно-логарифмическом масштабе, имеет вид прямой линии (рис. 59).

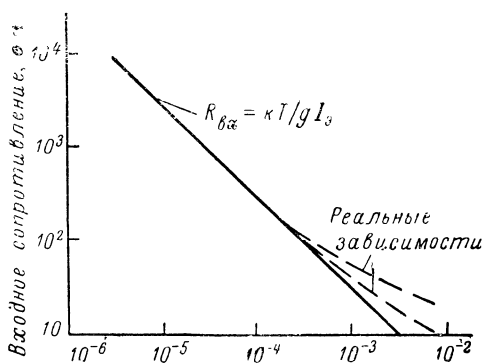


Рис. 59. Зависимость входного сопротивления транзистора от тока эмиттера.

Здесь же приведены характеристики реальных транзисторов, которые совпадают с прямой, описываемой выражением (74), примерно до значений $R_{\text{вх.тр}} \approx 100 \text{ ом}$. При больших токах эмиттера появляются отклонения от идеализированной зависимости. В этом случае входное сопротивление следует определять более общим выражением, учитывающим сопротивление базы транзистора.

Для того чтобы входное сопротивление усилительного каскада, в котором регулировка усиления осуществляется путем изменения режима транзистора по постоянному току, оставалось постоянным, т. е.

$$G_{\text{вх}0} = 1/R_{\text{вх}0} = qI_0/kT = \text{const}, \quad (75)$$

необходимо, чтобы значение тока I_0 во входной цепи имело постоянную величину во всем диапазоне регулировки усиления. Это значит, что ток во входной цепи должен состоять из двух компонентов: I_1 и I_2 , величины которых изменяются по взаимно обратным законам и складываются из тока эмиттера $I_3 = I_1$ регулируемого транзистора, величина которого изменяется в зависимости от уровня входного сигнала, и тока $I_2 = I_0 - I_1$. С этой целью во входную цепь усилителя следует включить специальный элемент, проводимость которого изменяется в зависимости от тока I_2 , т. е. от уровня сигнала АРУ, по закону, обратному закону изменения входной проводимости регулируемого транзистора в зависимости от тока I_1 . В результате суммарная проводимость входной цепи будет постоянной почти во всем диапазоне регулировки, что позволит компенсировать нежелательные изменения затухания межкаскадной цепи связи. В качестве такого элемента можно использовать любой $p-n$ переход. Для этого, например, параллельно входной цепи регулируемого транзистора достаточно включить дополнительный транзистор, работающий на искусственную нагрузку (рис. 60 и 61).

В схеме на рис. 60 эмиттерные цепи обоих транзисторов (T_1 и T_2) питаются от источника, величина тока которого неизменна. Следовательно, при регулировке усиления путем изменения тока эмиттера транзистора T_1 ток эмиттера транзистора T_2 , а также параметры цепи нагрузки и соответственно частотная характеристика остаются неизменными. Аналогичным образом может быть построена схема регулируемого усилителя с компенсирующим элементом и при U_K -регулировке. Поскольку при этом наибольшие изменения претерпевает выходное сопротивление транзистора, компенсирующий транзистор включается параллельно сопротивлению нагрузки основного.

В схеме на рис. 61 регулировка усиления в каскаде, выполненном на транзисторе T_1 , осуществляется обычным способом — подачей на базу регулируемого тран-

зистора управляющего напряжения $U_{упр1}$ положительной полярности. С увеличением уровня входного сигнала абсолютная величина потенциала базы уменьшается и рабочая точка сдвигается на нелинейный участок входной статической характеристики. Ясно, что при сильных сигналах это приводит к появлению значительных нелинейных искажений и, в частности, к ограниче-

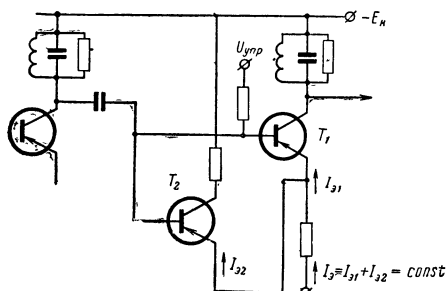


Рис. 60. Схема усилительного каскада с регулировкой усиления параллельно включенным во входную цепь транзистором, работающим на искусственную нагрузку.

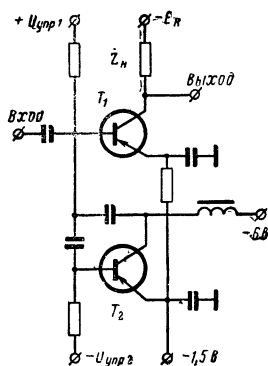


Рис. 61. Схема усилителя с одновременной подачей управляющего напряжения на два каскада.

нию положительной полуволны усиливаемого колебания.

В рассматриваемой схеме транзистор T_2 позволяет не только компенсировать нежелательные изменения частотной характеристики и несколько увеличить глубину регулировки, но и значительно снизить уровень нелинейных искажений. Транзистор T_2 поставлен в такой режим по постоянному току, что при слабых сигналах на входе он заперт и не оказывает влияния на характеристики входной цепи. При увеличении уровня входного сигнала на базу T_2 поступает возрастающее управляющее напряжение $U_{упр2}$ отрицательной полярности и транзистор открывается. Поскольку рабочая точка транзистора передвигается по направлению к линейному участку входной статической характеристики, т. е. противоположным образом по сравнению с движением рабочей точки транзистора T_1 , происходит значительное ограничение отрицательной полуволны входного колебания и

некоторая компенсация нелинейных искажений, возникающих в процессе регулировки.

В [Л. 32] показано, что рассмотренная схема, являющаяся в конечном итоге встречно-параллельным симметричным нелинейным сопротивлением, позволяет получить постоянное выходное напряжение в требуемом диапазоне регулировки и малый уровень нелинейных искажений. Кроме того, выполняется и основное требова-

ние, вынуждающее вводить компенсирующий элемент во входную цепь, а именно: стабильность формы частотной характеристики в процессе регулировки усиления.

В связи с тем, что схемы с компенсирующим транзистором во входной цепи отличаются определенной сложностью, с целью конструктивного упрощения может быть рекомендована схема, в

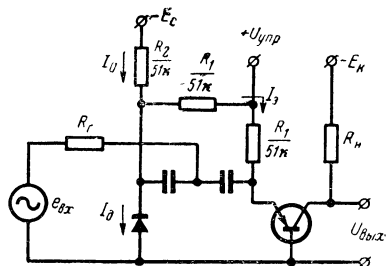


Рис. 62. Схема регулируемого усилительного каскада со стабилизацией входного сопротивления полупроводниковым диодом.

которой в качестве компенсирующего элемента применен полупроводниковый диод. Принцип действия схемы при этом не меняется.

На диод, включенный параллельно входной цепи регулируемого транзистора, подано фиксированное смещение. Полярность смещения и место включения диода определяются типом проводимости транзистора ($p-n-p$ или $n-p-n$), а также характером изменения коэффициента усиления с увеличением амплитуды входного сигнала.

Рассмотрим несколько вариантов схемы входной цепи регулируемого усилительного каскада, в которой для стабилизации величины входного сопротивления в диапазоне регулировки применен полупроводниковый диод. Из рис. 62 видно, что эмиттер транзистора ($p-n-p$ типа) и включенный параллельно переходу эмиттер—база диод присоединены к источнику постоянного тока с напряжением $-E_c$ и большим внутренним сопротивлением (несколько десятков килоом).

Режим работы усилительного транзистора по постоянному току подобран таким образом, что при отсутст-

вии сигнала на входе усилителя, а следовательно, и при отсутствии напряжения на выходе канала АРУ ток эмиттера практически отсутствует, а диод открыт и через него протекает максимальный ток. Поскольку эмиттер транзистора и диод аналогичным образом присоединены к источнику регулирующего воздействия ($+U_{упр}$), изменение величины $U_{упр} \equiv U_{сигн}$ (регулирующее напряжение имеет положительную полярность) приводит к соответствующему изменению режима схемы по постоянному

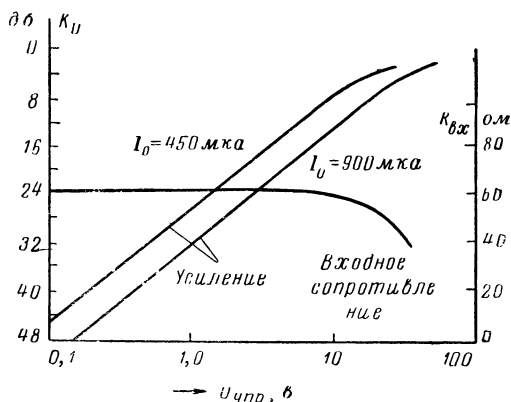


Рис. 63. Зависимости коэффициента усиления и входного сопротивления от амплитуды сигнала АРУ.

току, а именно: ток эмиттера растет, обуславливая тем самым увеличение коэффициента усиления и уменьшение входного сопротивления. Величина отрицательного напряжения смещения, подводимого к диоду, с ростом величины $U_{упр}$ уменьшается, в связи с чем уменьшается протекающий через диод ток I_d ; сопротивление диода при этом увеличивается, а результирующее входное сопротивление остается почти постоянным, что подтверждается экспериментальными данными.

Экспериментальные характеристики рассмотренной схемы $K_U = \Psi_1(U_{упр})$ и $R_{вх} = \Psi_2(U_{упр})$, представляющие собой зависимости коэффициента усиления и входного сопротивления от амплитуды сигнала АРУ, показаны на рис. 63.

Спадающая характеристика $K_U = \Psi_1(U_{упр})$ может быть получена с помощью другого варианта схемы с компенсирующим диодом (рис. 64). В этой схеме при

соответствующем выборе режима по постоянному току (в данном случае величин $+E_c$ и R_c) в исходном положении (при $U_{упр}=0$) обеспечивается максимальный ток эмиттера, а следовательно, и максимальное усиление. При увеличении уровня входного сигнала АРУ отрицательной полярности ток эмиттера и коэффициент усиления падают, а входное сопротивление транзистора растет. Но так как одновременно с этим уменьшается сопротивление компенсирующего диода, который с увеличением $U_{упр}$ все больше смещается в прямом направлении, то результирующее сопротивление входной цепи

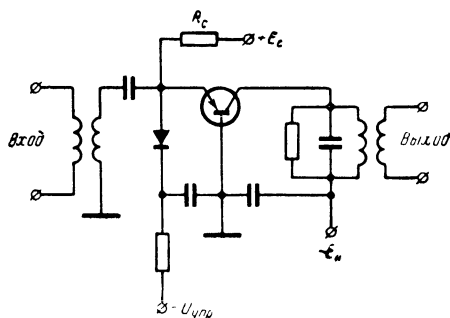


Рис. 64. Схема регулируемого усилительного каскада с компенсирующим диодом.

каскада остается практически неизменным во всем диапазоне регулировки.

В тех случаях, когда регулировка усиления осуществляется в усилителях высокой и промежуточной частоты, т. е. когда усиливаемый сигнал представляет собой синусоидальное колебание либо радиоимпульс, регулировка усиления должна осуществляться так, чтобы степень изменения коэффициента усиления была одинаковой для обеих полувольт усиливаемого колебания. Для этого компенсирующий элемент должен быть выполнен в виде симметричного нелинейного сопротивления, например в виде встречно-параллельного соединения двух полупроводниковых диодов. При этом диоды могут быть включены указанным способом лишь по переменному току, а по постоянному току с целью упрощения схемы подачи управляющего воздействия их следует соединить последовательно. Примером является схема усилительного каскада, изображенная на рис. 65, где регулировка

усиления осуществляется изменениями тока эмиттера и дифференциального сопротивления диодов D_1 и D_2 .

Режим работы схемы по постоянному току должен быть подобран таким образом, чтобы при максимальном усилении (т. е. при сравнительно слабых сигналах) диоды были заперты. Начиная с заданного значения амплитуды входного сигнала, диоды открываются и шунтируют входной контур, обеспечивая тем самым дополнительное изменение коэффициента усиления. Однако в реальных усилительных схемах с компенсирующим диодом во входной цепи не удастся достичь абсолютного постоянства входного сопротивления во всем диапазоне регулировки усиления. Как видно из графиков, приведенных на рис. 66, нестабильность величины $R_{вх0}$ прин-

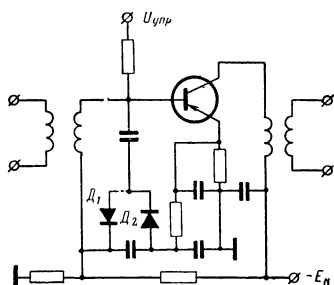


Рис. 65. Схема регулируемого усилительного каскада с двумя компенсирующими диодами.

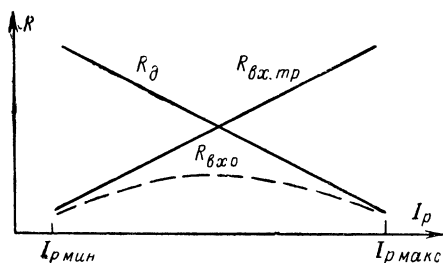


Рис. 66. Зависимость входного сопротивления транзистора и сопротивления диода от регулирующего тока.

ципально должна иметь место даже в том случае, когда входное сопротивление транзистора $R_{вх.тр}$ и сопротивление диода R_d изменяются в диапазоне регулировки в одинаковых пределах (конечно, по взаимно обратным законам), а зависимости $R_{вх.тр} = \Phi_1(I_p)$ и $R_d = \Phi_2(I_p)$ являются идеально прямолинейными в линейно-логарифмической системе координат.

Постоянство входного сопротивления можно получить лишь в точках, соответствующих началу и концу

регулировки усиления; в промежуточных же точках величина $R_{вх0}$ возрастает (хотя и незначительно), достигая максимума при токе регулировки $I_p=0,5$ ($I_{p.макс} + I_{p.мин}$). Следует также иметь в виду, что характеристики реальных транзисторов и диодов не являются строго прямолинейными в заданном диапазоне регулировки, и это вынуждает производить специальный подбор диодов.

Из приведенных различными авторами [Л. 25 и 27] результатов экспериментальной проверки избирательных усилителей следует, что при слабых входных сигналах, соответствующих началу регулировочной характеристики, наблюдается некоторое непостоянство полосы пропускания. Это особенно характерно для усилителей, регулировка усиления в которых осуществляется путем изменения тока эмиттера и где в состав схемы входной цепи каждого регулируемого каскада введен компенсирующий диод. Это значит, что в начале регулировки не удастся обеспечить постоянства результирующей проводимости входной цепи $G_{вх0}$, ввиду того что в реальных транзисторах зависимость $R_{вх} = \Psi(I_b)$ (см. рис. 59) отличается от идеальной. Необходимо также иметь в виду, что входное сопротивление регулируемого транзистора будет увеличиваться в начале регулировки в меньшей степени, чем уменьшается сопротивление компенсирующего диода. Поэтому следует ожидать в начале регулировки усиления некоторого увеличения ширины полосы пропускания по сравнению с нерегулируемым усилителем. Однако при увеличении уровня сигнала АРУ скорости изменения входного сопротивления транзистора и компенсирующего диода становятся одинаковыми, благодаря чему постоянство ширины полосы пропускания соблюдается вплоть до конца диапазона регулировки.

В широкополосных резонансных усилителях изменение в процессе АРУ эквивалентной добротности Q межкаскадной цепи связи приводит также к изменению частоты $f_{макс}$, соответствующей максимальной величине коэффициента усиления. Соотношение между частотой максимального усиления и резонансной частотой колебательной системы можно записать в следующем виде:

$$f_{макс} = f_0 \sqrt{1 - 1/2Q^2}. \quad (76)$$

При $Q < 5$ изменениями частоты максимального усиления, появляющимися в процессе регулировки уси-

ния, пренебрегать нельзя. Кроме того, оказывается, что при рассмотренном способе стабилизации частотной характеристики каскада с помощью компенсирующего диода последний характеризуется меньшими по сравнению с транзистором пределами изменений полной реактивной проводимости в зависимости от протекающего через него тока. Это делает невозможным осуществление полной компенсации изменений характеристики усилителя, в частности средней частоты полосы пропускания, и поэтому приходится делать выбор между постоянством средней частоты и постоянством ширины полосы пропускания. В тех случаях, когда наиболее важно требование постоянства средней частоты, можно пойти на некоторую недокомпенсацию изменений активной проводимости транзистора.

В [Л. 27] показано, что частота максимального усиления может быть сделана практически постоянной, если компенсировать изменения результирующей реактивной проводимости, возникающие в процессе регулирования усиления. Для этого необходимо определенным образом выбрать значение эквивалентной добротности межкаскадной цепи связи:

$$Q' = 1 / \sqrt{\frac{B'_c}{B_c} (2 - 1/Q^2) + 2}, \quad (77)$$

где B_c и B'_c — значения реактивной проводимости входной цепи в начале и конце регулировки.

Величина управляющей мощности, необходимая для обеспечения требуемых пределов регулировки усиления и изменения сопротивления компенсирующих диодов, равна

$$P_{\text{упр}} \approx n I_0^2 R_1,$$

где n — число компенсирующих диодов или число регулируемых каскадов;

R_1 — сопротивление, включенное последовательно с источником АРУ; его величина определяется требуемой степенью постоянства входного сопротивления.

21. Коррекция частотной характеристики в регулируемом апериодическом каскаде

Как уже отмечалось, одним из недостатков регулировки усиления, осуществляемой с помощью нелинейного управляемого резистора в цепи коллекторной нагрузки

ки, является изменение ширины полосы пропускания в процессе регулировки. Применение же в качестве управляемого элемента цепи нагрузки транзистора (например, транзистора T_2 в схеме, изображенной на рис. 37) позволяет несколько уменьшить степень расширения полосы пропускания. Рассмотрим это более подробно.

На основании выражения (62) можно определить значения эквивалентного сопротивления нагрузки регулируемого каскада в начале и конце регулировки, а именно: при $U_p = 0$

$$\left. \begin{aligned} R'_{\text{эКВ}} &= \frac{R_H R_2}{R_H + R_2 + S_6 R_H R_2}; \\ R'_{\text{эКВ}} &= \frac{R_H R_{\text{ш}}}{R_H + R_{\text{ш}} + S_6 R_H R_{\text{ш}}}. \end{aligned} \right\} \quad \text{при } U_p = U_{\text{макс}} \quad (78)$$

Соответственно с увеличением напряжения АРУ верхняя граничная частота регулируемого каскада

$$f_v = 1/2\pi R'_{\text{эКВ}} C'_{\text{эКВ}} \quad (79)$$

также растет. Однако степень увеличения f_v оказывается в данном случае меньшей, чем следовало бы ожидать. Это объясняется тем, что эквивалентная емкость цепи нагрузки $C_{\text{эКВ}}$ возрастает в процессе регулировки усиления за счет составляющей диффузионной емкости эмиттера $C_{\text{э.д}}$: при $U_p = 0$

$$C'_{\text{эКВ}} = C_{\text{эКВ}} + C_{\text{э.з}};$$

при $U_p = U_{\text{макс}}$

$$C'_{\text{эКВ}} = C_{\text{эКВ}} + C_{\text{э.з}} + C_{\text{э.д}}.$$

Экспериментальные данные показывают, что для большинства транзисторов степень увеличения емкости $C_{\text{э.д}}$ примерно одинакова, и величина эквивалентной емкости цепи нагрузки регулируемого каскада возрастает приблизительно вдвое.

При необходимости получить стабильную верхнюю граничную частоту регулируемого каскада в схему последнего могут быть введены специальные корректирующие цепи. Например, последовательно с нелинейным управляемым сопротивлением (транзистором T_2) может быть включена резистивно-емкостная цепь $R_K C_K$, как по-

казано на рис. 67,а. Анализируя эквивалентную схему каскада (рис. 67,б), можно показать, что диапазон регулировки, определяемый для «корректированного» каскада выражением

$$d_p = \frac{1/(R_{ш} + R_K) + 1/R_H + S_\delta}{1/(R_2 + R_K) + 1/R_H + S_\delta}, \quad (80)$$

несколько сокращается по сравнению с «некорректированным» каскадом. Действительно, переменное сопротивление цепи нагрузки состоит из двух компонент, одна

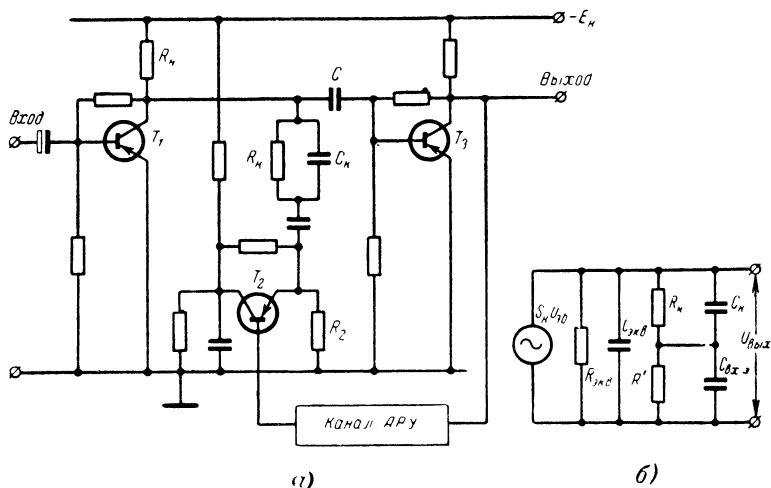


Рис. 67. Принципиальная и эквивалентная схемы регулируемого усилительного каскада с корректирующей цепочкой.

из которых (R_K) имеет постоянную величину, но чем больше сопротивление R_K , тем в меньшей степени будет сказываться изменение входного сопротивления транзистора T_2 на величине эквивалентного сопротивления нагрузки. В то же время корректирующая цепь уменьшает влияние изменяющегося эквивалентного сопротивления цепи нагрузки на форму частотной характеристики каскада. Было определено, что чем больше отношение емкостей $C_K/C_{вх.э}$, тем более стабильной оказывается частотная характеристика каскада: на низких частотах форма частотной характеристики практически полностью определяется входным сопротивлением шунтирующего

транзистора, а с увеличением частоты сигнала все большее значение будет иметь сопротивление резистора R_k корректирующей цепи.

Для того чтобы устранить или свести к минимуму влияние цепи АРУ на форму частотной характеристики и в то же время не уменьшать диапазона регулировки, что имеет место в рассмотренной схеме, по-видимому, более целесообразным явится следующее решение. Как было показано, наличие регулируемого транзистора в схеме цепи нагрузки эквивалентно введению в последнюю уменьшающегося в процессе регулировки сопротивления резистора R' и возрастающей емкости $C_{вх.э}$. Нетрудно видеть, что $C_{вх.э}$ играет в какой-то степени роль стабилизирующего элемента нагрузочной цепи: характер зависимости величины этой емкости от уровня сигнала АРУ таков, что изменения верхней граничной частоты оказываются значительно меньшими, чем при $C_{вх.э} = \text{const}$. Если пределы изменений емкости $C_{вх.э}$ недостаточны, то, подключая параллельно $C_{вх.э}$ какой-либо управляемый элемент с переменной емкостью (например, вариконд), можно так подобрать закон изменения емкости схемы (необходимо, чтобы он был обратным закону изменения величины сопротивления управляемого резистора), что при изменении уровня сигнала ширина полосы пропускания останется практически постоянной.

В варикондах, как известно, эффективное изменение их емкости будет происходить при довольно больших по уровню сигналах АРУ. Поэтому для необходимого изменения емкости цепи нагрузки пришлось бы включить в состав канала АРУ специальный усилитель постоянного тока, так как обычные детекторы не обеспечивают требуемого уровня управляющего сигнала.

При введении в схему нагрузки регулируемых широкополосных усилителей нелинейных емкостных элементов с переменной емкостью необходимо, чтобы последние не снижали заметно широкополосности усилителей.

Некоторые типы выпускаемых отечественной промышленностью варикондов: ВК2-М (10 и 22 пф), ВК4-М (10 и 22 пф), ВК4-О (68 пф), ВК2-0 (100 пф), ВК4-1 (220 пф) могут быть рекомендованы для работы в широкополосных регулируемых усилителях. В скобках указаны номинальные величины емкости вариконда, из-

меренные при отсутствии напряжения. Указанные варианты могут быть рекомендованы для стабилизации полосы пропускания широкополосных усилителей.

22. Нелинейные искажения при регулировке усиления изменением режима транзисторов по постоянному току

Регулировка усиления, осуществляемая, как уже отмечалось, либо изменением тока эмиттера, либо изменением напряжения на коллекторе, из-за нелинейности

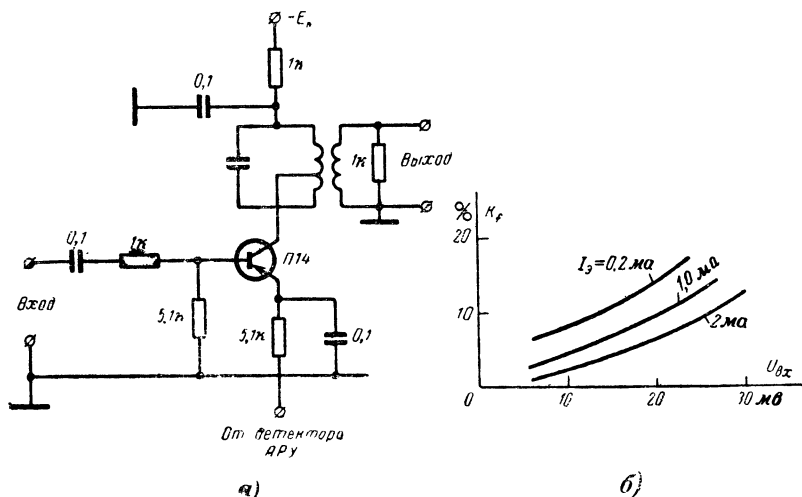


Рис. 68. Схема резонансного усилительного каскада с АРУ (а) и зависимость коэффициента нелинейных искажений от уровня входного сигнала и тока эмиттера (б).

статических характеристик транзистора отличается значительным, гораздо большим, чем в ламповых усилителях, уровнем нелинейных искажений.

Показано [Л. 38], например, что коэффициент нелинейных искажений выходного сигнала простейшего резонансного каскада (рис. 68) при регулировке усиления путем изменения тока эмиттера составляет 6—15% при амплитуде входного сигнала около 20 мВ. В то же время в ламповых усилителях нелинейные искажения начинают проявляться лишь при сигналах с амплитудами порядка 0,5—1,0 в.

Из приведенных цифр следует, что с точки зрения уровня нелинейных искажений транзисторный регулируемый усилитель в лучшем случае примерно на порядок хуже лампового. Причина этого заключается в том, что регулировка усиления в транзисторном усилителе осуществляется путем перемещения рабочей точки регулируемого транзистора исключительно на нелинейных участках статических характеристик последнего.

Анализ нелинейных искажений в общем виде, т. е. с одновременным учетом влияния изменений тока эмиттера и напряжения на коллекторе, не представляется возможным, так как получающиеся при этом выражения оказываются настолько сложными, что они не могут быть решены обычными способами, используемыми в радиотехнике. Если, однако, сделать допущение, что в области малых токов эмиттера нелинейные искажения определяются только нелинейностью эмиттерной характеристики, а в области малых напряжений на коллекторе — только нелинейностью начального участка коллекторных характеристик (именно в этих областях находится рабочая точка при регулировке усиления), то задача приближенной оценки нелинейных искажений может быть упрощена. Практика показывает, что имеются все основания для допущения такого рода. Например, в [Л. 11] показано, что коэффициент нелинейных искажений при I_a -регулировке, т. е. когда нелинейные искажения обусловлены нелинейностью эмиттерной характеристики, определяется выражениями:

для случая активной нагрузки

$$K_f \approx \frac{1}{4} U_m \frac{S'_a}{S_a}; \quad (81)$$

для случая резонансной нагрузки

$$K_f \approx \frac{3}{16} m U_m^2 \frac{S''_a}{S_a}, \quad (82)$$

где U_m — амплитуда входного сигнала;

m — глубина модуляции;

S_a, S'_a, S''_a — крутизна эмиттерной характеристики в рабочей точке и ее производные.

Выражения (81) и (82) аналогичны формулам, известным для ламповых усилителей.

Для определения величины коэффициента нелинейных искажений, возникающих при U_K -регуливке, рекомендуется использовать графический метод, но лишь при условии, что $K_f > 1 \div 1,5\%$. Меньшие значения K_f оценить невозможно, так как точность графического метода невелика из-за слишком малого масштаба характеристик в области малых напряжений на коллекторе.

Аналитическая оценка коэффициента нелинейных искажений оказывается при U_K -регуливке слишком громоздкой, так как, несмотря на принятое выше допущение, все же приходится учитывать взаимосвязь изменений напряжений на коллекторе и токов эмиттера и базы. Это значит, что расчетным путем нельзя получить удобные для практического использования выражения. Поэтому наиболее достоверным методом определения K_f в данном случае является непосредственное измерение. Сравнивая оба способа регуливки в отношении уровня нелинейных искажений, следует отдать предпочтение I_b -регуливке. Как следует из рис. 3, U_K -регуливка характеризуется более высоким значением коэффициента нелинейных искажений K_f .

Уровень нелинейных искажений, возникающих в усилителе, зависит от способа включения транзистора; так, в схеме с общим эмиттером нелинейные искажения примерно в 1,5 раза больше, чем в схеме с общей базой. Показано также, что при использовании диффузионных транзисторов уровень нелинейных искажений оказывается в 1,5—2 раза выше, нежели при использовании сплавных транзисторов.

Значительные нелинейные искажения, возникающие при регуливке усиления изменением режима транзисторов по постоянному току, ограничивают применение данного метода регуливки усиления в радиовещательных приемниках, в аппаратуре магнитной записи и т. п. Однако в усилителях импульсных сигналов действие нелинейных искажений зачастую способствует улучшению формы сигналов. Поэтому за максимальный уровень входного сигнала принимается в этом случае то значение $U_{m\text{вх}}$, при котором в амплитудной характеристике будет наблюдаться падающий участок, в то время как для случая усиления амплитудно-модулированных сигналов максимальная амплитуда входного сигнала обычно определяется допустимой величиной нелинейных искажений.

23. Регулировка усиления в температурно-стабилизированной схеме

Если в усилителе регулировка усиления осуществляется путем изменения режима транзистора по постоянному току, то при этом возникают трудности, обусловленные существенной зависимостью параметров транзистора от изменений окружающей температуры.

Главным фактором, определяющим температурную зависимость работы транзистора, является обратный ток коллекторного перехода $I_{к0}(t) = I_{к0}(\text{при } t=0)e^{\gamma t}$ (здесь γ — температурный коэффициент, определяемый свойствами полупроводникового материала и равный $0,06—0,08 \pm 0,01$ $1/град$). Увеличение тока $I_{к0}$ с температурой приводит к уменьшению глубины регулировки усиления.

При регулировке усиления, осуществляемой изменением тока эмиттера, минимальное значение коэффициента усиления (нижний предел работы АРУ) теоретически определяется обратным током коллекторного перехода: чем меньше $I_{к0}$, тем меньше значение коэффициента усиления. А так как с увеличением температуры величина $I_{к0}$ также увеличивается, то минимально возможное значение тока эмиттера увеличивается, а достижимая глубина регулировки усиления уменьшается. Если не принять мер по стабилизации величины обратного тока коллектора, то окажется, что при изменении температуры окружающей среды величина диапазона регулировки усиления изменяется в широких пределах, т. е. возможности транзистора как регулируемого элемента значительно уменьшаются. То же самое можно сказать и относительно прямой АРУ (или о U_k -регуливке). Как известно, наиболее заметное изменение усиления имеет место при малых напряжениях на коллекторе (от 0,1 до 1—2 в). Но из-за влияния обратного тока коллектора нижний предел напряжения на коллекторе не может быть сделан меньше 0,5—0,8 в. В противном случае характеристики схемы будут в значительной мере зависеть от изменений температуры окружающей среды. Следовательно, для надежной температурной стабилизации параметров регулируемого усилителя, работающего в широком интервале температур, глубина регулировки усиления, осуществляемой путем изменения напряжения на коллекторе, будет небольшой: порядка 6—10 дб. Это значит, что в большинстве практических

схем U_K -регулировка мало эффективна и ее не следует применять, если необходим большой диапазон регулировки. Поэтому с точки зрения температурной стабильности усилительной схемы необходимо, чтобы изменения тока, протекающего в цепи нагрузки коллектора, были минимальными.

Температурная стабилизация транзистора, осуществляемая введением в электрическую схему усилителя нескольких терморезисторов, не позволяет получить максимально возможные величины коэффициента усиления и диапазона регулировки. Однако при этом достигается несравненно более высокая стабильность характеристик схемы, работающей в условиях изменяющейся температуры окружающей среды. Кроме того, следует сказать, что не рекомендуется использовать для целей регулировки усиления область малых токов эмиттера, которая в наибольшей степени зависит от температуры.

В многокаскадном усилителе температурную стабилизацию следует вводить в каждый каскад. При этом наиболее эффективными являются схемы, где температурная стабилизация осуществляется при помощи температурно-зависимых нелинейных элементов, включаемых в цепь подачи смещения на базу транзистора. В качестве таких температурно-зависимых элементов могут быть применены терморезисторы или германиевые диоды. Преимущество последних в том, что они обладают одинаковой с транзисторами тепловой инерцией, в то время как терморезисторы таким свойством не обладают и это вынуждает экспериментально подбирать параметры делителя в цепи базы каждого транзистора.

Для усилителя, который должен стабильно работать в рабочем интервале температур (обычно от -50 до $+50^\circ\text{C}$), большое значение имеет также выбор типа транзисторов. Так, сравнивая приведенные на рис. 69 кривые, нетрудно убедиться в том, что кривые $i_{\text{э}} = \Psi(t)$ для транзистора П411 отличаются значительно меньшей неравномерностью при изменении температуры, что значительно облегчает задачу температурной стабилизации усилителя, особенно при высоких температурах ($t > 45^\circ\text{C}$).

Диапазон регулировки усиления простейшей температурно-стабильной схемы усилителя, изображенной на рис. 70,а, может быть определен следующим образом. Постоянство тока эмиттера при изменении температуры

окружающей среды поддерживается включенным в цепь эмиттера резистором $R_э$, создающим отрицательную обратную связь по току. Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{S_б}{1/R_{ген} + 1/R_{вх}}, \quad (83)$$

где $S_б$ — крутизна входной характеристики транзистора;

$g_{вх} = 1/R_{вх}$ — входная проводимость;

$R_{ген}$ — сопротивление источника сигнала.

Так как $S_б$ и $1/R_{вх}$ в широких пределах могут рассматриваться как линейные функции тока эмиттера, т. е.

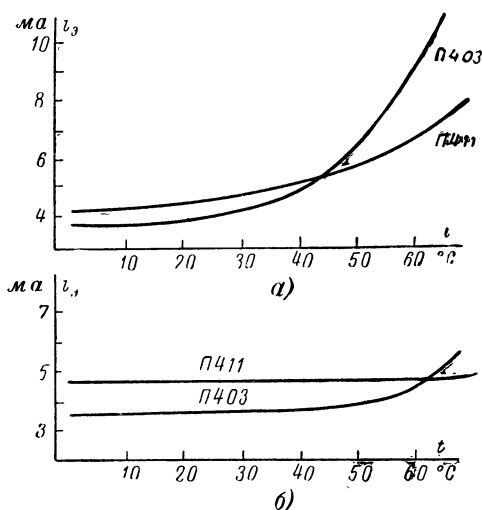


Рис. 69. Зависимости тока эмиттера транзисторов П403 и П411 от температуры окружающей среды без температурной компенсации (а) и при наличии ее (б).

$dS_б/di_э = A$ и $dg_{вх}/di_э = B$, то $S_б(i_э) = Ai_э$ и $g_{вх}(i_э) = Bi_э$; поэтому

$$K_i = \frac{Ai_э}{1/R_{ген} + Bi_э}. \quad (84)$$

Величины A и B для большинства маломощных отечественных транзисторов примерно одинаковы и равны соответственно 30 и 0,1 в^{-1} .

Ток коллектора транзистора определяется (рис. 70,а) следующим образом:

$$U_2 = U_1 - U_6 \approx U_1 \quad (\text{при } U_6 \ll U_1);$$

$$U_2 = i_3 R_3 \approx i_K R_K,$$

откуда

$$i_K \approx U_1 / R_3.$$

Так как $U_1 = U_{\text{упр}} R_{\delta 1} / (R_{\delta 1} + R_{\delta 2})$, то $i_K = U_{\text{упр}} \times \times R_{\delta 2} / R_3 (R_{\delta 1} + R_{\delta 2})$.

Отсюда $K_i = \frac{A}{B} \cdot \frac{a}{1+a} = \frac{S_6}{g_{\text{вх}}} \cdot \frac{a}{1+a}, \quad (85)$

где $a = \frac{R_{\text{ген}} R_{\delta 2}}{R_3 (R_{\delta 1} + R_{\delta 2})} B U_{\text{упр}}.$

Построенная в соответствии с выражением (85) регулировочная характеристика каскада изображена на рис. 70,б.

Как уже отмечалось, наличие постоянных резисторов стабилизирующих режим работы схемы, уменьшает эффективность регулировки усиления. Проявляется это прежде всего в том, что для получения требуемого диапазона изменений коэффициента усиления необходимы более широкие пределы изменений амплитуды управляющего сигнала, нежели в схеме без стабилизирующих резисторов. Поэтому для температурной стабилизации параметров регулируемого усилителя применяются другие способы, например взаимной компенсации температурных изменений эмиттерных токов регулируемых транзисторов и управляющего тока детектора АРУ (рис. 71).

Регулировка усиления осуществляется обычным спо-

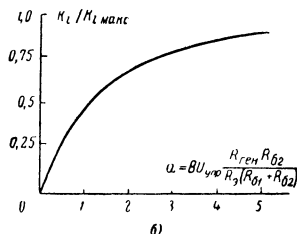
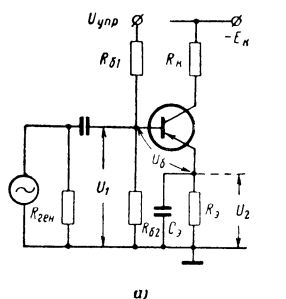


Рис. 70. Температурно-стабилизированный регулируемый усилительный каскад (а) и его регулировочная характеристика (б).

собою: при увеличении уровня входного сигнала увеличивается постоянная составляющая тока детектора АРУ (выполненного на транзисторе), используемая в качестве управляющего тока. Ввиду того что эмиттерные токи регулируемых транзисторов T_1, T_2, \dots, T_n и управляющий ток (вернее, отдельные составляющие этого тока) имеют противоположные направления, результирующие эмиттерные токи уменьшаются, вызывая тем самым уменьшение коэффициента усиления. Режим работы

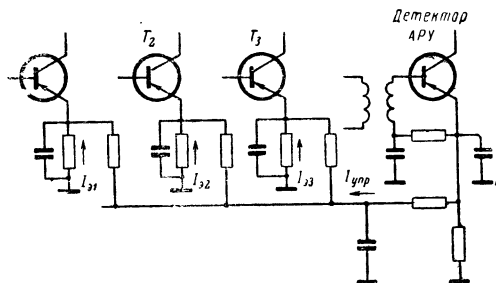


Рис. 71. Схема регулируемого усилителя со взаимной компенсацией температурных изменений эмиттерных токов.

транзистора (на котором выполнен детектор АРУ) по постоянному току должен быть выбран так, чтобы между управляющим и эмиттерным токами регулируемых транзисторов выполнялось соотношение

$$I_{упр} \geq nI_{э, макс}, \quad (86)$$

где n — число регулируемых каскадов, предполагаемых идентичными;

$I_{э, макс}$ — ток эмиттера, определенный при отсутствии сигнала на входе.

Ясно, что число регулируемых транзисторов не должно быть слишком большим, так как при этом величина тока $I_{упр}$ значительно увеличивается, что затрудняет осуществление детектора АРУ.

Что же касается вызванных колебаниями температуры окружающей среды изменений эмиттерных токов регулируемых транзисторов, то при данном способе подачи регулирующего воздействия они оказываются практически полностью компенсированными аналогичными изменениями управляющего тока. Так как предполагается,

что в усилителе и детекторе АРУ будут применены однотипные транзисторы, то степень изменения токов I_0 и $I_{\text{упр}}$ при изменении температуры окажется одинаковой и можно будет добиться температурной стабильности параметров схемы [Л. 34], т. е.

$$\Delta I_0(t) - \Delta I_{\text{упр}}(t) \rightarrow 0. \quad (87)$$

Практическая схема температурно-стабильного усилителя, использующего описанный способ регулировки, рассмотрена в гл. 4.

Глава четвертая

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ

24. Усилители с параллельным управляемым делителем напряжения

Представляет интерес проанализировать известные схемы усилителей, в которых применены управляемые нелинейные делители с регулируемым коэффициентом передачи. Начнем с параллельного делителя.

На рис. 72 приведена схема усилителя, на входе которого имеется простой делитель напряжения, состоящий из постоянного резистора $R=150 \text{ ком}$ и управляемого нелинейного резистора, в качестве которого использован специальный элемент Raysistor марки СК1104, характеристика которого $[R_{\text{нел}}=\varphi(U)]$ изображена на рис. 72,б.

Raysistor — это оптико-электронный элемент, состоящий из фоторезистора и внутреннего источника света. Конечной целью введения системы АРУ в данную схему является обеспечение постоянства напряжения на выходе усилителя ($U_{\text{вых}}=3 \text{ в}$) при изменении амплитуды входного сигнала от $U_{\text{вх.мин}}=0,05 \text{ в}$ до $U_{\text{вх.макс}}=10 \text{ в}$, т. е. в динамическом диапазоне, равном 46 дБ. Коэффициент усиления усилителя постоянен и равен 35 дБ. Очевидно, требуемый результат может быть получен, если при всех уровнях входного сигнала на входе собственно усилителя, т. е. на выходе управляемого делителя, будет напряжение постоянной амплитуды, равное 0,05 в. Для этого должен соответствующим образом изменяться коэффициент передачи делителя, т. е. сопротивление нели-

нейного резистора. Слабые сигналы с амплитудами порядка сотых долей вольта должны ослабляться при прохождении через делитель незначительно (на 10—20%), а сильные сигналы должны ослабляться тем больше, чем

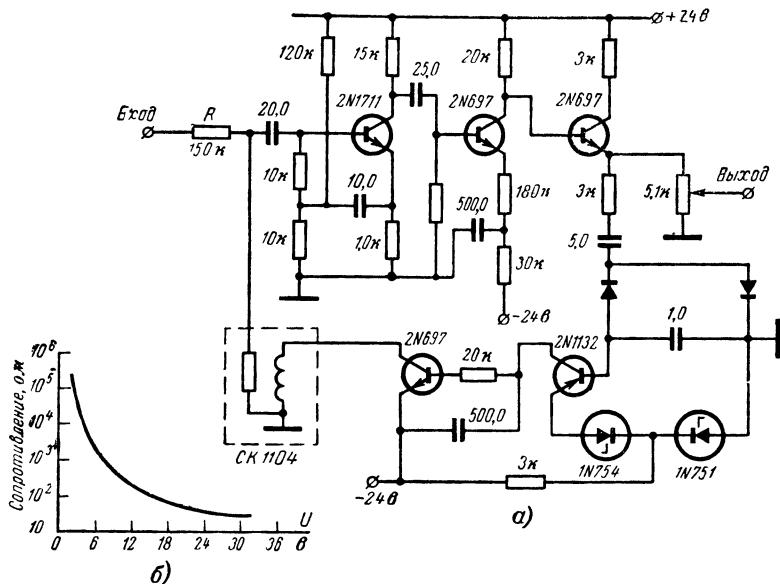


Рис. 72. Схема регулируемого усилителя с температурной стабилизацией при помощи ценовских диодов.

больше их амплитуда. Исходя из этого, определим требования к каналу АРУ. Из выражения

$$U_{\text{ВЫХ.Д}} = U_{\text{ВХ.Д}} \frac{R_{\text{нел}}}{R + R_{\text{нел}}}, \quad (88)$$

где $U_{\text{вх.д}}$ и $U_{\text{вых.д}}$ — напряжения на входе и выходе делителя соответственно, получаем формулу для определения сопротивления нелинейного резистора:

$$R_{\text{неп}} = \frac{R}{U_{\text{вх.н}}/U_{\text{вх.к}} - 1}. \quad (89)$$

Тогда при $U_{\text{вх.мин}}=0,05$ в будем иметь: $U_{\text{вх.д}}=0,05$ в; $U_{\text{вых.д}}=0,04 \div 0,045$ в и $R_{\text{нел.макс}}=10^6$ ом. При $U_{\text{вх.макс}}=10$ в $U_{\text{вх.д}}=10$ в; $U_{\text{вых.д}}=0,05$ в и $R_{\text{нел.мин}}=750$ ом. Найденные значения представляют собой максимальное

и минимальное сопротивления нелинейного управляемого элемента и определяют нижнюю и верхнюю границы регулировочной характеристики усилителя соответственно.

Зная величины $R_{\text{нел.мин}}$ и $R_{\text{нел.макс}}$, на основании приведенного на рис. 72,б графика зависимости $R_{\text{нел}} = \varphi(U)$ можно определить требования к усилению канала АРУ, а также указать, в каких пределах должно изменяться напряжение управляющего сигнала: при слабых сигналах ($U_{\text{вх}} \leq 0,1$ в) напряжение АРУ должно либо отсутствовать, либо не превышать 1 в, а при сильных сигналах ($U_{\text{вх}} > 0,1$ в) 10 в. Из этих данных можно найти коэффициент усиления канала АРУ.

Для обеспечения максимальной эффективности регулировки усиления приняты специальные меры по повышению входного сопротивления первого каскада. Кроме того, детектор АРУ выполнен по схеме удвоения, что позволяет снизить в некоторой степени порог срабатывания системы. Температурная стабилизация осуществляется в основном в канале АРУ. В цепь эмиттера транзистора первого каскада (рис. 72,а) включены ценеровские диоды [Л. 53], смещение на которых выбрано таким образом, что величина тока эмиттера, а следовательно, и величина тока, протекающего через диоды, остается практически постоянной при изменениях температуры окружающей среды в широких пределах.

До сих пор рассматривались сравнительно простые делители, содержащие один нелинейный элемент. Но в тех случаях, когда на вход устройства поступают биполярные сигналы (например, синусоидальное колебание), схемы управляемых делителей следует несколько усложнить, для того чтобы можно было произвести нелинейную компрессию обеих полувольт усиливаемого колебания и не допустить искажений формы сигнала. Нелинейное сопротивление в этом случае выполняется в виде встречно-параллельного соединения двух полупроводниковых диодов.

На рис. 73 и 74 приведены схемы, содержащие сложные нелинейные цепи, состоящие из двух диодов. Кроме указанного свойства, такое соединение двух диодов, как известно, позволяет получить при заданных пределах изменений уровня управляющего воздействия более широкие, нежели при одиночном диоде, пределы изменений сопротивления нелинейного резистора, а следовательно,

и коэффициента передачи делителя. По постоянному току оба диода (D_1 и D_2) включены последовательно и через них протекает один и тот же ток, благодаря чему обеспечивается некоторая компенсация изменений их параметров. Температурная стабильность характеристик усилителя достигается (так же как и в предыдущей схеме) введением стабилизирующих элементов в схему усилителя АРУ; здесь эту роль выполняет кремниевый диод Ценера, способствующий стабилизации положения рабо-

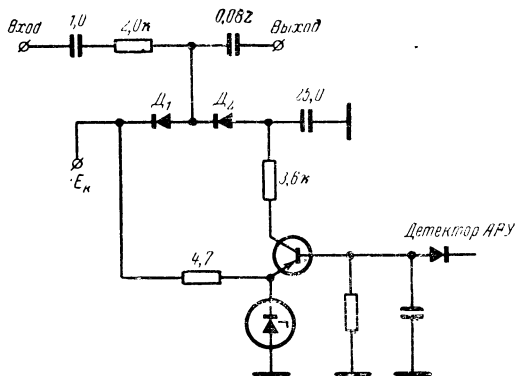


Рис. 73. Температурно-стабилизированный усилитель с регулировкой усиления сложным нелинейным делителем напряжения.

чей точки при изменениях окружающей температуры. Определенное значение для температурной стабильности схемы имеет также применение кремниевых диодов в качестве нелинейного резистора.

На рис. 74 показана почти аналогичная схеме, изображенной на рис. 73, упрощенная схема части усилительного тракта с нелинейными делителями [Л. 68]. В режиме максимального усиления диоды должны быть заперты отрицательным напряжением, которое снимается с эмиттера транзистора T_2 . При увеличении уровня сигнала на входе тракта, а следовательно, и на выходе канала АРУ диоды открываются, происходит изменение их дифференциального сопротивления и коэффициента усиления тракта. Порог отпирания диодов определяется режимом работы транзисторов T_1 — T_3 по постоянному току и может изменяться в широких пределах, что обеспечивает изменение длительности задержки действия АРУ,

Рассмотренные схемы делителей, использующие в качестве нелинейного резистора встречно-параллельное соединение двух полупроводниковых диодов, находят довольно широкое применение в радиотехнических устройствах различного назначения.

В заключение рассмотрим возможность включения в усилительный тракт нескольких управляемых делителей напряжения, которые необходимы в тех случаях,

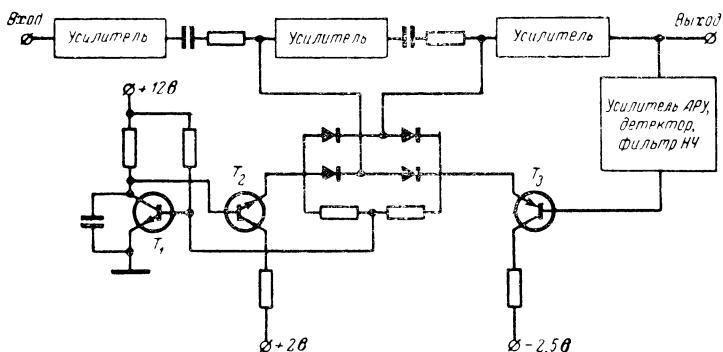


Рис. 74. Упрощенная схема усилительного тракта с регулировкой усиления сложным нелинейным делителем.

когда диапазон регулировки усиления не обеспечивается одним делителем.

На рис. 75 приведена схема усилителя, где имеются два регулируемых делителя напряжения. Для повышения эффективности регулировки и снижения порога срабатывания системы в канал АРУ введен дополнительный усилитель и применена детекторная схема с удвоением напряжения [Л. 55]. Особенностью выполнения канала АРУ является то, что в данном случае производится не обратная подача регулирующего воздействия — с выхода усилителя, а прямая, т. е. входной сигнал одновременно поступает на основной канал и канал АРУ. Ясно, что при этом достигается большее быстродействие.

При осуществлении вспомогательного усилителя канала АРУ необходимо особое внимание обращать на линейность его амплитудной характеристики, так как в противном случае закон изменения сопротивления нелинейного элемента отклоняется от требуемого и резко возрастает уровень нелинейных искажений в выходном сигна-

ле основного усилителя. Повышению степени линейности амплитудной характеристики вспомогательного усилителя способствует наличие эмиттерного повторителя. Кроме того, эмиттерный повторитель является согласующим элементом между детектором, входное сопротивление которого невелико, и усилительным каскадом.

Диапазон регулировки в схеме, содержащей один делитель рассматриваемого типа, составляет 20—25 дБ, а в схеме с двумя делителями 45—50 дБ. Диапазон регулировки коэффициента усиления тракта представляется как сумма нескольких компонент, каждая из которых определяется пределами изменений коэффициента передачи соответствующего делителя. Во всем диапазоне регулировки усиления уровень нелинейных искажений остается практически постоянным ($K=3\div 5\%$). Это свойство особенно ценно при построении усилителей звуковых сигналов.

25. Особенности выполнения последовательного делителя напряжения

Остановимся более подробно на особенностях практического осуществления нелинейного управляемого делителя напряжения, состоящего из последовательно соединенных полупроводникового диода — регулируемого элемента, который играет роль гасящего сопротивления, и входного сопротивления транзистора — усилительного элемента. Под воздействием сигнала АРУ изменяются дифференциальное сопротивление диода и коэффициент передачи делителя напряжения. Принципиальная схема усилителя, в котором использован такой тип делителей, приведена на рис. 76. Для более четкого представления о том, как работает схема, рассмотрим зависимость дифференциального сопротивления нелинейного элемента (в данном случае полупроводникового диода) от управляющего напряжения (рис. 77). В качестве нелинейного резистора управляемого сопротивления использованы диоды типа Д206.

На все диоды подано положительное смещение от источника постоянного напряжения; при этом рабочая точка диодов сдвинута в область прямой проводимости, а их дифференциальное сопротивление невелико и остается таким при небольших по уровню сигналах АРУ (слабых входных сигналах). Благодаря этому посту-

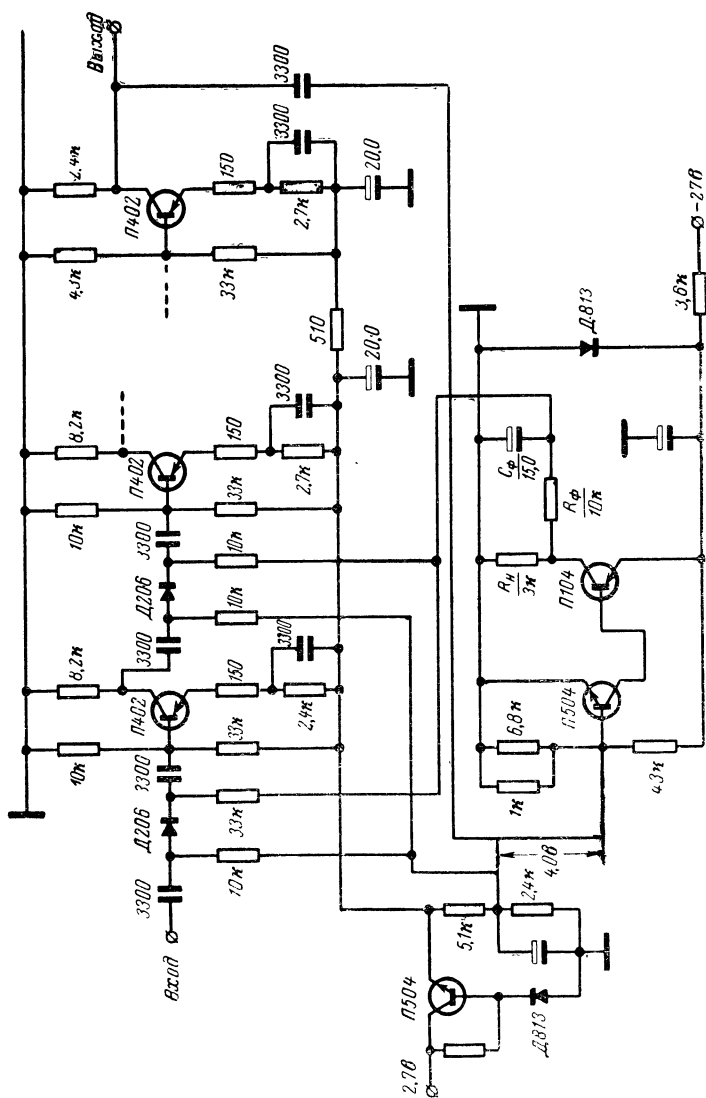


Рис. 76. Схема регулируемого усилителя с делителем, выполненным в виде последовательного соединения полупроводникового диода и входного сопротивления транзистора.

пающие на вход усилителя малые по амплитуде сигналы получают при прохождении через делитель сравнительно небольшое ослабление, а коэффициент усиления тракта, несмотря на наличие управляющего сигнала, близок к максимальному. Это значит, что в некотором диапазоне изменений сигнала имеет место АРУ с задержкой.

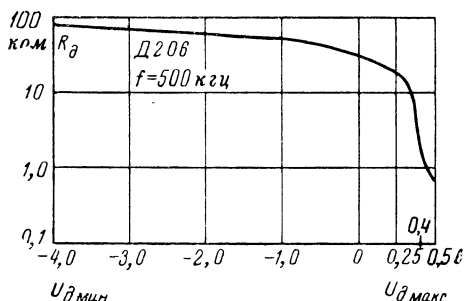


Рис. 77. Зависимость сопротивления регулируемого диода от управляющего напряжения.

С увеличением амплитуды сигнала возрастающее по величине управляющее напряжение (также положительной полярности) с выхода канала АРУ поступает на диоды. Положительное смещение на диодах уменьшается, а их сопротивление увеличивается, за счет чего растет коэффициент деления напряжения между диодом и постоянным входным сопротивлением транзистора, т. е. уменьшается коэффициент усиления тракта. Параметры делителей напряжения могут быть подобраны так, что напряжение сигнала на выходе усилителя либо будет нарастать по необходимому закону, либо останется неизменным.

Расчет усилителя, в котором применен указанный тип управляемого делителя, проводится теми же общими способами, что и расчет всех систем с АРУ, конечно с учетом некоторых специфических особенностей, обусловленных применением транзисторов. Коэффициент передачи делителя

$$K_{U_{\text{дел}}} = Z_{\text{вх}} / (R_{\text{д}} + Z_{\text{вх.тр}}), \quad (90)$$

где $R_{\text{д}}$ — дифференциальное сопротивление полупроводникового диода;

$Z_{\text{вх}}$ — входное сопротивление транзистора.

Коэффициент передачи регулируемого усилительного каскада, под которым подразумевается комбинация собственно усилительного каскада и делителя напряжения, равен:

$$K'_U = (K_U)_i K_{U_{\text{дел}}}, \quad (91)$$

где $(K_U)_i$ — коэффициент усиления отдельного каскада по напряжению.

Отсюда нетрудно определить степень изменения коэффициента усиления n -каскадного усилителя, в каждом каскаде которого осуществляется регулировка, а именно:

$$\frac{K_{U_{\text{макс}}}}{K_{U_{\text{мин}}}} = \left| \frac{R_{\text{д.макс}} + Z_{\text{вх}}}{R_{\text{д.мин}} + Z_{\text{вх}}} \right|^n = \frac{m}{p}, \quad (92)$$

где m и p — соответственно изменения амплитуды напряжения сигнала на входе и выходе усилителя. Обычно при расчете усилителя с АРУ величина m/p задается как один из исходных параметров.

После несложных преобразований получим:

$$\sqrt[n]{\frac{m}{p}} = \frac{\rho'' + R_{\text{д.макс}}/R_{\text{д.мин}}}{1 + \rho}, \quad (93)$$

где

$$\rho'' = Z_{\text{вх}}/R_{\text{д.мин}}.$$

Очевидно, что для достижения максимальной глубины регулировки необходимо иметь возможно большую величину $R_{\text{д.макс}}/R_{\text{д.мин}}$, для чего необходимо увеличивать пределы изменения смещения на диодах $\Delta U_{\text{д}}$. Как видно из рис. 77, эта величина определяется как

$$\Delta U_{\text{д}} = U_{\text{д.макс}} - U_{\text{д.мин}}, \quad (94)$$

где $U_{\text{д.макс}}$ — максимальное положительное смещение на диоде, соответствующее его минимальному сопротивлению, а следовательно, максимальному усилению тракта;

$U_{\text{д.мин}}$ — максимальное отрицательное смещение на диоде, соответствующее его максимальному сопротивлению, а следовательно, минимальному усилению тракта.

Выбор этих величин производится из следующих соображений. Величина $U_{\text{д.макс}}$ должна быть как можно большей, если исходить из требования снижения потерь

усиления в делителе при усилении слабых сигналов, и должна быть небольшой, чтобы сократить потребляемую от источника фиксированного смещения мощность. Выбрав $U_{д.макс} = 0,4 \div 0,5$ в, т. е. $R_{д.мин} = 600 \div 700$ ом, и полагая входное сопротивление усилительного транзистора (например, П401 — П403), включенного по схеме с общим эмиттером, равным 1,5—1,8 ком, можно определить, что величина ослабления малого сигнала при прохождении через делитель составляет 15—20%. Величина $U_{д.мин}$ выбирается из соображения получения наибольшей глубины регулировки, т. е. возможно большей величины $R_{д.макс}$. Однако, начиная с $U_{д.} = -(3 \div 4)$ в, увеличение сопротивления диода замедляется из-за влияния емкости запорного слоя диода и перестает зависеть от изменений напряжения смещения. Ясно, что с повышением рабочей частоты действие емкости проявляется сильнее и это вынуждает уменьшать значение $U_{д.мин}$, т. е. уменьшаются максимально достижимая глубина регулировки усиления.

Экспериментально найдено, что при помощи управляемого делителя рассмотренного типа изменение регулирующего напряжения от +0,5 до —4,0 в обеспечивает глубину регулировки порядка 30—35 дб. Кратко отметим некоторые характерные особенности рассмотренного усилителя. Как видно из схемы (см. рис. 76), для обеспечения требуемой величины $U_{д.мин}$ в канал АРУ включен, помимо детектора, однокаскадный усилитель постоянного тока, выполненный на транзисторе П104; и тот, и другой с целью повышения температурной стабильности выполнены на кремниевых транзисторах. Изменение смещения на диодах делителей определяется падением напряжения на резисторе R_n , включенном в цепь нагрузки транзистора УПТ, когда через него протекают токи диодов:

$$U_{д.} = U_{вых.УПТ} = nI_{д.}R_n. \quad (95)$$

Транзистор, на котором выполнен УПТ, должен быть рассчитан на ток, превышающий суммарный ток диодов, т. е.

$$I_n \geq 10nI_{д.макс}, \quad (96)$$

где $I_{д.макс}$ — ток, протекающий через диод при нулевом смещении;

n — число регулируемых диодов.

Резисторы в цепях подачи смещения на диоды (нелинейные элементы) должны быть выбраны из условия минимальных потерь мощности усищаемого сигнала:

$$R_{см} \geq (5 \div 10) Z_{вх, тр}, \quad (97)$$

или

$$R_{см} \approx 10 \text{ ком.}$$

Сопротивление резистора R_{ϕ} и емкость конденсатора C_{ϕ} определяют постоянную времени АРУ.

В заключение остановимся на некоторых модификациях рассмотренной схемы, обладающих более широ-

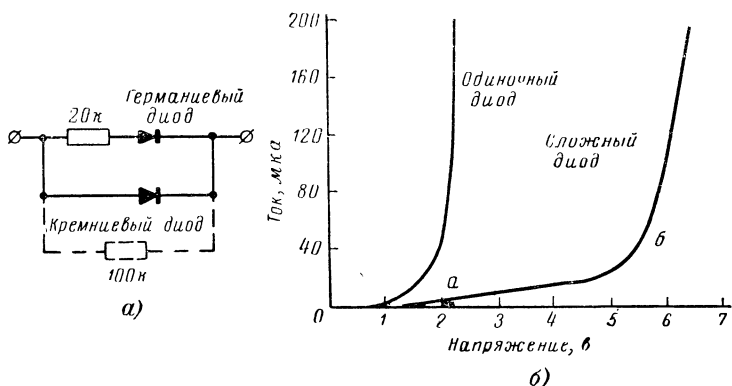


Рис. 78. Схема (а) нелинейного управляемого элемента (сложного диода) и его вольт-амперные характеристики (б).

ким динамическим диапазоном регулировки усиления. Здесь нелинейный регулируемый элемент выполняется в виде комбинации диодов и линейных резисторов. Так, например, делитель напряжения, в котором применен в качестве регулируемого элемента одиночный германиевый диод, вносит ввиду значительной кривизны вольт-амперной характеристики последнего значительные искажения в форму усищаемого сигнала. Если же регулируемый элемент выполнить в виде «сложного диода» (рис. 78,а), то кривизна характеристики его на участке *аб* будет меньше кривизны характеристики одиночного диода (рис. 78,б).

При необходимости дальнейшего уменьшения кривизны, особенно при малых напряжениях порядка 0,1 в, когда искажения особенно опасны, рекомендуется зашунтировать «сложный диод» резистором порядка

100 ком. Найдено [Л. 48], что применение «сложного диода» позволяет также расширить диапазон регулировки на 10—15 дб. Кроме того, дополнительное расширение диапазона регулировки (еще на 15—20 дб) может быть достигнуто использованием так называемого последовательно-параллельного делителя (рис. 79). Особенностью этой схемы является раздельная подача регулируемых токов на последовательный и параллельный диоды. Если бы параллельный диод был просто введен

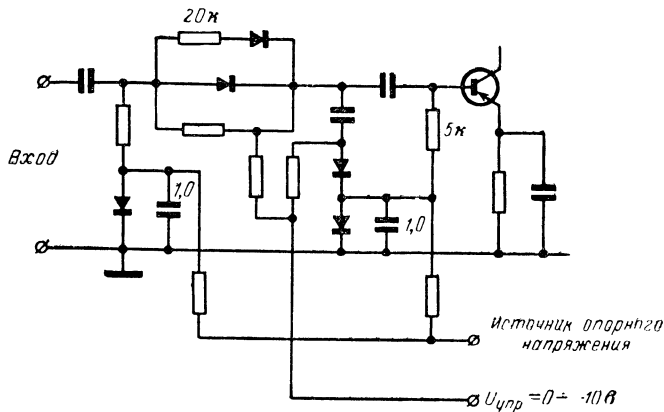


Рис. 79. Схема регулировки усиления с последовательно-параллельным нелинейным делителем напряжения.

в схему, то величина его прямого смещения ограничивала бы обратное смещение последовательного диода и тем самым стало бы невозможно получить максимальную глубину регулировки. В данной схеме напряжения на диодах могут регулироваться независимо и это позволяет изменять коэффициент передачи делителя более чем на 50 дб. Возникающие при сильных сигналах нелинейные искажения определяют верхнюю границу регулировки усиления.

В [Л. 48 и 49] показано, что делители напряжения рассмотренного типа могут быть использованы в широком диапазоне частот: от нескольких кГц до 60—70 МГц; на более высоких частотах эффективность работы диодов заметно ограничивается емкостями переходов.

Величина управляющей мощности, которая должна быть получена с выхода канала АРУ для обеспечения

заданных пределов регулировки усиления (от 20 до 80—100 дБ), определяется рядом факторов: напряжением источников питания, диапазоном изменения эквивалентного затухания, интервалом изменения температуры и др. и поэтому точно вряд ли может быть определена. В практических схемах, работающих в интервале температур от -40 до $+60^{\circ}\text{C}$, требуемая величина $P_{\text{упр}}$ составляет от 3 до 10 мвт на каждый делитель. Число делителей напряжения определяется требуемыми характеристиками проектируемого усилительного тракта.

26. Четырехполосники с управляемым коэффициентом передачи

Как было показано, все рассмотренные схемы делителей напряжения в процессе регулировки их коэффициента передачи имеют изменяющиеся величины входного и выходного сопротивлений в зависимости от уровня сигнала АРУ. Это свойство управляемых делителей нежелательно, особенно при применении их в качестве регулируемых элементов цепей нагрузки избирательных усилителей, в которых по условиям эксплуатации необходимо обеспечить постоянство средней частоты и ширины полосы пропускания во всем диапазоне регулировки. Постоянство указанных параметров усилителя может быть достигнуто либо путем значительного усложнения схемы, либо введением специальных развязывающих каскадов. С этой точки зрения хорошие результаты могут быть получены при использовании специальным образом построенных четырехполосников с изменяющимся под действием сигнала АРУ коэффициентом передачи. Ниже описаны некоторые схемы регулируемых четырехполосников и особенности их построения. (Назовем их сложными в отличие от рассмотренных в предыдущих разделах простых четырехполосников.)

Первая схема четырехполосника, имеющего переменный коэффициент передачи и представляющего собой двухзвенный резистивный делитель напряжения, приведена на рис. 80. В качестве нелинейных управляемых резисторов в обоих звеньях применены полупроводниковые диоды. Особенностью схемы является то, что по постоянному току диоды включены последовательно, а по

переменному току — встречно-параллельно. Последнее означает, что в первом звене осуществляется нелинейная компрессия положительных полуволн колебания, а во втором — отрицательных полуволн. Благодаря этому содержание гармоник в сигнале на выходе четырехполосника сравнительно невелико во всем диапазоне регулировки. Для данной схемы коэффициент нелинейных искажений составляет, как следует из экспериментальных данных, около $0,1\%$ при амплитуде напряжения на входе порядка 500 мВ .

Экспериментальная проверка усилителя промежуточной частоты, в котором применена указанная схема,

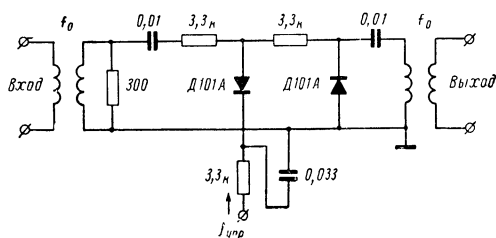


Рис. 80. Схема регулировки усиления с помощью двухзвенного резистивного делителя напряжения.

показала, что при изменении величины регулирующего тока $I_{упр}$ от 0 до 100 мкА коэффициент передачи регулируемого четырехполосника, а следовательно, и коэффициент усиления тракта, изменяются в 50—100 раз (или на 35—40 дБ). При необходимости диапазон регулировки может быть несколько увеличен, однако при этом возрастает и коэффициент нелинейных искажений, что в ряде устройств нежелательно.

Рассматриваемая схема характеризуется также высокой температурной стабильностью параметров. Это свойство обеспечивается как применением в качестве нелинейных управляемых резисторов в обоих звеньях кремниевых диодов, так и последовательным включением их по постоянному току.

Одна из практических схем четырехполосника с переменным затуханием, нашедшая применение в групповом приемно-усилительном тракте системы многопрограммного проводного вещания [Л. 70], изображена на рис. 81,а. Особенностью схемы являются малое время

заряда конденсатора C_Φ (порядка 15 мсек) и большое время разряда (порядка 7 мин); последнее обеспечивается высоким входным сопротивлением усилителя канала АРУ. Благодаря этому нелинейные искажения,

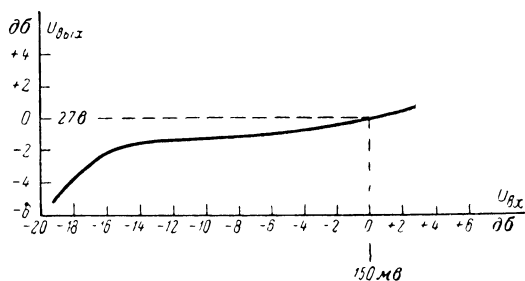
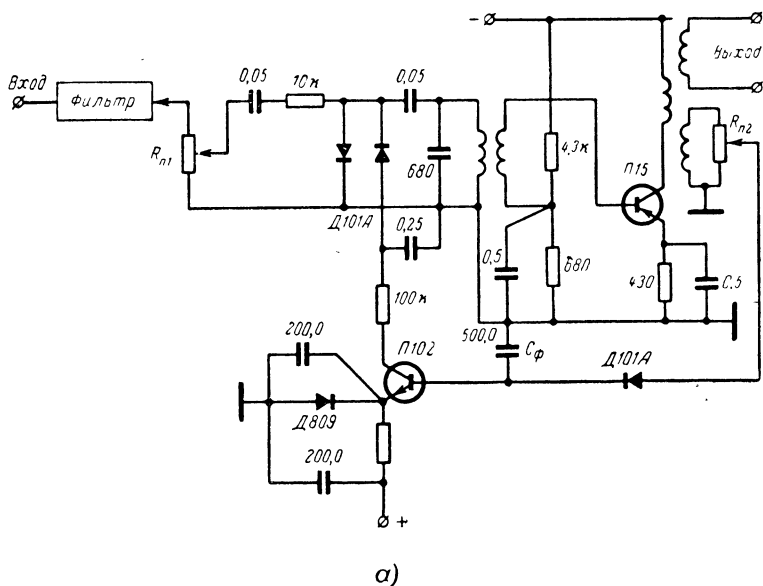


Рис. 81. Схема регулировки усиления четырехполюсником с переменным затуханием (а) и регулировочная характеристика приемника (б).

возникающие при срабатывании системы АРУ, оказываются незаметными на слух, а в периоды пауз в передаче сигнала коэффициент усиления тракта остается неизменным. Статическая регулировочная характеристика при-

132

емника представлена на рис. 81,б; как видно, при изменении входного сигнала на 18 дБ изменение уровня выходного напряжения не превышает 4 дБ. Мощность, потребляемая элементами схемы АРУ (полупроводниковыми диодами), невелика, а стоимость приемника возрастает при введении системы регулировки усиления лишь на 10—15%.

Так как в рассмотренных выше схемах (рис. 80) не обеспечивается стабильность ширины полосы пропускания в процессе регулировки, то при необходимости в схему нагрузки усилителя приходится вводить специальные полосовые фильтры, обеспечивающие нужное свойство, что и сделано в схеме, приведенной на рис. 81,а. Другой способ стабилизации ширины полосы пропускания заключается во введении в цепь нагрузки избирательных усилителей сложных четырехполюсников с регулируемым коэффициентом передачи (см. рис. 82—84). Различаются эти схемы лишь способами включения нелинейных управляемых резисторов: П-, Г- и Т-образных соединений. Рассмотрим работу этих схем несколько подробнее и начнем с некоторых общих положений [Л. 57—59].

В усилительный тракт приемника введены широкополосные пассивные четырехполюсники с переменным затуханием, так называемые «вариолоссеры», основное назначение которых обеспечить во всем динамическом диапазоне изменений интенсивности входного сигнала постоянство напряжения на выходе усилителя промежуточной частоты при минимальных искажениях частотной характеристики последнего. С этой целью коэффициент передачи каждого вариолоссера, представляющего собой комбинацию полупроводниковых диодов, регулируется в нужных пределах посредством изменения управляющего тока — сигнала АРУ. В схеме на рис. 82 глубина регулировки составляет 30 дБ. Возникающее при этом изменение эквивалентного затухания межкаскадных цепей связи и обуславливает требуемый эффект. Для предотвращения частотных искажений в процессе регулировки усиления частотные характеристики вариолоссеров сделаны равномерными в широком диапазоне частот вплоть до 100 МГц. Форма частотных характеристик усилителей промежуточной частоты (с частотами настройки порядка 30—60 МГц), в состав которых введены вариолоссеры, определяется исключи-

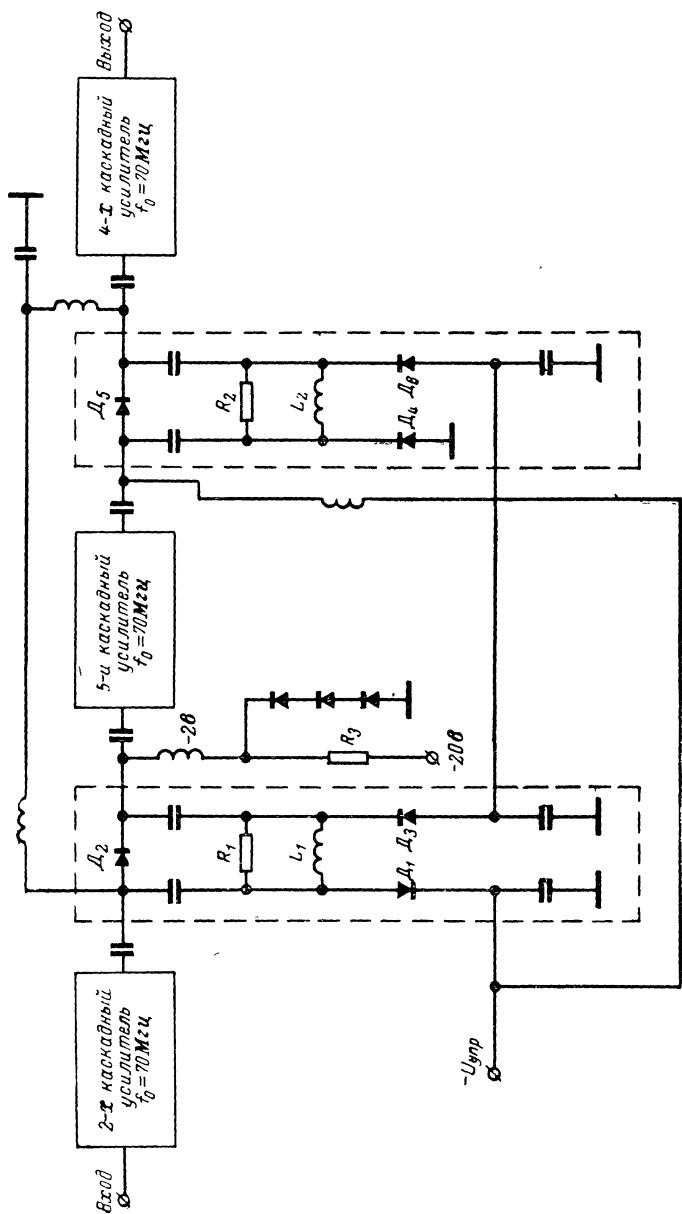


Рис. 82. Схема регулировки усиления с П-образным включением нелинейных управляемых сопротивлений.

тельно схемой нагрузки и количеством усилительных каскадов и не зависит от уровня сигнала АРУ.

Схема работает следующим образом. В исходном режиме, т. е. при отсутствии сигнала на входе или относительно слабом уровне его, когда $U_{\text{упр}}=0$, все диоды включены последовательно в цепь источника постоянного смещения, напряжение которого равно -2 в. При этом все они открыты и их дифференциальные сопротивления приблизительно одинаковы (100—150 ом). Система АРУ начинает действовать при достижении амплитудой входного сигнала некоторого заданного уровня, когда на вариолоссеры поступает возрастающее напряжение отрицательной полярности $U_{\text{упр}}$. Тогда ток через диоды D_1, D_3, D_4, D_6 увеличивается, а ток через D_2 и D_5 уменьшается. Соответственно уменьшается дифференциальное сопротивление первых и увеличивается дифференциальное сопротивление вторых, а следовательно, снижается коэффициент передачи четырехполюсников.

Описанный способ регулировки усиления может быть осуществлен без сколько-нибудь значительных конструктивных трудностей. Действительно, вариолоссеры могут быть выполнены в виде модульных или микромодульных узлов и при необходимости включены в те или иные участки приемно-усилительного тракта. Укажем назначения отдельных элементов схемы: индуктивности катушек L_1 и L_2 предназначены для компенсации емкости диодов D_2 и D_5 , влияние которых на частотную характеристику межкаскадной цепи возрастает в процессе регулировки усиления с ростом дифференциального сопротивления диодов; резисторы R_1 и R_2 определяют нужную степень изменения коэффициента передачи.

Экспериментальная проверка подтвердила высокое качество данной схемы; в частности, все рабочие характеристики оставались стабильными при изменениях температуры от -20 до $+60^\circ\text{C}$ [Л. 57].

Рассмотрим работу Г-образной схемы, приведенной на рис. 83. Четырехполюсник с управляемым коэффициентом передачи выполнен в виде последовательного соединения двух идентичных Г-образных делителей напряжения (D_3-D_1 и D_4-D_2). Интересно отметить, что в отличие от делителей напряжения, рассмотренных выше, в данной схеме управляемыми являются как сопротивление последовательного плеча, так и сопротивление параллельного плеча.

Для удобства в качестве исходного примем режим усиления сильных сигналов, когда коэффициент передачи вариолоссера, включенного между двумя усилительными каскадами, является минимальным. В этом случае результирующее смещение на дойдах должно быть таким, чтобы диоды D_1 и D_2 были смещены в обратном, а диоды D_3 и D_4 — в прямом направлении.

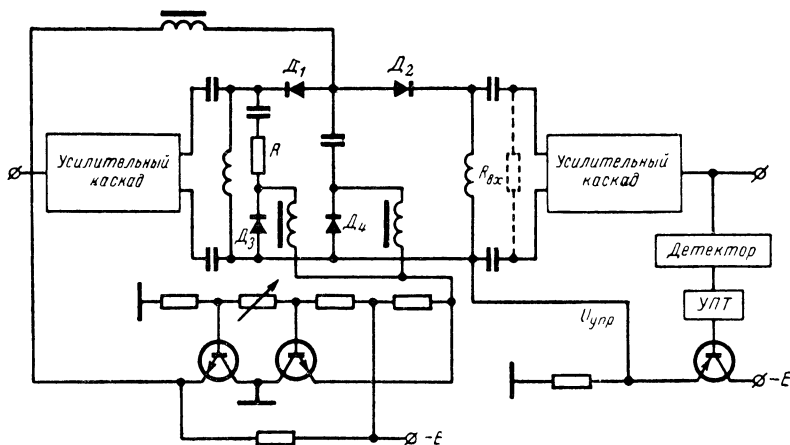


Рис. 83. Схема регулировки усиления с Г-образным включением нелинейных управляемых сопротивлений.

Нетрудно показать, что при этом коэффициент передачи вариолоссера будет определяться выражением

$$K_{U_{\text{дел}}} \approx \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}} + R_{\text{вх}}}, \quad (98)$$

где $R_{\text{вх}}$ — входное сопротивление последующего каскада.

Так как $R_{\text{д1}} + R_{\text{д2}} \gg R_{\text{вх}}$, то на вход последующего каскада будет поступать очень незначительное напряжение сигнала. Входное сопротивление вариолоссера, нагружающее предыдущий каскад, примерно равно сопротивлению резистора R . При уменьшении уровня входного сигнала абсолютная величина напряжения (отрицательной полярности), снимаемого с выхода канала АРУ, возрастает. В результате диоды D_1 и D_2 смещаются в прямом, а диоды D_3 и D_4 в обратном направлениях. Так как при этом сопротивлениями резисторов $R_{\text{д1}}$ и $R_{\text{д2}}$ можно пренебречь по сравнению с $R_{\text{д3}}$ и $R_{\text{д4}}$,

а последние включены параллельно $R_{вх}$, то в конечном итоге оказывается, что нагрузкой предшествующего вариолоссера каскада практически является сопротивление $R_{вх}$ — входное сопротивление последующего каскада. Коэффициент передачи управляемого четырехполюсника в этом случае можно полагать близким к единице, и следовательно, коэффициент усиления тракта будет максимальным.

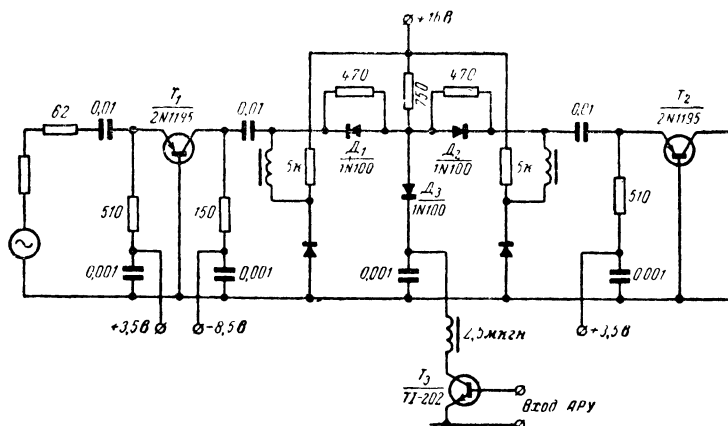


Рис. 84. Схема регулировки усиления с Т-образным включением нелинейных управляемых сопротивлений.

Из всего сказанного следует, что если сделать сопротивление резистора $R=R_{вх}$, то в областях, близких к верхней и нижней границам диапазона регулировки, входное сопротивление вариолоссера будет иметь практически одну и ту же величину. В промежуточных же точках входное сопротивление вариолоссера несколько отличается от постоянного значения [Л. 58].

Другая разновидность сложного управляемого четырехполюсника, обеспечивающего постоянство эквивалентного сопротивления нагрузки усилительного каскада в процессе регулировки усиления, приведена на рис. 84. Составленная из трех полупроводниковых диодов: D_1 , D_2 , D_3 (нелинейных управляемых резисторов), последовательно соединенных по постоянному току, схема вариолоссера по переменному току представляет собой по сути дела Т-образный четырехполюсник. Он может быть введен в любую часть приемно-усилительного тракта, например в широкополосный усилитель промежуточной

частоты [Л. 57—59], не искажая сколько-нибудь заметным образом частотных характеристик при изменении его коэффициента передачи под действием напряжения АРУ. При слабых сигналах (T_3 заперт) диод D_3 также оказывается непроводящим, а диоды D_1 и D_2 , на которые подано смещение от источника фиксированного напряжения, работают в области прямой проводимости и их сопротивление мало; коэффициент передачи вариолоссера при этом будет максимален. При сильных же сигналах, когда эмиттерный ток транзистора T_3 велик, диод D_3 открыт, а диоды D_1 и D_2 заперты; коэффициент передачи вариолоссера минимален. Экспериментально было установлено, что частотная характеристика вариолоссера при изменении мощности сигнала АРУ в диапазоне 30 дБ остается практически равномерной вплоть до частот порядка 100 МГц.

Описанные выше схемы сложных четырехполюсников с регулируемым коэффициентом передачи позволяют осуществить весьма эффективную регулировку усиления, в связи с чем они нашли широкое применение в приемниках различного назначения.

27. Усилители с регулируемой обратной связью

Рассмотрим некоторые практические схемы усилителей, в которых для обратной связи используются различные типы управляемых нелинейных резисторов. Схема одного из таких усилителей приведена на рис. 85. В качестве управляемого элемента использован коллекторный переход транзистора T_3 .

Известно, что коллекторный переход ряда транзисторов характеризуется довольно сильной зависимостью дифференциального сопротивления от протекающего в цепи коллектора тока. В отличие от других схем, где управляющее напряжение подается на эмиттер или базу регулируемого транзистора и где необходимо использовать детекторы с поворотом фазы, чтобы обеспечить увеличение глубины обратной связи с ростом амплитуды сигнала, в данной схеме напряжение АРУ подается в цепь коллектора, а в цепи эмиттера течет постоянный ток. Это означает, что с увеличением напряжения на коллекторе, т. е. уровня сигнала, сопротивление перехода коллектор — база также увеличивается. Соответственно этому увеличивается эквивалентное сопротивле-

ние цепи обратной связи и уменьшается коэффициент усиления. Требуемая форма зависимости дифференциального сопротивления коллекторного перехода регулируемого транзистора от напряжения на коллекторе,

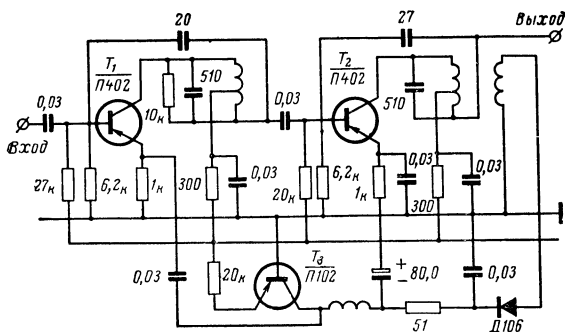


Рис. 85. Схема усилителя с регулируемой обратной связью, в качестве управляемого элемента которой использован коллекторный переход транзистора.

а следовательно, и форма амплитудной характеристики усилителя могут быть с необходимой точностью получены подбором тока эмиттера в пределах от 0,2 до 1,0 *ма* (имеется в виду транзистор типа П102).

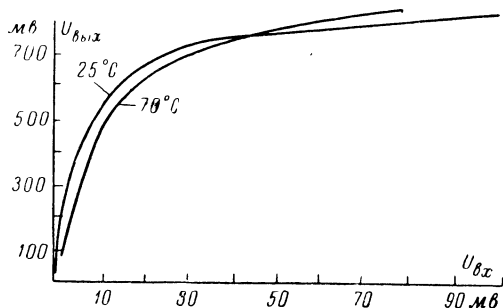


Рис. 86. Амплитудные характеристики усилителя с регулируемой обратной связью (см. рис. 85) при различных температурах.

Приведенные на рис. 86 амплитудные характеристики усилителя, снятые для различных значений температуры, свидетельствуют о довольно высоком качестве описанной схемы в отношении температурной стабильности.

На рис. 87,а приведена упрощенная схема обычного связного приемника [Л. 63], в котором применена отрицательная обратная связь. Напряжение сигнала с выхода второго усилителя промежуточной частоты детектируется, усиливается усилителем постоянного тока, а постоянное управляющее напряжение соответствующей величины подается на базы управляемых транзисторов. При этом в зависимости от уровня входного сигнала изменяется сопротивление области коллектор — эмиттер управляемого транзистора, а следовательно, глубина отрицательной обратной связи и коэффициент усиления соответствующего каскада.

Число каскадов с регулировкой усиления определяется динамическим диапазоном изменений уровня принимаемых сигналов. Например, если максимальная амплитуда входного сигнала 3 в, а окончательный каскад перегружается при амплитуде сигнала на входе, равной 3 мкв, то ясно, что усиление тракта должно быть уменьшено на 120 дб. Зная глубину регулировки на один каскад (~ 40 дб), нетрудно отделить, что для выполнения указанной задачи потребуются три каскада с АРУ. Расположение этих каскадов в схеме приемника должно производиться, исходя из требования предотвращения перегрузки отдельных частей приемника, минимального уровня нелинейных и перекрестных искажений, а также сохранения максимальной величины отношения сигнал/шум. Последнее требование обычно вынуждает либо вообще отказываться от регулировки усиления в первых каскадах (в усилителе высокой частоты), либо ввиду опасности перегрузки последующих каскадов подавать регулирующее воздействие на каскады УВЧ с задержкой, когда уровень сигнала в этих каскадах становится настолько большим, что изменение усиления практически не ухудшает шумовых характеристик приемника. Это и сделано в изображенной на рис. 87 схеме.

С целью задержки действия АРУ на каскад усилителя высокой частоты база соответствующего регулируемого транзистора, включенного в цепь обратной связи, присоединена к источнику напряжения АРУ не только через резистор, как это сделано в других регулируемых каскадах, а еще и через ценовский диод. Благодаря этому изменение управляющего напряжения на выходе источника АРУ (от $U_{упр1}$ до $U_{упр2}$) приводит к суще-

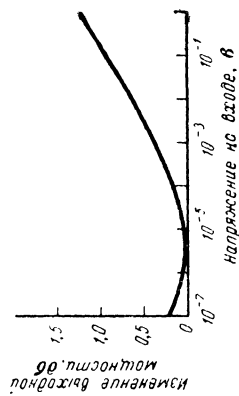
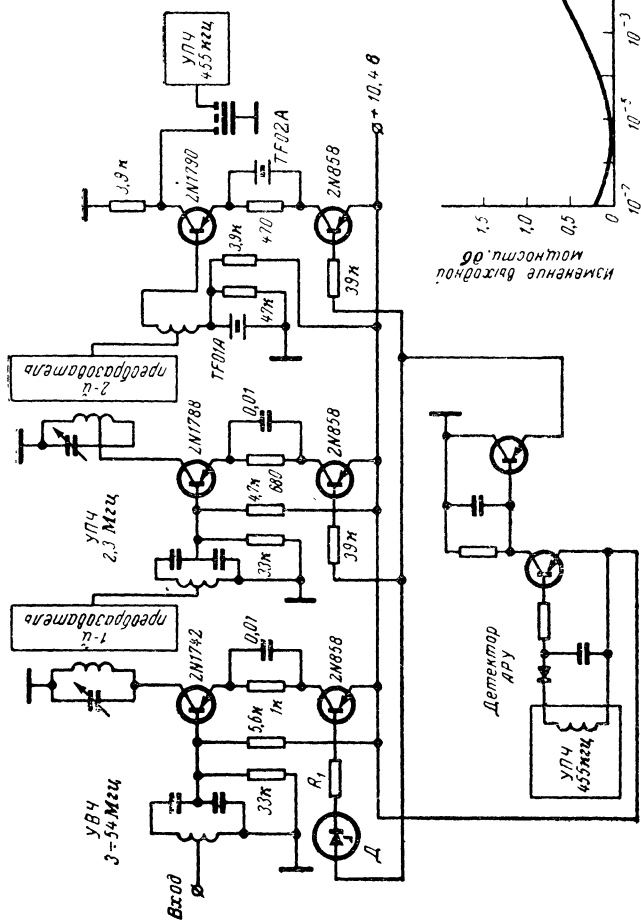


Рис. 87. Схема связанного приемника с регулировкой усиления путем изменения отрицательной обратной связи.

ственному уменьшению токов базы других регулируемых транзисторов, т. е. коэффициента усиления K_U , что практически не скажется на величине тока базы регулируемого транзистора, включенного в каскад усилителя высокой частоты, а следовательно, и на величине усиления последнего. Когда уровень сигнала АРУ превышает $U_{упр2}$, ценеровский диод оказывается в таком режиме, что его сопротивление начинает существенно увеличиваться. Это приводит к заметному уменьшению потенциала базы регулируемого транзистора, а также к тому, что коэффициент усиления каскада УВЧ начинает падать довольно быстро. Однако для регулировки усиления этого каскада используется не весь диапазон изменения управляющего напряжения, так как при некотором значении $U_{упр}$ происходит пробой ценеровского диода и управляемый транзистор переходит в режим отсечки, т. е. сопротивление между коллектором и эмиттером $R_{кэ}$ резко увеличивается (до 50—70 ком) и усильтельный каскад превращается в пассивную цепь. В то же время регулировка усиления в последующих каскадах продолжается. Как очевидно, задержка действия АРУ в каскаде усиления высокой частоты определяется сопротивлением резистора R_1 в цепи базы регулируемого транзистора, а также подбором характеристики пробоя ценеровского диода D . Экспериментальная проверка этой схемы показала, что приемный тракт может нормально работать при изменении амплитуды входного напряжения в динамическом диапазоне около 140 дБ; при этом выходная мощность изменялась, как это видно из рис. 87,б, весьма незначительно [Л. 63].

В заключение остановимся на особенностях температурной стабилизации усилителей, регулировка усиления в которых производится путем изменения глубины обратной связи. В качестве наиболее характерного примера рассмотрим схему с включением в цепь эмиттера усилительного транзистора нелинейного управляемого резистора; этим резистором является дополнительный транзистор, на один из электродов которого подается сигнал АРУ. Как было показано выше, такая схема с включением регулируемого транзистора в цепь эмиттера обеспечивает наиболее эффективную регулировку усиления.

Однако, так же как и при регулировке усиления, осуществляемой путем изменения режима работы транзи-

сторов по постоянному току, в схемах с регулируемой обратной связью имеет место противоречие между требованиями значительного диапазона регулировки усиления и высокой температурной стабильности характеристик усилителя. Это объясняется тем, что режимная нестабильность регулируемого элемента (дополнительного транзистора) приводит к температурной нестабильности параметров регулируемого усилителя.

Для того чтобы обеспечить высокую температурную стабильность характеристик усилителя с АРУ, усилительный транзистор и включенный в цепь его эмиттера регулируемый транзистор — нелинейный управляемый элемент цепи обратной связи — должны быть стабилизированы по схеме Ши (рис. 88). В эффективности такого способа построения температурно стабилизированной схемы регулируемого усилителя можно убе-

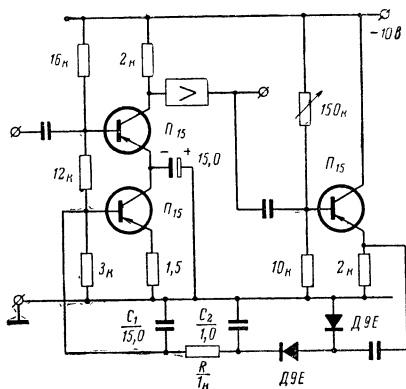


Рис. 88. Температурная стабилизация регулируемого усилителя по схеме Ши.

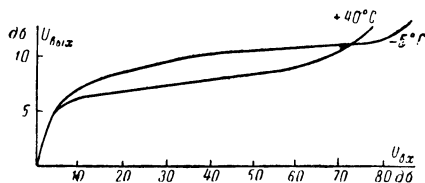


Рис. 89. Амплитудные характеристики температурно-стабилизированного по схеме Ши усилителя (см. рис. 88) при различных значениях температуры.

даться, рассматривая амплитудные характеристики усилителя, снятые для различных значений окружающей температуры (рис. 89). Кроме высокой температурной стабильности, рассмотренная схема отличается незначи-

28. Многокаскадные усилители

Рассмотрим схему многокаскадного широкополосного усилителя, изображенную на рис. 90.

[illegible]

ных сигналах их работа обеспечивает весьма незначительное изменение коэффициента усиления. На третий же каскад поступает сравнительно слабый сигнал, благодаря чему обеспечивается больший по сравнению со случаем идентичных каскадов диапазон регулировки. И хотя достигнутая в данном случае абсолютная величина глубины регулировки усиления невелика — всего около 20 дБ, усилитель представляет определенный интерес, так как он имеет значительную ширину полосы пропускания (порядка 100 МГц). К тому же такая компоновка каскадов дает возможность осуществлять регулировку усиления в смежных каскадах, не разделяя их

специальными согласующими элементами. Недостатком этого усилителя является некоторое затруднение получения постоянства коэффициента усиления при температурных колебаниях окружающей среды, что объясняется гальванической связью второго и третьего каскадов.

Основные характеристики усилителя: амплитудная $U_{\text{вых}} = \Psi(U_{\text{вх}})$ и регулировочная $K_U = \Psi_2(U_{\text{упр}})$, снятые при различных значениях температуры, представлены на рис. 91 и 92. Формы характеристик весьма незначительно изменяются при работе усилителя в интервале температур, что позволяет судить о достаточно высокой температурной стабильности параметров усилителя. Это свойство схемы достигнуто благодаря применению кремниевых транзисторов и одновременно действию нескольких дополнительных факторов (отрицательной обратной связи и питания от двух источников постоянного напряжения).

На рис. 93 и 94 изображены две практические схемы телевизионных усилителей промежуточной частоты с автоматической регулировкой усиления, осуществляемой одновременно в нескольких каскадах.

В первой схеме (рис. 93) управляющее напряжение подается на базу транзистора T_2 , а возникающее при этом изменение падения напряжения на резисторе в цепи эмиттера является сигналом АРУ для первого каскада, т. е. второй каскад является одновременно усилителем постоянного тока в канале АРУ. В обоих каскадах осуществляется прямая АРУ, для чего начальный режим работы обоих транзисторов по постоянному току должен быть выбран так, чтобы эмиттерные токи были близки по величине к $I_{\text{з2}}$ (см. рис. 2). Осо-

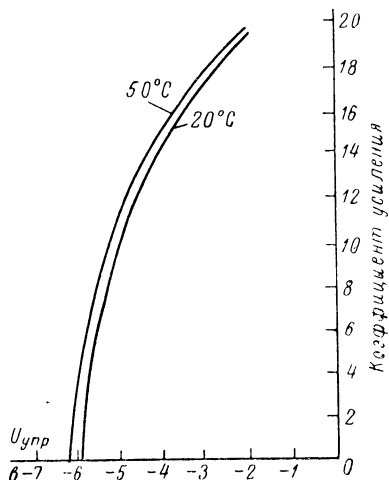


Рис. 91. Зависимость коэффициента усиления от управляющего напряжения при различных температурах (см. рис. 90).

бенностью схемы является использование в регулируемых каскадах транзисторов с разными видами регулировки ($I_{\text{э}}$ или $U_{\text{к}}$). Благодаря этому при изменении тока эмиттера коэффициент усиления по напряжению второго каскада остается неизменным в более широких пределах, чем коэффициент усиления первого каскада. Таким образом, достигается некоторая задержка действия АРУ. Уменьшение усиления в обоих каскадах составляет 60 дБ; кроме того, дополнительное изменение усиления достигается за счет согласования межкаскадных цепей связи, обусловленного изменением выходных сопротивлений регулируемых каскадов.

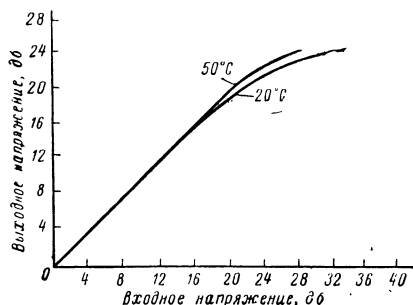
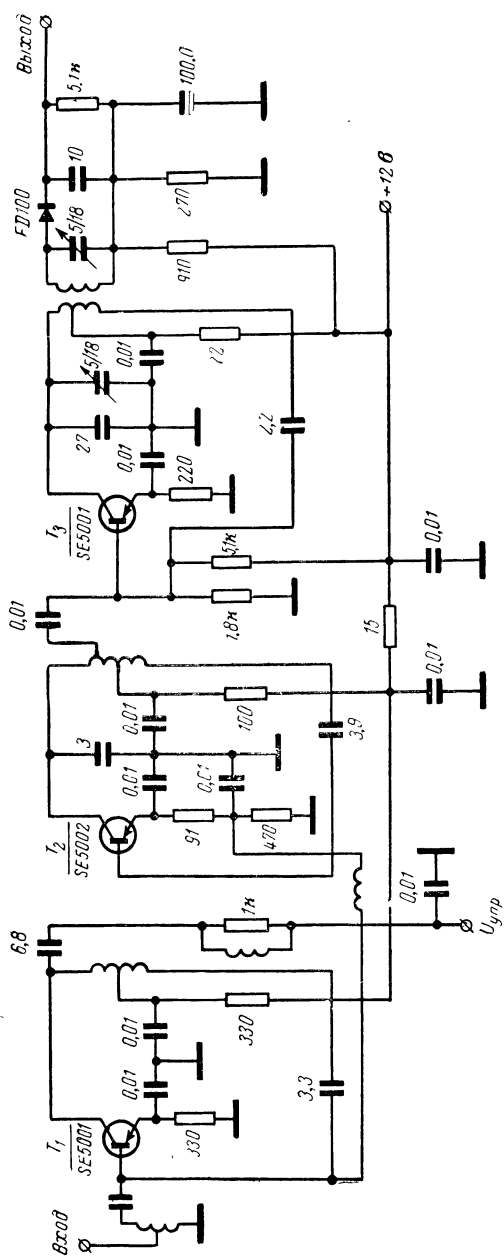


Рис. 92. Амплитудная характеристика усилителя (см. рис. 90) при различных значениях температуры (за 0 дБ принимается амплитуда напряжения, равная 2,8 мВ).

Во второй схеме (рис. 94) регулируются все три каскада, но непосредственно управляющий сигнал подается лишь на базу транзистора первого каскада.

Для изменения потенциала базы транзистора второго каскада используется перепад напряжений на сопротивлении, включенном в цепь эмиттера транзистора первого каскада. Что касается третьего каскада, то поскольку сумма эмиттерных токов транзисторов T_2 и T_3 должна иметь постоянную величину (т. е. $I_{\text{э}2} + I_{\text{э}3} = \text{const}$), изменение тока $I_{\text{э}2}$ должно вызывать противоположное изменение тока $I_{\text{э}3}$. Очевидно, что для получения наиболее эффективной регулировки усиления режим работы транзисторов T_2 и T_3 по постоянному току должен быть выбран так, чтобы в них осуществлялись различные виды регулировки: прямая АРУ во втором каскаде и обратная АРУ в третьем либо наоборот. В первом каскаде вид регулировки усиления такой же, как и во втором [Л. 13, 21, 35 и 41].

Достоинством рассмотренных схем с последовательным включением транзисторов по постоянному току является, во-первых, возможность производить регулировку усиления в нескольких каскадах при расходе



мощности управляющего сигнала лишь в одном каскаде, а, во-вторых, возможность осуществить температурную стабилизацию тока в одном каскаде. Ясно, что это позволяет существенно упростить схему усиления за счет сокращения числа входящих в нее элементов и тем самым повысить надежность ее работы.

29. Одновременное применение нескольких способов регулировки усиления

При разработке усилителей с автоматической регулировкой усиления хорошие результаты могут быть получены при одновременном использовании двух, а иногда и большего числа различных методов регулировки усиления. Одновременное использование различных методов регулировки особенно полезно, когда надо обеспечить большой диапазон регулировки, а также при необходимости получения надлежащего качества работы приемно-усилительного тракта.

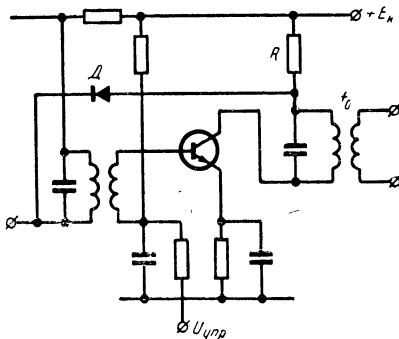


Рис. 95. Усилительный каскад, использующий два способа регулировки.

Известно, например, что при регулировке усиления путем изменения режима транзистора по постоянному току степень ослабления сигнала в регулируемом каскаде зачастую оказывается явно недостаточной. В этом случае может оказаться полезной схема, приведенная на рис. 95.

При сравнительно слабых сигналах на входе регулируемого каскада ток эмиттера, а следовательно, и ток коллектора велики. Соответственно в коллекторной цепи на резисторе R имеет место значительное падение напряжения ΔU_R , которое, будучи приложено к диоду D , запирает его. Если уровень входного сигнала увеличивается, то поступающее с выхода канала АРУ управляющее воздействие $U_{упр}$ приводит за счет уменьшения тока эмиттера (потенциала базы) к уменьшению коэффициента усиления каскада и одновременно с этим

к уменьшению величины ΔU_R . При некотором заданном значении уровня входного сигнала диод открывается и начинает шунтировать входной контур, внося в него переменное, зависящее от амплитуды усиливаемого напряжения сигнала затухание, т. е. $d_k = 1/[R + R_{упр}]$. Таким образом, данная схема позволяет получить при наличии сильных сигналов на входе тракта дополни-

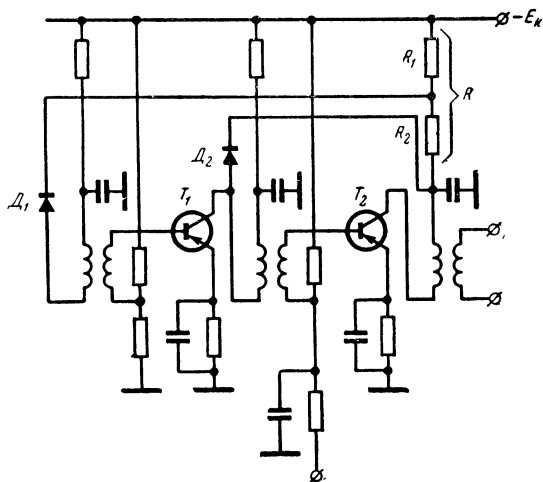


Рис. 96. Схема регулировки усиления изменением режима работы по постоянному току с одновременным включением шунтирующих диодов в контуры каскадов.

тельное изменение коэффициента усиления. Однако недостатком рассмотренной схемы является то, что в процессе регулировки усиления изменяется напряжение на коллекторе регулируемого транзистора, приводящее к изменениям емкости коллекторного перехода, а следовательно и резонансной частоты выходного контура.

При необходимости еще больше расширить диапазон регулировки шунтирующие диоды могут быть включены в нескольких контурах, например так, как это сделано в схеме, приведенной на рис. 96. В процессе регулировки усиления, осуществляемой изменением потенциала базы транзистора T_2 (в данном случае, имеет место косвенная I_3 -регулировка), изменяется падение напряжения на резисторе R , включенном в коллекторную цепь этого транзистора, а следовательно, и дифференциальное со-

противление диодов D_1 и D_2 , шунтирующих колебательные контуры в цепях базы и коллектора транзистора T_1 . Если изменение затухания контуров должно происходить одновременно и в одинаковой степени, то каскады диодов должны быть присоединены к одной точке и диоды управляются изменением одного и того же потенциала. В противном случае резистор R следует выполнить составным, т. е. $R=R_1+R_2$, а диоды должны быть присоединены к разным точкам.

Одновременное применение различных способов регулировки усиления может быть полезно и в том случае, когда по каким-либо причинам оказывается невозможным одинаковым способом осуществить регулировку во всех каскадах приемно-усилительного тракта. Например, если во всех каскадах приемника регулировка усиления осуществляется изменением режима транзисторов по постоянному току, то в преобразователе частоты производимая указанным образом регулировка усиления приводит к серьезным нарушениям работы; в частности, при больших величинах $U_{упр}$ выключается гетеродин (при выполнении смесителя и гетеродина на одном транзисторе). Однако регулировка усиления в преобразователе частоты может быть осуществлена путем изменения сопротивления цепи нагрузки, в то время как режим работы транзистора, на котором выполнен преобразователь, остается неизменным.

В качестве переменного резистора может быть использовано входное сопротивление первого каскада усилителя промежуточной частоты, величина которого изменяется в зависимости от уровня управляющего воздействия в довольно широких пределах, в особенности при включении транзистора по схеме с общей базой. Примером является схема, представленная на рис. 97; напряжение АРУ подведено к базе транзистора T_2 , на котором собран первый каскад усилителя промежуточной частоты. Нетрудно видеть, что при уменьшении тока эмиттера транзистора T_2 уменьшается коэффициент усиления каскада и растет его входное сопротивление, а в цепь нагрузки преобразователя вносится возрастающее сопротивление. Так как в исходном режиме (при малых сигналах) преобразователь с целью передачи наибольшей мощности в последующие элементы тракта, а следовательно, обеспечения максимальной чувствительности согласован с предыдущими и последующими це-

пиями, изменение величины $R_{вх}$ приводит к рассогласованию цепи нагрузки. В результате мощность сигнала, поступающая в усилитель промежуточной частоты, уменьшается.

Таким образом, непосредственным результатом подачи сигнала АРУ на базу транзистора T_2 является изменение коэффициента усиления сигнала промежуточной частоты, а косвенным — изменение величины передаваемой преобразователем мощности. Максимальный

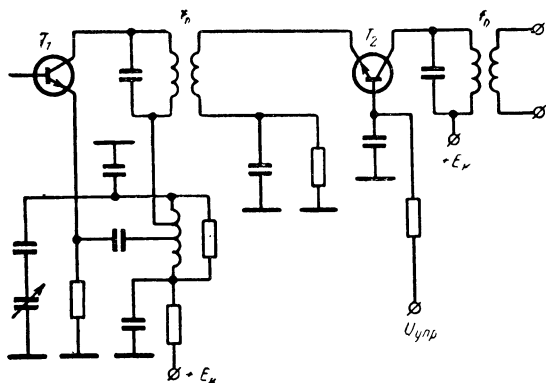


Рис. 97. Схема регулировки усиления путем изменения входного сопротивления транзистора при изменении управляющего напряжения.

коэффициент усиления по мощности будет при минимальной величине входного сопротивления первого каскада усилителя промежуточной частоты, т. е. при максимальном токе эмиттера транзистора T_2 . Интересно отметить, что такой способ регулировки усиления путем изменения условий согласования обладает свойствами системы АРУ с задержкой. Действительно, при слабых сигналах на входе, когда изменяющийся под непосредственным воздействием управляющего напряжения эмиттерный ток транзистора T_2 имеет сравнительно большую величину (порядка 0,5—1,5 ма), изменение входного сопротивления каскада невелико и его можно считать практически постоянным. Это значит, что преобразователь работает в режиме согласования или близком к нему, а значительное уменьшение мощности, передаваемой в усилитель промежуточной частоты (т. е. значительное рассогласование), наступает при $I_{э(T_2)} \leq 0,5 \text{ ма}$.

изменение мощности на нагрузке, мВт

изменение сопротивления нагрузки, ом

$0.06 = 1 \text{ мкВт}$

Рис. 98. Схема высокочастотной части транзисторного приемника с двойной регулировкой усиления (а) и его амплитудная характеристика (б).

11-2642

и концу регулировочной характеристики. Это объясняется существенной нелинейностью детектора при слабых сигналах на входе и возникновением перегрузки в усилительных каскадах при сильных сигналах.

В рассмотренных схемах изменение сопротивления диода может производиться путем подачи на него регулирующего воздействия непосредственно с нагрузки детектора АРУ. Но так как эффективность регулировки будет в этом случае невелика, то необходим усилитель постоянного тока, в качестве которого и использован первый каскад усилителя промежуточной частоты: с постоянного резистора, включенного в цепь коллектора транзистора этого каскада, усиленное напряжение АРУ поступает на диод.

Интересно отметить, что в рассмотренных выше схемах наличие диода, предназначенного для дополнительного расширения диапазона регулировки, способствует также некоторой стабилизации формы частотной характеристики усилителя в процессе регулировки усиления.

Так, в обычной схеме избирательного усилителя с двухконтурным фильтром в качестве цепи нагрузки и с регулировкой усиления, осуществляемой путем изменения потенциала базы усилительного транзистора (обратная АРУ), в процессе регулировки имеет место значительное изменение формы частотной характеристики. Это обусловлено тем, что изменяются параметры вторичного контура, в состав которого входят зависимые от интенсивности управляющего сигнала активная и реактивная составляющие входной проводимости регулируемого транзистора. В результате резонансная кривая усилителя, имеющая в исходном режиме вид одnogорбой кривой (критическая связь), становится двугорбой и сдвигается в область более высоких частот. Это объясняется тем, что при обратной АРУ растет входное сопротивление и уменьшается входная емкость регулируемого транзистора.

В схемах с диодом сопротивление его, входящее в состав первичного контура, уменьшается с ростом уровня сигнала АРУ и приводит к увеличению затухания контура. В результате уменьшается неравномерность частотной характеристики усилителя в процессе регулировки усиления. Что же касается сдвига частотной характеристики по оси частот, то в данной схеме его не удастся

устранить, так как изменение входной емкости усилительного транзистора ничем не компенсируется.

Для дополнительного расширения диапазона регулировки могут быть объединены два таких вида регулировки усиления, как введение во входную цепь усилителя резистивного управляемого делителя напряжения и изменение режима усилительного транзистора по постоянному току (рис. 99).

Схема эта интересна тем, что управляемый элемент делителя напряжения (им является транзистор T_1), введенного в цепь передачи полезного сигнала, одновременно входит в состав цепи подачи смещения на базу усилительного транзистора T_2 . Изменение управляющего напряжения приводит, следовательно, как к изменению коэффициента передачи делителя, так и к изменению потенциала базы транзистора T_2 . В качестве элемента с переменным сопротивлением использовано сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора T_1 , на базу которого подается

управляющий сигнал с выхода канала АРУ. Как видно из рис. 99, между коллектором и базой транзистора T_1 включен конденсатор большой емкости (порядка 1—2 мкф), благодаря чему имеет место глубокая обратная связь, а напряжения на коллекторе и базе приблизительно одинаковы, т. е. $K_U = U_K / U_6 \approx 1$.

Сопротивление между эмиттером и коллектором транзистора T_1 (управляемого элемента) может быть определено по следующей формуле:

$$R'_{кэ} = \frac{R_{кэ}}{1 + K_U S_6 R_{кэ}} \approx \frac{R_{кэ}}{1 + S_6 R_{кэ}}, \quad (99)$$

где S_6 — крутизна входной статической характеристики транзистора, определяемая из выражения

$$S_6 \approx 39 I_3. \quad (100)$$

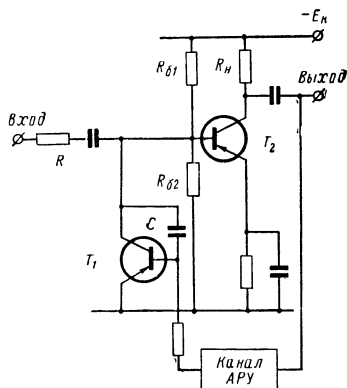


Рис. 99. Схема регулировки усиления изменением режима транзистора по постоянному току с одновременным введением во входную цепь усилителя резистивного делителя напряжения.

Так как $S_6 R_{кз} \gg 1$, то выражение (99) можно записать в следующем виде:

$$R'_{кз} \approx \frac{1}{S_6} = \frac{26}{I_a (ma)}. \quad (101)$$

В конечном итоге коэффициент усиления каскада (под каскадом понимается комбинация собственно усилительного каскада и делителя напряжения) определяется как

$$K'_U = K_U (U_{упр}) K_{Uдел} (U_{упр}). \quad (102)$$

Схема работает следующим образом. При увеличении уровня входного сигнала ток эмиттера транзистора T_1 увеличивается при воздействии управляющего напряжения. Это приводит к уменьшению сопротивления области эмиттер — коллектор $R_{кз}$, в результате чего растет коэффициент деления напряжения сигнала в резистивном делителе (он состоит из постоянного резистора R и управляемого транзистора T_1) и уменьшается отрицательный потенциал базы транзистора T_2 , т. е. падает коэффициент усиления по напряжению собственно усилительного каскада.

Экспериментально найдено [Л. 71], что если при регулировке усилителя, осуществляемой изменением тока эмиттера (или потенциала базы) усилительного транзистора, глубина регулировки не превышает 20 дБ, то комбинированная схема (рис. 99) позволяет осуществить регулировку с глубиной более 40 дБ при тех же пределах изменений управляющего сигнала. Очевидно, что имеются в виду не максимально возможные значения, а те, при которых уровень нелинейных искажений, возникающих в процессе регулировки, остается небольшим ($K_f = 1 \div 2\%$). Это объясняется тем, что рассматривается усилитель с амплитудной характеристикой, близкой к характеристике системы с идеальной АРУ, предназначенный для использования в профессиональных связных приемниках с высоким качеством воспроизведения (имеется в виду широкая полоса пропускания $\Delta F_{0,7} = 200 \text{ гц} \div 20 \text{ кГц}$).

Было также найдено, что основные характеристики усилителя (частотная характеристика, амплитудная характеристика и зависимость коэффициента нелинейных искажений от уровня входного сигнала), выполненного с использованием рассмотренного способа регулировки

усиления, отличаются высокой стабильностью как в процессе регулировки (это относится к частотной характеристике), так и в довольно широком интервале изменений температуры (от -20 до $+40^\circ\text{C}$). Для температурной стабилизации были использованы обычные способы, а также кремниевые транзисторы типов ОС602 и ОС604. В тех случаях, когда нелинейные искажения играют значительно меньшую роль, например в усилителях импульсных сигналов, и не являются более ограничивающим фактором, диапазон регулировки отдельного каскада с одновременным изменением коэффициента передачи делителя и режима усилительного элемента по постоянному току может иметь величину $60-70$ дБ.

Выше были рассмотрены варианты схем, где одновременно регулирующее воздействие подается непосредственно на усилительный элемент и какой-либо внешний элемент, включенный в цепь нагрузки. Этим, конечно, не ограничиваются возможные комбинации разных способов регулировки усиления, которые могут быть применены в приемно-усилительном тракте в зависимости от его назначения и предъявляемых к нему требований.

Остановимся еще на двух схемах, в которых регулировка усиления осуществляется путем изменения глубины отрицательной обратной связи с одновременным изменением затухания входной цепи или цепи нагрузки. Одна из этих схем представлена на рис. 100. Здесь при отсутствии (или малой величине) напряжения управляющего сигнала (имеющего положительную полярность, так как применены транзисторы $n-p-n$ типа) транзистор T_3 заперт (т. е. сопротивление перехода $R_{кз}$ велико) и не оказывает влияния на работу усилительного каскада. При увеличении $U_{упр}$ (предполагается, что $U_{упр} \equiv U_{сигн}$) транзистор T_3 открывается и шунтирует резистор R_{32} : чем больше $U_{упр}$, тем меньше $R_{кз}$; соответственно тем меньше сопротивление резистора $R_3 = R_{31} + R_{32}R_{кз}/(R_{32} + R_{кз})$ и больше коэффициент усиления каскада, так как

$$K_U \approx \frac{\alpha R_H}{(1 - \alpha)r_6 + r_3 + R_3}. \quad (103)$$

Одновременно с этим изменяется и входное сопротивление каскада:

$$R_{вх} \approx r_6 + \frac{r_3 + R_3}{1 - \alpha}. \quad (104)$$

И так как с уменьшением сопротивления \bar{R}_o величина $R_{вх}$ также уменьшается, то с выхода резистивного делителя напряжения $R-R_{вх}$ на вход усилительного каскада поступает меньший уровень сигнала. Надлежащим образом подобрав сопротивления резисторов R , R_{o1} и R_{o2} , а также режим работы транзистора T_3 по постоянному току (последнее осуществляется при помощи резистора R_K), можно добиться нужной формы амплитудной

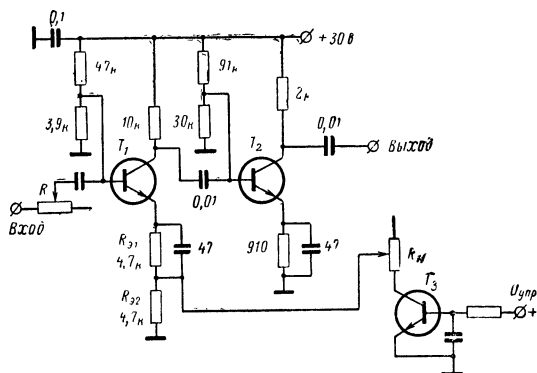


Рис. 100. Схема регулировки усиления изменением сопротивления отрицательной обратной связи с одновременным изменением входного сопротивления.

характеристики усиления, например постоянства $U_{вых}$ при изменении его в соответствии с каким-либо законом [Л. 73].

Вторая схема приведена на рис. 101. Здесь резисторы R_n и R_o зашунтированы нелинейными сопротивлениями, в качестве которых используются полупроводниковые диоды D_1 и D_2 . В исходном режиме, т. е. при отсутствии или слабом сигнале на входе, диод D_1 должен быть заперт (его сопротивление велико), а диод D_2 — открыт (его сопротивление мало); коэффициент усиления каскада при этом максимален. При увеличении амплитуды входного напряжения — при необходимости обеспечивать падающий характер зависимости $K_U \approx \varphi(U_{вх})$ — сопротивление диода D_1 должно уменьшаться, для чего на диод следует подавать возрастающее напряжение отрицательной полярности, а сопротивление диода D_2 должно увеличиваться (вплоть до полного за-

пирания при очень сильных сигналах), для чего на диод D_2 необходимо подавать возрастающее напряжение положительной полярности. Требуемый характер изменения управляющих напряжений обеспечивается введением в схему усилителя специального каскада, выполненного на транзисторе T_3 . Очевидно, что при увеличении уровня сигнала ток эмиттера транзистора T_3 должен уменьшаться. В результате эквивалентное со-

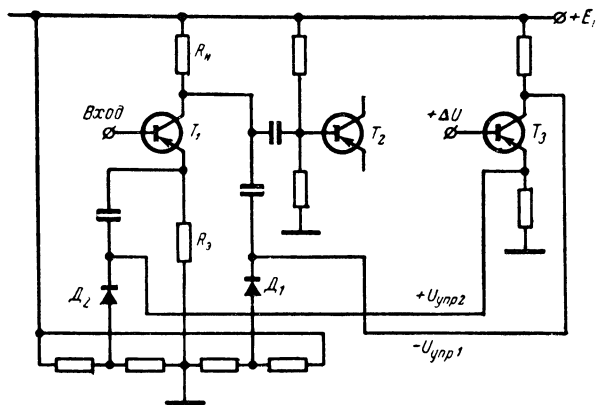


Рис. 101. Схема регулировки усиления изменением сопротивления отрицательной обратной связи с одновременным шунтированием сопротивления нагрузки.

противление нагрузки по переменному току, равное $R_H R_{д1} / (R_H + R_{д1})$, уменьшается, а эквивалентное сопротивление отрицательной обратной связи (также по переменному току), равное $R_2 R_{д2} / (R_H + R_{д2})$ (где $R_{д2}$ — сопротивление диода), увеличивается. Коэффициент усиления каскада уменьшается, причем пределы изменений величины K_U оказываются значительно шире, чем при использовании какого-либо одного метода регулировки.

Заключение

В заключение кратко перечислим те основные выводы, которые следует сделать, анализируя изложенный в книге материал.

Во-первых, автоматическую регулировку усиления в транзисторных схемах возможно осуществлять:

изменением режима работы усилительного прибора — транзистора — по постоянному току;

изменением величины сопротивления нагрузки усилительной схемы по переменному току;

изменением глубины отрицательной обратной связи, охватывающей усилительный каскад;

изменением коэффициента передачи нелинейных управляемых аттенуаторов, введенных в приемно-усилительный тракт.

Как очевидно, для расширения диапазона регулировки в транзисторном усилителе возможно одновременное использование нескольких способов.

Во-вторых, эффективность работы систем АРУ, осуществляемой воздействием на режим работы усилительного прибора по постоянному току, снижается из-за наличия схем температурной стабилизации режима транзистора. При осуществлении АРУ путем воздействия на внешние регулируемые элементы усилительной схемы влияние цепей температурной стабилизации практически не сказывается.

В-третьих, всем упомянутым в книге способам автоматической регулировки усиления свойственен серьезный недостаток, заключающийся в зависимости формы частотной характеристики от уровня входного сигнала. При необходимости устранить указанный недостаток схему усилителя приходится в той или иной степени усложнять введением компенсирующих цепей.

В соответствии со сказанным могут быть сделаны следующие рекомендации:

1. Необходимо форсировать работы по созданию специальных транзисторов с удлиненными характеристиками, подобными характеристикам ламп «варимю». Наличие таких транзисторов позволило бы значительно повысить качество и эффективность работы систем автоматической регулировки усиления, осуществляемой путем изменения режима работы транзистора по постоянному току.

2. Для обеспечения надлежащего качества регулировки усиления, осуществляемой путем изменения сопротивления внешних элементов усилительной схемы в цепи обратной связи и в цепи нагрузки, должны быть разработаны специальные нелинейные приборы, обладающие гарантированной формой вольт-амперной характеристики. Такие приборы можно будет применять при разработке соответствующих радиотехнических устройств без специального подбора, практикуемого в настоящее время.

3. Следует возможно шире применять в составе приемно-усилительных устройств различного назначения управляемые нелинейные аттенюаторы, обеспечивающие наиболее эффективную по сравнению с другими известными способами регулировку усиления, т. е. значительный диапазон регулировки при высокой стабильности всех параметров в меняющихся условиях эксплуатации и практически неизменную форму частотной характеристики, причем все это в весьма широком диапазоне частот. Кроме того, аттенюаторы такого типа могут выпускаться в виде конструктивно отдельных функциональных узлов — в модульном или микромодульном выполнении, что сделает их пригодными для применения в широком классе приемных устройств, имеющих различное назначение и работающих в различных частотных диапазонах.

Итак, в книге впервые собран, обобщен и систематизирован практически весь известный в настоящее время материал, посвященный вопросам теоретического исследования и практического осуществления транзисторных усилителей с автоматической регулировкой усиления. Основная цель, которую ставили перед собой авторы, — помочь разработчикам радиоэлектронной аппаратуры с максимальной эффективностью выбрать те или иные схемы АРУ в усилителях различного назначения. О том, насколько эта цель достигнута, — судить читателям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Webster W. M., On the variation of junction transistor current amplification factor with the emitter current, Proc. IRE, 1954, VI, v. 42, № 6, p. 914—920.
2. Петров Л. А., Сытый Г. Ф., Изменения параметров сплавных германиевых транзисторов типа *p-n-p* в зависимости от материала и рабочей точки, Сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», изд-во «Советское радио», 1957, вып. 2, стр. 149—160.
3. Blecher F. N., Automatic gain control of junction transistor amplifiers, Proc. of Natl. Electronics Conference, 1953, v. 9, p. 731—737.
4. Barton L. E., An experimental transistor personal broadcast receiver, Proc. IRE, 1955, IX, v. 42, № 7, p. 1062—1066.
5. AGC for transistor amplifiers, Electronics, 1954, 1, v. 27, № 1, p. 224, 226, 228.
6. Korn O., Automatische Verstärkungsregelung mit Transistoren, Radio Mentor, 1956, IV, v. 22, № 4, S. 208—210.
7. Banovic F. J., Miller R., A new AGC circuit, IRE Trans. of Broadcast and Television Receivers, 1959, I, v. BTR-5, № 1, p. 5—9.
8. Steinke L., Der geregelte Transistor, Nachrichtentechnik, 1959, № 6, S. 261—264.
9. Pope G. J., Transistor constant-volume amplifier, Wireless World, 1960, II, v. 66, № 2, p. 88—91.
10. Van Anrooy P. H., Some design aspects of automatic volume control for television receivers, IRE Trans. of Broadcast and Television Receivers, 1960, VII, v. BTR-6, № 2, p. 46—56.
11. Деметьев Е. П., Нелинейные искажения в усилителях на полупроводниковых триодах с автоматической регулировкой усиления, «Радиотехника», 1959, т. 14, № 11, стр. 58—66.
12. Деметьев Е. П., К расчету АРУ в усилителях на полупроводниковых триодах, «Радиотехника», 1959, т. 14, № 6, стр. 39—44.
13. Overbeek A. J., Transistor-Verstärker mit Regelung der Verstärkung, Radio Mentor, 1961, Bd 27, № 5, S. 423.
14. Weldon L. A., Designing AGC for transistorized receivers, Electronic Design, 1962, 13/IX, v. 10, № 19, p. 64—71.
15. Sinclair J. C., Forward or reverse transistor AGC, Electronic Design, 1963, 25/X, v. 11, № 23, p. 64—69.
16. Golden A., Amplifier IF variable gain, solid-state design, 1963, II, v. 4, № 2, p. 25—29.

17. Olston J., AGC in transistor receivers, *Radio and Electrical Retailing*, 1962, v. 17, № 8, p. 97, 98, 112.
18. Smith E. C., A transistor amplifier with AGC, *Electronic Industries*, 1963, I, v. 22, № 1, p. 200—202.
19. Santilli R. A., Wheatley C. F., A five-transistor automobile receiver employing drift transistors, *IRE Natl. Conv. Record*, 1959, 23—26, 111, pt 7, p. 77—84.
20. Thorne D., Fournier R. V., Improvements in detection gain-control and audio-driver circuits of transistorized broadcast-band receivers, *IRE Natl. Conv. Record*, 1959, 23—26/III, pt 7, p. 85—92.
21. James J. R., Some transistor requirements for AGC operation, *J. Brit. IRE*, 1962, v. 23, № 6, p. 440—443.
22. Chow W. F., Stern A. P., Automatic gain control of transistor amplifiers, *Proc. IRE*, 1955, IX, v. 43, № 9, p. 1119—1127.
23. Perkins J. F., Transistor cascode circuit improves automatic gain control in amplifiers, *Electronics*, VI, 1961, v. 36, № 22, p. 49.
24. Hopper A. L., An improved method of gain control for transistor IF amplifiers, *Proc. Natl. Electronics Conference*, 1960, v. 16, p. 152—156.
25. Lane R. A., A novel AGC method for the transistor IF amplifiers, *Semiconductor Products*, 11, 1962, v. 5, № 2, p. 40—45.
26. Hurtig C. R., Constant-resistance AGC attenuator for transistor amplifiers, *IRE Trans. on Circuit Theory*, 1955, VI, v. CT-2, № 2, p. 191—195.
27. Lane R. Q., Jones B. L., The design of bandpass amplifiers using an improved AGC transistor.
28. Schneiber H., L'antifading dans les recepteurs á transistors Toute la radio, 1960, III—IV, № 244, p. 121—122.
29. Bikker P., Molemann P. F., Transistor und Bandfilterkreis im ZF-Verstärker, *Radio Mentor*, 1956, XI, S. 708—711.
30. Scully C. T. and oth., Automatic gain control arrangements for transistor amplifiers, *GB Patent* № 817,417, Cl. 40(6)T, 1959, 29/VII.
31. Read E. F., Automatic gain control circuit for use in transistor amplifiers, *Pat. USA*, cl. 250-20, № 2,949,533, 16/VIII 1960.
32. Sheehan W. E., Automatic gain control systems, *Pat. USA*, cl. 330-22, № 3,015,076, 26/XIII 1961.
33. Freedman L. A., Automatic gain control system for semiconductor devices, *Pat. USA*, cl. 250—20, № 3,003,157, 10/X 1961.
34. Freedman L. A. and oth., An experimental automobile receiver employing transistors, *Proc. IRE*, 1955, VI, v. 43, № 6, p. 671—678.
35. Perfectionnements aux amplificateurs, *Pat. France*, cl. HO3g, № 1,274,947, 25/IX 1961.
36. Harmer J. D., Gain control circuits, *Pat. USA*, cl. 330-29, № 3,036,275, 22/V 1962.
37. Wilhelmsen C. R., Automatic gain control system utilizing constant current source, *Pat. USA*, cl. 250-20, № 2,912,572, 10/XI 1959.
38. Johnson E. F., Analysis of garmonic distortion in transistors, *Electronics and Communications*, 1962, V, v. 10, № 5, p. 31—36.
39. Bussard E. J. H., Transistorized alternating current amplifier with gain control, *Pat. USA*, cl. 330-18, № 2,931,988, 5/IV 1960.
40. Bosco W., Transistor amplifier with AVC, *Pat. USA*, cl. 330-13, № 2, 949,579, 16/VIII 1960.

41. Suzuki H. S., Forward AGC design considerations in transistorized television receivers, IEEE Trans., 1963, v. BTR-9, № 3, p. 83—93.

42. Савельев С. А., Челноков О. А., Высоочастотные параметры и эквивалентная схема транзистора П411, Сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», изд-во «Советское радио», 1963, № 10, стр. 310—337.

43. Thomas H., Crossmodulation in transistorized TV tuners, IEEE Trans., 1963, XI, v. BTR-9, № 3, p. 41—47.

44. James J. R., Bradley D. J., Transistor frequency response, Electronic Technology, 1961, III, v. 38, № 3, p. 80—82.

45. Henrico J., Nouveua systeme de C. A. G. additionnel, Toute l'Electronique, 1963, v. 3, № 274, p. 107—109, 114.

46. Крисиллов Ю. Д., Испытание схемы автоматической регулировки транзисторных усилителей, Сборник «Полупроводниковые приборы и их применение», изд-во «Советское радио», 1963, № 9, стр. 224—229.

47. Duncan D. M., AGC in transistor broadcast receivers, IRE Trans. on Broadcast and Telev. Receivers, 1962, v. 8, № 2, 125—134.

48. Brown J. S., Semiconductor gain control techniques, Proc. Nat. Electronics Conference, 1960, v. 16, p. 541—548.

49. Brown J. S., Improving gain control of transistor amplifiers, Electronics, 1961, IV, v. 34, № 17, p. 108—110.

50. Bowers L. C., Attenuator controls amplifier gain, Electronics, 1961, IX, v. 34, № 39, p. 150.

51. Susi F., Solving the AGC dilemma servo system uses attenuator, Electronics, 1963, 19/VII, v. 36, № 29, p. 30—34.

52. Karr C. H., Programmed video gain control is linear over 6 db range, Electronic Design, 1963, 11/II, v. 11, № 3, p. 64, 67.

53. Bowers J. C., A wide-range AGC circuit, EEE, XI, 1963, v. 11, № 11, p. 58.

54. Miller E. C., Audio volume compressor, Electronics, 1960, 8/I, v. 33, № 2, p. 62.

55. Иванов Г. И., Лишин Л. Г., Схема автоматической регулировки усиления по низкой частоте с полупроводниковым диодом, Труды ВНИИ звукозаписи, 1962, в. 10, стр. 58—64.

56. Shirman I. A., Transistor automatic gain control for audio frequencies, Commun. and Electronics, 1961, I, № 52, p. 664—669.

57. Saari V. R., Automatic gain control circuit, Pat. USA, cl. 330-145, № 2.971.164, 1961, 7/II.

58. Saari V. R., Transistor 70 mc IF amplifier, 1958 Transistor and Solid State Circuits Conference, Philadelphia.

59. Bodtman W. F., Ruthroff C. L., A wideband transistor IF amplifier for space and terrestrial repeaters using grounded-base transformed-coupled stages, Bell. Techn. J., 1963, v. 42, № 1, p. 37—54.

60. Stülpner K., Automatische Verstärkungsregelung bei Transistorverstärkern, Funktechnik, 1961, № 6, S. 170—171.

61. Cope R. W., Variable-gain amplifier has 40 db range, Electronic Design, 1962, VII, v. 10, № 14, p. 88.

62. Ращепляев Ю. С., Способ изменения коэффициента усиления транзисторного усилителя, «Приборостроение», 1963, № 2, стр. 30,

63. Franke E., AGC design for wide-range inputs, *Electronic Design*, 1962, XI, v. 8, № 23, p. 102—105.

64. Heinchon J., A study of gain control of audio amplifiers, *Semiconductor Products*, 1961, X, v. 4, № 10, p. 40—43.

65. Wilhelmsen C. R., Automatic gain control system, *Pat. USA*, cl. 179—171, № 2.833.870, 6/V, 1958.

66. Heine W. F., Meri K., Automatic volume control transistor circuit arrangement, *Pat. USA*, cl. 330-28, № 3.019.396, 1962.

67. Herkert H., Transistorversärkerstufe mit Begrenzer- und Sperrwirkung, *Pat. ФРГ*, cl. 21a², 18/08, № 1.081.055, 22/II, 1962.

68. Harris R. A., Balanced drive for semiconductor diode attenuator in automatic gain controlled amplifier, *Pat. USA*, cl. 323-66, № 3.115.601 5/01, 1960.

69. Ballentine W. E. et al., The solid-state receiver in the TL radio system, *The Bell System Technical J.*, 1962, XI, v. 41, № 6, p. 1831—1862.

70. Кантор Л. Я. и др., Групповой приемник для многопрограммного вещания по проводам, «Вестник связи», 1964, № 2, стр. 3—5.

71. Knobloch W., NF-volumenregler für 4 dB Regelbereich mit Transistoren, *Radio Mentor*, 1961, Bd 27, № 1, S. 35—39.

72. Beckley J. C., Benson W. D., Medium- and long-wave portable receiver using Mullard AF4117 transistor, *Mullard Techn. Communication*, 1961, v. 6, № 53, p. 114—121.

73. Smith W. W., Fast AGC amplifier locks monopulse radar on target, *Electronics*, 1963, 27/IX, v. 36, № 39, p. 34—36.

74. Morgan A. G. H. et al., Improvements in and relating to variable gain electric signal amplifiers, *England, Pat. № 888.995*, cl. 40(6), 7/II 1962.

75. Dispositif de controle de gain d'amplificateur, *Pat. № 1.306.715*, 8/IX, 1961, France.

76. Smith W. J., Attenuator for strong signals in a radio receiver, *Pat. USA*, cl. 330-24, № 3.052.853, 3/VI, 1959.

77. Warren E. G., A variable attenuator using a transistor, *Proceedings IRE Australia*, 1962, v. 23, № 8, p. 473—475.

78. Грибов Э. Б., Исследование выходной проводимости полупроводникового триода, *Известия вузов, «Приборостроение»*, 1961, т. IV, № 5, стр. 32—42.

79. Грибов Э. Б., Частотные свойства выходной проводимости плоскостного транзистора, *Известия вузов, «Приборостроение»*, 1963, т. VI, № 4, стр. 11—18.

80. Gourevitch J., Circuits accordes et transistors, *Toute l'Electronique*, *Fevrier* 1964, № 283, p. 47—49.

81. Е. Караеров, Частотные характеристики транзисторов, журнал «Радио», 1962, № 12.

О Г Л А В Л Е Н И Е

Введение	3
Глава первая. Автоматическая регулировка усиления путем изменения режима питания транзисторов по постоянному току	5
1. Регулировка усиления в транзисторном усилителе	5
2. Прямая и обратная АРУ	8
3. Способы подачи регулирующего воздействия на транзистор	13
4. Особенности выполнения канала АРУ	21
5. Принципы построения схем с задержкой действия АРУ	26
6. Способы повышения эффективности регулировки усиления	31
7. Методы расчета регулируемого каскада	35
8. Особенности регулировки усиления в многокаскадном усилителе	42
9. Способы построения экономичных схем регулировки усиления в многокаскадных усилителях	47
Глава вторая. Автоматическая регулировка усиления путем введения в усилительные каскады элементов, сопротивление которых изменяется под действием управляющего сигнала	50
10. Использование нелинейных элементов в качестве регулируемых сопротивлений цепи нагрузки	50
11. Использование входного сопротивления транзистора в качестве нелинейного управляемого элемента	55
12. Способ расширения диапазона регулировки усиления	59
13. Регулировка усиления путем изменения коэффициента передачи нелинейного управляемого делителя напряжения	62
14. Нелинейный делитель напряжения с транзистором в качестве управляемого элемента	67
15. Регулировка усиления путем изменения глубины отрицательной обратной связи	74
16. Частотные ограничения управляемых нелинейных резисторов	79
Глава третья. Способы стабилизации частотных характеристик усилителей с АРУ	83

17. Зависимость формы частотной характеристики каскада от изменений режима транзистора по постоянному току	83
18. Общие способы стабилизации частотной характеристики регулируемого усилителя	87
19. Применение каскодной схемы для повышения стабильности частотных характеристик усилителя	94
20. Стабилизация частотных характеристик регулируемого каскада посредством введения в схему компенсирующих элементов	97
21. Коррекция частотной характеристики в регулируемом апериодическом каскаде	105
22. Нелинейные искажения при регулировке усиления изменением режима транзисторов по постоянному току	109
23. Регулировка усиления в температурно-стабилизированной схеме	112
Глава четвертая. Практические схемы усилителей с автоматической регулировкой усиления	117
24. Усилители с параллельным управляемым делителем напряжения	117
25. Особенности выполнения последовательного делителя напряжения	123
26. Четырехполюсники с управляемым коэффициентом передачи	130
27. Усилители с регулируемой обратной связью	138
28. Многокаскадные усилители	144
29. Одновременное применение нескольких способов регулировки усиления	149
Заключение	159
Литература	162

Крылов Герман Михайлович и Смирнов Генрих Анатольевич
Транзисторные усилители с автоматической регулировкой
усиления. (Б-ка по радиоэлектронике, вып. 8). М.—Л.,
издательство «Энергия», 1967. 168 стр. с илл.

Редактор *А. А. Енин*

Техн. редактор *Т. Г. Усачева*

Корректоры *И. А. Володьева, З. Б. Шлайфер*

Сдано в набор 30/IX 1966 г.	Подписано в печать 20/XII 1966 г.
Бумага типографская № 2, 84×108 ¹ / ₃₂	Физ. печ. л. 5,25
Усл. печ. 8,82	Уч.-изд. л. 8,91
Тираж 15 000 экз.	Цена 45 коп.
	Заказ 2642

Издательство «Энергия».

Москва, Ж-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 45 коп.