

**А.П. ЛУКОШКИН  
И.Г. КИРЕНСКИЙ  
О.В. ПЕТРОВ**



# **УСИЛИТЕЛИ НА ТРАНЗИСТОРАХ СО СТАБИЛЬНЫМИ ФАЗОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ**



**«ЭНЕРГИЯ»**

БИБЛИОТЕКА  
ПО РАДИО  
ЭЛЕКТРОНИКЕ

*Выпуск 43*

А. П. ЛУКОШКИН,  
И. Г. КИРЕНСКИЙ,  
О. В. ПЕТРОВ

# УСИЛИТЕЛИ НА ТРАНЗИСТОРАХ СО СТАБИЛЬНЫМИ ФАЗОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ



«Э Н Е Р Г И Я»  
МОСКВА 1973



Scan AAW

6Ф2.12

Л 84

УДК 621.375.1

**Лукошкин А. П. и др.**

**Л 84 Усилители на транзисторах со стабильными фазовыми характеристиками. М., «Энергия», 1973.**

112 с. с ил. (Б-ка по радиоэлектронике. Вып. 43).

Перед загл. авт.: А. П. Лукошкин, И. Г. Киренский, О. В. Петров

В книге кратко рассматриваются причины неустойчивости фазы сигнала на выходе логарифмических усилителей и усилителей с ограничением при изменении уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне. Излагаются способы стабилизации фазы выходного сигнала при изменении уровня входного сигнала. Описываются схемы усилителей и методы их настройки.

Дается анализ работы схем, приводятся методика расчета и оценка устойчивости фазы выходного сигнала радиоусилителей с большим динамическим диапазоном.

Книга предназначена для широкого круга читателей: инженеров, разработчиков радиоаппаратуры, а также для студентов вузов и техникумов.

Л 0343-265 — 249-73  
051(01)-73

6Ф2.12

© Издательство «Энергия», 1973 г.

ЛУКОШКИН АНАТОЛИЙ ПЕТРОВИЧ,  
КИРЕНСКИЙ ИННОКЕНТИЙ GERMAHOVИЧ,  
ПЕТРОВ ОЛЕГ ВИКТОРОВИЧ

**Усилители на транзисторах  
со стабильными фазовыми характеристиками**

Редактор Г. М. Крылов

Редактор издательства Ю. Н. Рысев

Технический редактор Н. А. Галанчева

Корректор Е. Х. Горбунова

Сдано в набор 2/III 1973 г.

Подписано к печати 21/VIII 1973 г.

T-14405

Формат 84×108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>

Бумага типографская № 2

Усл. печ. л. 5,88

Уч.-изд. л. 6,53

Тираж 10 000 экз. Зак. 95

Цена 33 коп.

Издательство «Энергия». Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома  
при Государственном комитете Совета Министров СССР  
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,  
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

При построении приемно-усилительных трактов, входящих в состав систем автоматического регулирования, связи, телеметрии и т. д. [Л. 1—5], одним из важнейших требований является обеспечение независимости фазы сигнала на выходе усилителя радиочастоты от изменений уровня входного сигнала. В линейных усилителях, работающих в условиях усиления сигналов, уровень которых сравнительно мал и изменяется в небольшом диапазоне, достижение практически постоянного значения фазы выходного сигнала не представляет большого труда. На практике диапазон изменения уровней входных сигналов оказывается достаточно большим, порядка 60—80 дБ и выше. Для усиления таких сигналов линейные усилители непригодны и обычно применяют усилители с нелинейными амплитудными характеристиками как, например, усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками и усилители с ограничением. Известно, что нелинейным усилителям любого типа присуща более или менее значительная зависимость формы фазовых характеристик, а следовательно, и фазы выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала. Поэтому при построении приемно-усилительных трактов возникает задача построения логарифмических радиоусилителей и усилителей с ограничением, фаза сигнала на выходе которых оставалась бы постоянной или изменялась бы в небольших пределах при изменении уровня входного сигнала в диапазоне порядка 60—80 дБ.

Рассмотрению способов стабилизации фазы выходного сигнала в усилителях, имеющих значительный динамический диапазон, описанию схем радиоусилителей с ограничением и логарифмических усилителей с фазовыми характеристиками повышенной

стабильности, изложению основ расчета и проектирования фазостабильных радиоусилителей и посвящается настоящая книга. В ней нашли отражение результаты исследований, проводимых на кафедре радиоприемных устройств Ленинградского института авиационного приборостроения, а также результаты работ, опубликованных в отечественной и зарубежной литературе.

Первые три главы (кроме § 6 и 7) и § 12 написаны А. П. Лукошкиным, § 6 и 7 — А. П. Лукошкиным совместно с О. В. Петровым, § 5, 10 и 11 написаны И. Г. Киренским, § 13 — О. В. Петровым.

Замечания и пожелания по данной книге просим направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая набережная, 10.

## ГЛАВА ПЕРВАЯ

# ПРИЧИНЫ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА В РАДИОУСИЛИТЕЛЯХ НА ТРАНЗИСТОРАХ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

## 1. УСИЛИТЕЛИ НА ТРАНЗИСТОРАХ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

Уровень сигналов на входе приемно-усилительных трактов различного назначения обычно изменяется в больших пределах и может составлять 60—80 дб, что вынуждает использовать усилительные устройства, обладающие широким динамическим диапазоном по входным сигналам [Л. 6—9]. Наибольшее распространение среди радиоусилителей в настоящее время находят усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками, усилители с ограничением и усилители с различными видами регулировки усиления.

Логарифмическими называются усилители, амплитудная характеристика которых описывается системой уравнений (рис. 1-1)

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых.у}} &= K_0 U_{\text{вх.у}} \text{ при } U_{\text{вх.у}} < U_{\text{вх.у.н}}; \\ U_{\text{вых.у}} &= K_0 U_{\text{вх.у.н}} + a \ln \frac{U_{\text{вх.у}}}{U_{\text{вх.у.н}}} \text{ при } U_{\text{вх.у}} \geq U_{\text{вх.у.н}}. \end{aligned} \right\} \quad (1-1)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления в линейном режиме;  $U_{\text{вх.у.н}}$  — амплитуда входного напряжения, начиная с которого характеристика становится логарифмической;  $a$  — коэффициент, определяющий наклон логарифмической характеристики.

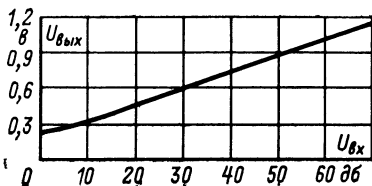


Рис. 1-1. Амплитудная характеристика логарифмического усилителя.

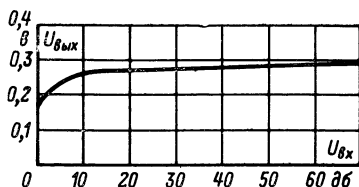


Рис. 1-2. Амплитудная характеристика усилителя с ограничением.

Усилителями с ограничением называются усилители, амплитудная характеристика которых описывается системой уравнений (рис. 1-2)

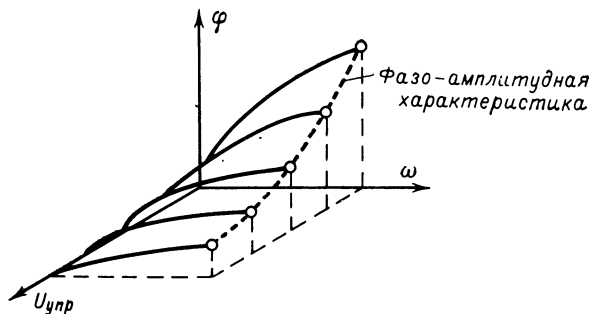
$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых.у}} &= K_0 U_{\text{вх.у}} \quad \text{при } U_{\text{вх.у}} < U_{\text{вх.у.п}}; \\ U_{\text{вых.у}} &= K_0 U_{\text{вх.у.п}} \quad \text{при } U_{\text{вх.у}} \geq U_{\text{вх.у.п}} \end{aligned} \right\} \quad (1-2)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления в линейном режиме;  $U_{\text{вх.у.п}}$  — амплитуда входного напряжения, начиная с которого амплитуда выходного напряжения остается постоянной.

В радиоусилителях с большим динамическим диапазоном наряду с амплитудной [ $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ ] и фазо-частотной [ $\varphi = f(\omega)$ ] характеристиками большое значение имеет зависимость фазового сдвига выходного сигнала по отношению к входному от изменений уровня входного сигнала  $\varphi = f(U_{\text{вх}})$ , которая по аналогии с фазо-частотной может быть названа фазо-амплитудной характеристикой<sup>1</sup>. Интерес представляет не абсолютное значение сдвига фазы напряжения на выходе усилителя, а его приращение, возникающее при изменении уровня входного сигнала  $\Delta\varphi = f(U_{\text{вх}})$ . Эта зависимость в дальнейшем и будет называться фазо-амплитудной характеристикой.

Такое определение фазо-амплитудной характеристики остается справедливым и для усилителей импульсных сигналов. Следует только отметить, что изменение фазового сдвига и амплитуда входного

<sup>1</sup> Понятие о фазо-амплитудной характеристике усилителя с управляемым усилением может быть выяснено на основе пространственного представления свойств усилителя, т. е. на базе использования методов многомерного пространства. В общем виде фазовая характеристика управляемого усилителя любого типа, являющаяся функцией нескольких переменных, например частоты и уровня управляющего сигнала, будучи построена в трехмерном пространстве, имеет вид пространственного рельефа.



Сечение последнего плоскостью, параллельной плоскости  $\varphi - U_{\text{упр}}$ , позволяет получить зависимость фазы выходного сигнала от изменения уровня управляющего воздействия (или уровня входного сигнала — для логарифмических усилителей). На основании проведенного построения нетрудно сформулировать условие отсутствия нежелательных фазовых искажений в усилителях с широким динамическим диапазоном по входным сигналам: фазо-амплитудная характеристика должна быть горизонтальной в заданном интервале уровней управляющих (или входных) сигналов. *Прим. ред.*

сигнала должны измеряться в установившемся режиме. Примерный вид фазо-амплитудных характеристик показан на рис. 1-3; очевидно, что их форма зависит от способа построения радиоусилителей.

Известно несколько способов построения логарифмических радиоусилителей. Основные — это шунтирование цепей нагрузки нелинейными элементами и суммирование выходных напряжений всех или ряда каскадов.

На рис. 1-4 изображена блок-схема усилителя, в котором логарифмическая амплитудная характеристика получена путем шунтирования цепей нагрузки отдельных каскадов нелинейными элементами; обычно это — полупроводниковые диоды.

В радиоусилителях рассматриваемого типа с увеличением уровня входного сигнала происходит значительное изменение входного сопротивления нелинейных элементов — как активной, так и реактивной (как правило, емкостной) составляющих. Это приводит к изменению формы частотной и фазо-частотной характеристик усилителя. Применение специальных способов стабилизации фазовых характеристик представляет как принципиальные, так и схемные трудности<sup>1</sup>.

По сравнению с известными типами логарифмических усилителей лучшими возможностями обладают усилители, построенные по принципу суммирования выходных напряжений каскадов (рис. 1-5)\*.

Как видно, напряжение с выхода каждого каскада поступает в сумматор; снимаемый с последнего сигнал представляет собой выходное напряжение усилителя [Л. 6]. На форму логарифмической амплитудной характеристики такого усилителя большое влияние оказывает идентичность амплитудных характеристик отдельных кас-

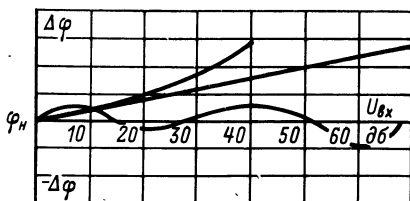


Рис. 1-3. Фазо-амплитудные характеристики усилителей с большим динамическим диапазоном.

<sup>1</sup> Стабилизация формы частотной и фазовой характеристик усилителя, построенного по принципу нелинейного шунтирования нагрузки, производится путем:

либо использования более сложных цепей межкаскадной связи, описываемых дифференциальными уравнениями, порядок которых выше четвертого, например двухконтурных связанных систем,

либо выполнения нелинейных устройств в виде комбинации нелинейных элементов и линейных резисторов. Способы стабилизации частотно-фазовых свойств логарифмических усилителей с шунтированием нагрузки описаны в ряде работ советских и зарубежных авторов. *Прим. ред.*

\* Правильнее было бы назвать усилители такого типа многоканальным логарифмирующим устройством, каждый канал которого состоит из различного числа каскадов и обладает в связи с этим различным усилением (см. книгу Г. М. Крылова и А. В. Вишнева «Проектирование логарифмических усилителей с непрерывным детектированием сигнала». М., «Энергия», 1970). *Прим. ред.*



кадов. Для повышения идентичности амплитудных характеристик каскадов целесообразно в каждом каскаде применять ограничение для больших уровней сигналов.

В усилителях с суммированием выходных напряжений ряда каскадов достигается более высокая точность амплитудных характеристик и может быть обеспечено, как будет показано ниже, значительно меньшее изменение фазы выходного сигнала в пределах динамического диапазона по сравнению с усилителями других типов.

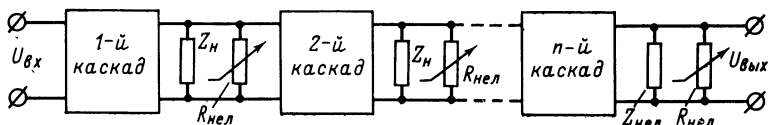


Рис. 1-4. Блок-схема логарифмического радиоусилителя с шунтированием нагрузок нелинейными элементами.

В условиях эксплуатации при изменении температуры окружающей среды стабильность характеристик в этих усилителях также получается более высокой. Кроме того, многокаскадные усилители с суммированием сигналов в схемном и конструктивном отношении проще усилителей с шунтированием нагрузок нелинейными элементами.

Радиоусилители с ограничением также выполняются в виде различных модификаций, определяемых примененным способом ограничения. Это ограничение за счет использования диодов и ограничение за счет отсечки коллекторного тока в транзисторах.

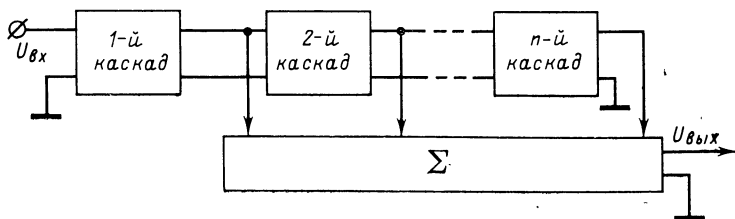


Рис. 1-5. Блок-схема логарифмического радиоусилителя с суммированием сигналов.

Первый способ обладает существенными недостатками. Качество ограничения зависит от уровня входных сигналов, так как с изменением уровней входных сигналов происходит значительное изменение параметров ограничивающих диодов. Последнее обстоятельство приводит также к значительному изменению фазы выходного сигнала в пределах динамического диапазона.

По этой причине в настоящее время при построении радиоусилителей ограничение сигналов осуществляется за счет отсечки коллекторного тока транзисторов. Использование режима насыщения транзисторов для ограничения сигналов в фазостабильных усилителях недопустимо, так как в этом режиме происходит сильное изменение параметров транзисторов, приводящее к значительному изменению фазы усиливаемого сигнала в динамическом диапазоне,

Двустороннее ограничение радиосигналов при использовании только отсечки коллекторного тока требует применения двух транзисторов, образующих пару каскадов: один транзистор ограничивает отрицательную полуволну входного сигнала, другой — положительную. Схемы включения транзисторов в паре каскадов могут быть различными: общий эмиттер — общая база (ОЭ — ОБ), общий эмиттер — общий эмиттер (ОЭ — ОЭ), общая база — общий коллектор (ОБ — ОК), общий коллектор — общая база (ОК — ОБ). Для получения ограничения в большом динамическом диапазоне применяют последовательное включение нескольких пар каскадов.

Все перечисленные схемы обеспечивают примерно одинаковое качество ограничения. Наименьшее изменение фазы выходного сигнала в динамическом диапазоне, как будет показано ниже, дает схема ОК — ОБ с непосредственной связью между каскадами. Однако если не применять специальных мер, то получить высокую стабильность фазы выходного сигнала в усилителях с ограничением лишь за счет отсечки коллекторного тока не удастся. Поэтому ниже, наряду с рассмотрением возможностей схем, будут рассмотрены способы, позволяющие построить радиоусилители с высокой стабильностью фазы выходного сигнала в большом динамическом диапазоне.

## **2. ПРИЧИНЫ НЕСТАБИЛЬНОСТИ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА В РАДИОУСИЛИТЕЛЯХ НА ТРАНЗИСТОРАХ И ПУТИ ЕЕ УМЕНЬШЕНИЯ**

В радиоусилителях большого динамического диапазона, как уже отмечалось, фаза выходного сигнала не остается постоянной при изменении уровня входного сигнала. Существует довольно большое число причин, вызывающих нестабильность фазы выходного сигнала. Причины, вызывающие изменение фазы сигнала на выходе транзисторного усилителя, следующие: запаздывание сигналов в самом усилительном приборе; изменение параметров цепей межкаскадной связи; сочетание линейных и нелинейных искажений. Запаздывание сигналов в транзисторе обусловлено такими факторами, как изменение времени запаздывания носителей при увеличении входного сигнала, приводящее к сдвигу фазы выходного сигнала  $\Delta\varphi_1$ ; влияние параметров транзистора при изменении тока эмиттера и напряжения на эмиттере, обуславливающее фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_2$ ; обратные связи через проходную емкость, а также через источники питания, приводящие к дополнительному сдвигу фаз  $\Delta\varphi_3$ ; влияние температуры, приводящее к изменению фазового сдвига  $\Delta\varphi_4$ , вносимого транзистором.

Как известно, особенно большие изменения в транзисторе происходят при его насыщении и поэтому для уменьшения фазовых сдвигов, вносимых самим транзи-

стором, необходимо, чтобы в процессе эксплуатации транзистор не входил в насыщение. Это может быть достигнуто за счет ограничения соответствующей полуволны сигнала транзистором предыдущего каскада. Отсюда следует, что двустороннее ограничение сигналов в фазостабильных усилителях целесообразно применять как в усилителях с ограничением, так и в логарифмических усилителях.

Большое влияние на фазу выходного сигнала оказывает изменение параметров цепей нагрузки и переходных цепей в усилительных каскадах. Изменение уровня входного сигнала приводит к изменению входной и выходной проводимости транзисторов, а следовательно, частоты настройки и ширины полосы пропускания каскада в целом. Последнее обстоятельство приводит к изменению фазового сдвига сигнала на выходе каскада  $\Delta\varphi_5$ . Изменение фазового сдвига  $\Delta\varphi_6$  вносят также переходные цепи каскада. Фазовый сдвиг в этом случае зависит от формы и уровня входного сигнала, а также от входных и выходных проводимостей транзисторов, влияющих на характеристики переходных цепей.

При определенных обстоятельствах существенное изменение фазы выходного сигнала может вызывать совместное действие линейных и нелинейных искажений  $\Delta\varphi_7$ . Сами по себе нелинейные искажения еще не являются достаточной причиной, приводящей к изменениям фазы выходного сигнала. Объясняется это тем, что если при прохождении гармонического сигнала через нелинейную систему происходит только обогащение его спектра, а сигнал продолжает описываться симметричной функцией времени, то фаза колебания основной частоты остается неизменной. Для возникновения фазо-амплитудных искажений необходимо нарушение симметрии сигнала, что и имеет место при совместном действии линейных и нелинейных искажений.

Возникновение рассматриваемой составляющей фазового сдвига может быть объяснено следующим образом.

Пусть сигнал, который проходит через систему, состоящую из нелинейного элемента, линейного фильтра и второго нелинейного элемента, подобного первому, т. е. усилительный каскад [Л. 10], имеет вид  $u_1 = U_m \cos \omega t$ . Предположим, что передаточная характеристика нелинейного элемента описывается уравнением второго порядка  $u_2 = p_1 u_1 + p_2 u_1^2$ , а линейный фильтр имеет на частоте  $\omega$  коэффициент передачи  $K_1$  и вносит фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_1$ , а на частоте  $2\omega$  соответственно  $K_2$  и  $\varphi_2$ . Тогда фаза колебания основной частоты

в спектре сигнала на выходе каскада определяется соотношением

$$\varphi = \varphi_1 + \arcsin \frac{p_2^2 K_2 U_m^2 \sin(\varphi_2 - 2\varphi_1)}{\sqrt{4p_1^2 + p_2^4 K_2^2 U_m^4 + 4p_1 p_2^2 K_2 U_m^2 \cos(\varphi_2 - 2\varphi_1)}}. \quad (1-3)$$

Как видно, величина  $\varphi$  зависит от амплитуды входного сигнала  $U_m$ .

Вследствие того что отдельные факторы, вызывающие нестабильность фазы выходного сигнала, независимы, результирующая нестабильность фазы сигнала на выходе каскада равна:

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2 + \Delta\varphi_3 + \Delta\varphi_4 + \Delta\varphi_5 + \Delta\varphi_6 + \Delta\varphi_7. \quad (1-4)$$

Соответственно нестабильность фазы сигнала на выходе многокаскадного усилителя  $\Delta\varphi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^k \Delta\varphi_i$ , где  $\Delta\varphi_i$  —

нестабильность фазы первой гармоники тока сигнала на выходе  $i$ -го каскада;  $k$  — число каскадов.

Из сказанного следует, что стабилизация фазы выходного сигнала в большом динамическом диапазоне является трудной технической задачей. Из очевидных мер, способствующих повышению стабильности фазовых характеристик усилителя, можно назвать прежде всего применение высокочастотных транзисторов, граничная частота которых в 20—40 раз превышает несущую частоту усиливаемого колебания, а также применение двустороннего ограничения за счет отсечки коллекторного тока. В реальных устройствах двустороннее ограничение обычно не является идеально симметричным, что вызывает смещение как нулевой линии усиливаемого колебания, так и точек перехода последнего через нулевую линию. Сдвиг точек перехода, вызываемый асимметрией ограничения, зависит от уровня сигнала и обуславливает появление дополнительного фазового сдвига. Сказанное означает, что при построении фазостабильных усилителей должны быть приняты меры к увеличению степени симметрии характеристик двусторонних ограничителей.

Другой причиной смещения нулевой линии является дрейф рабочей точки транзисторного ограничителя вследствие колебаний напряжения источника питания и температуры окружающей среды. Поэтому должна применяться жесткая стабилизация режима транзисторов

по постоянному току, обеспечивающая постоянство параметров ограничителя при смене транзисторов, изменении напряжения питания и температуры.

Изменение фазы сигнала на выходе каскада существенно зависит от тока, протекающего в цепи эмиттера. Исследования показывают, что чем меньше начальное значение тока эмиттера, тем меньшим будет изменение фазы сигнала на выходе двустороннего ограничителя. Однако при этом следует иметь в виду, что с уменьшением тока снижается коэффициент усиления каскада. Поэтому величина начального тока эмиттера выбирается в пределах 1—5 *ма*.

При ограничении сигналов в первом каскаде пары имеет место эффект детектирования, что приводит при усилении импульсных сигналов к появлению в цепях коллектора и эмиттера видеопульсов. Они, как очевидно, оказывают нежелательное влияние на фазу усиливаемого сигнала. Уменьшить степень прохождения видеопульсов и их влияние можно с помощью цепей межкаскадной связи или развязывающих фильтров.

Для того чтобы изменение частоты настройки и ширины полосы пропускания усилителя оказывало меньшее влияние на фазу усиливаемого сигнала, необходимо, по возможности, расширять полосу пропускания, отказываться от резонансных нагрузок и переходить к апериодическим.

Для устранения влияния высших гармоник на фазу выходного сигнала необходимо либо обеспечить линейность фазовых характеристик цепей межкаскадной связи для всех основных гармонических составляющих, либо подавить высшие гармоники с помощью фильтров.

Даже при правильном построении двустороннего ограничителя фаза сигнала на его выходе может изменяться в зависимости от уровня входного сигнала на несколько градусов. Для лучшей стабилизации фазы выходного сигнала следует применять дополнительные меры, например коррекцию с помощью специальных цепей.

В качестве корректирующих цепей могут быть использованы переходные *RC*-цепи между каскадами. При соответствующем выборе емкости конденсатора переходные цепи производят опережение фазы в сигнале, передаваемом на вход транзистора в то время, как транзистор поворачивает фазу в сторону отставания; причем

величина опережения, создаваемого переходной цепью, зависит от уровня сигналов, так как при этом меняются выходные и входные проводимости транзисторов, оказывающие влияние на эквивалентные параметры переходной цепи. Основным достоинством такой коррекции является простота.

На частотах до 20 Мгц для стабилизации фазовых характеристик с успехом могут быть применены прямые и обратные связи через элементы, обладающие активным или реактивным сопротивлением и включаемые между коллектором и эмиттером в каскаде с ОБ или между коллектором и базой в каскаде с ОЭ [Л. 11]. На частотах выше 20 Мгц обратные связи вызывают неустойчивость в работе усилителя.

Наибольший эффект по стабилизации фазовых характеристик может быть получен при применении компенсационного способа. Компенсационный способ, хотя и требует дополнительных усложнений схемы, может быть рекомендован в случае, если требуется высокая стабильность фазы выходного сигнала.

При построении логарифмических радиоусилителей по методу суммирования сигналов стабильность фазовых характеристик может быть получена за счет так называемого геометрического суммирования сигналов. Способ геометрического суммирования по своей эффективности приближается к компенсационному методу.

## ГЛАВА ВТОРАЯ

### **СПОСОБЫ СТАБИЛИЗАЦИИ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА В УСИЛИТЕЛЯХ С БОЛЬШИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ**

#### **3. ПОВЫШЕНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ЗА СЧЕТ СХЕМЫ ОГРАНИЧЕНИЯ И ЦЕПЕЙ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗИ**

Как отмечалось выше, двустороннее ограничение радиосигналов в фазостабильных усилителях обеспечивается за счет отсечки коллекторного тока. Двусторонний ограничитель строится на двух транзисторах, образующих пару каскадов. Возможны различные способы включения транзисторов в парах каскадов: ОБ—ОК, ОЭ—ОЭ,

ОЭ—ОБ, ОК—ОБ. Возможные схемы двусторонних ограничителей приведены на рис. 2-1—2-5.

На рис. 2-1 приведена схема усилителя-ограничителя, выполненного по схеме ОЭ—ОЭ. Назначение элементов,

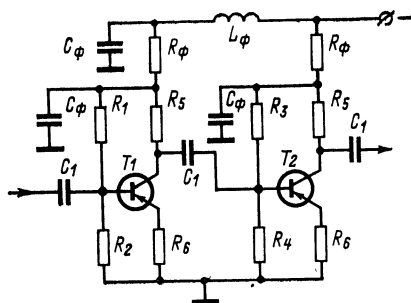


Рис. 2-1. Пара каскадов двусторонне-го ограничителя с включением тран-зисторов по схеме ОЭ—ОЭ.

входящих в схему:  $T_1, T_2$  — транзисторы;  $R_1, R_2, R_3, R_4$  — резисторы делителей, создающие необходимое смещение между эмиттером и базой;  $R_5$  — резистор нагрузки;  $R_6$  — резистор обратной связи, обеспечивающий повышение устойчивости работы каскадов и улучшение амплитудно-частотных характеристик;  $C_1$  —

разделительные конденсаторы;  $R_{\phi}, C_{\phi}, L_{\phi}$  — фильтровые элементы. При слабых входных сигналах оба каскада работают в линейном режиме. С увеличением уровня сигнала каскады переходят в режим отсечки по коллекторному току. Первый каскад ограничивает положительные полуволны сигнала,

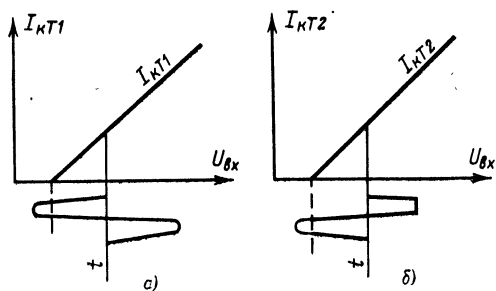


Рис. 2-2. Графики, поясняющие двустороннее ограничение радиосигнала.

второй — отрицательные. Эпюры, поясняющие двустороннее ограничение сигнала, приведены на рис. 2-2. Рисунок 2-2,а поясняет ограничение сигнала, производимое первым каскадом, рис. 2-2,б — вторым. Первый каскад должен обязательно иметь аperiodическую нагрузку, чтобы передать на вход второго каскада весь спектр

усиливаемого сигнала. Нагрузка второго каскада выбирается из соображений стабилизации фазовых характеристик усилителя. Влияние нагрузок на фазовые характеристики будет рассмотрено ниже. В схеме рис. 2-1 применена отрицательная обратная связь, которая несколько уменьшает усиление, но повышает устойчивость работы усилителя и стабилизирует его характеристики.

На рис. 2-3 изображена схема усилителя-ограничителя типа ОБ—ОК. Здесь в силу того, что первый каскад включен по схеме с ОБ, отрицательные полуволны сигнала ограничивают первый каскад, положительные — второй. Следует отметить, что в рассматриваемом усилителе трудно добиться симметричного ограничения, так как второй каскад имеет 100%-ную обратную связь по напряжению и коэффициент передачи меньше единицы. С увеличением уровня входного сигнала в сильной степени изменяется входное сопротивление, что оказывает влияние на фазу усиваемого сигнала. По этой причине в усилителе перед первой парой ограничителей необходимо ставить согласующий каскад. Таким образом, данная схема существенно уступает предыдущей.

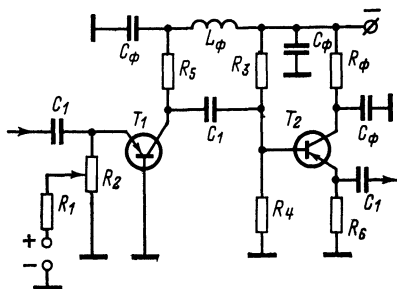


Рис. 2-3. Пара каскадов двустороннего ограничителя с включением транзисторов по схеме ОБ—ОК.

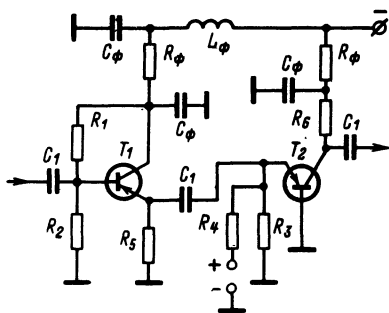


Рис. 2-4. Пара каскадов двустороннего ограничителя с включением транзисторов по схеме ОК—ОБ.

На рис. 2-4—2-6 приведены схемы усилителей-ограничителей типа ОК—ОБ. Усилители, схемы которых изображены на рис. 2-5 и 2-6, выполнены с непосредственной связью между транзисторами по постоянному



току, что обеспечивает лучшую стабилизацию режима и позволяет добиться более симметричного ограничения. Это объясняется тем, что положение рабочей точки определяется суммарным током обоих транзисторов, а переменные токи каскадов находятся в противофазе.

Остановимся более подробно на схеме, показанной на рис. 2-6. Транзисторы  $T_1$ ,  $T_2$  образуют пару каскадов, в которой общий резистор  $R_5$  является нагрузкой для  $T_1$

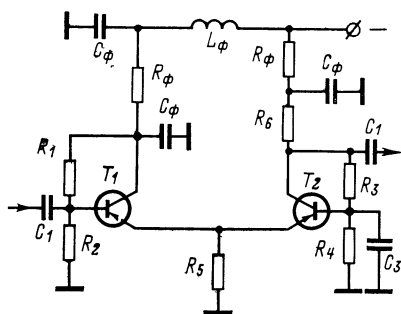


Рис. 2-5. Симметричный ограничитель с непосредственной связью транзисторов по постоянному току.

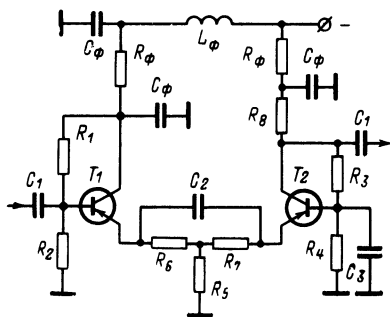


Рис. 2-6. Симметричный ограничитель с непосредственной связью транзисторов по постоянному току с коррекцией.

начальная величина коллекторного тока выбирается порядка 1 ма. При слабых сигналах ( $U_m \leq 0,1$  в) оба транзистора работают в линейном режиме и с нагрузки  $R_6$  снимается синусоидальное колебание. При увеличении мгновенного значения сигнала — во время положитель-

и элементом обратной связи для каждого из транзисторов. Резисторы  $R_6$  и  $R_7$  являются дополнительными в цепях обратной связи и предназначены для того, чтобы уменьшить влияние разброса параметров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  на симметричность ограничения, их сопротивление равно примерно  $(0,05-0,02) R_5$ . Резисторы  $R_1-R_4$  обеспечивают начальное смещение и входят в цепь стабилизации режима. Конденсатор  $C_3$  служит для устранения обратной связи по переменному току, а конденсатор  $C_2$  является корректирующим; с его помощью повышается коэффициент усиления каскада на высоких частотах.

Для повышения стабильности фазы выходного сигнала на-

ной полуволны — наступает отсечка тока в  $T_1$ . При отрицательной полуволне усиленного колебания левая часть схемы, выполненная на транзисторе  $T_1$ , работает как эмиттерный повторитель. Таким образом, на базу  $T_2$  подается радиоимпульс, ограниченный сверху. При достаточно большой амплитуде сигнала (порядка 0,1 в) транзистор  $T_2$  закрывается и на его коллекторной нагрузке выделяется напряжение, ограниченное с обеих сторон. Величину емкости переходного конденсатора, связывающего пары каскадов, следует выбирать малой с тем, чтобы видеоимпульс, образующийся на коллекторе  $T_2$  за счет отсутствия полной симметрии схемы, был продифференцирован и оказывал меньшее влияние на работу следующей пары. Следует отметить, что для устранения видеоимпульсов с успехом могут применяться дроссели, включаемые на выходе каждой предыдущей (или на входе последующей) пары каскадов.

Из всех приведенных выше схем ограничителей, работающих за счет отсечки коллекторного тока, наилучшей с точки зрения стабильности фазы выходного сигнала является схема ОК—ОБ с непосредственной связью между транзисторами. Основными преимуществами ее являются: двустороннее симметричное ограничение сигнала, отсутствие элементов связи между транзисторами и хорошая стабилизация режима по постоянному току.

Теперь следует остановиться на том, как влияет на фазу выходного сигнала характер выполнения цепи нагрузки второго транзистора пары каскадов: она может быть как аperiodической, так и резонансной. При применении резонансных нагрузок возникают дополнительные трудности стабилизации фазы сигнала на выходе усилителя как при изменении уровня входного колебания, так и в процессе эксплуатации. Причина трудностей заключается в том, что при изменении уровня входных сигналов, режима работы каскадов, параметров элементов настройки, окружающей температуры и т. п. меняется ширина полос пропускания и частоты начальных расстройек контуров.

Пусть в линейном режиме пара каскадов усилителя-ограничителя имеет ширину полосы пропускания  $\Pi_1$  и начальную расстройку  $\Delta f_1$ . При переходе в режим ограничения вследствие изменения  $Y_{вх.п.}$ ,  $Y_{вых}$  ширина полосы пропускания и начальная расстройка составят соот-

ветственно  $\bar{P}_2$  и  $\Delta f_2$ . При этом фаза сигнала изменится на величину

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_f + \Delta\varphi_{\Pi}. \quad (2-1)$$

Здесь  $\Delta\varphi_f$  и  $\Delta\varphi_{\Pi}$  — составляющие нестабильности фазы сигнала, обусловленные изменением частоты настройки контура и ширины полосы пропускания соответственно и определяемые как

$$\Delta\varphi_f = \varphi_{f_2} - \varphi_{f_1}, \quad \Delta\varphi_{\Pi} = \varphi_{\Pi_2} - \varphi_{\Pi_1}, \quad (2-2)$$

где  $\varphi_{f_1}, \varphi_{f_2}, \varphi_{\Pi_1}, \varphi_{\Pi_2}$  — величина фазы выходного сигнала на частотах  $f_1$  и  $f_2$ , а также при ширине полосы пропускания  $\Pi_1$  и  $\Pi_2$ .

Так как  $\varphi = 2\Delta f / \Pi$ , то

$$\Delta\varphi = -n \left[ \left( \frac{2\Delta f_1}{\Pi_1} - \frac{2\Delta f_2}{\Pi_2} \right) + \left( \frac{2\Delta f_{\Pi_1}}{\Pi_1} - \frac{2\Delta f_{\Pi_2}}{\Pi_2} \right) \right], \quad (2-3)$$

где  $n$  — число пар каскадов усилителя-ограничителя.

Из (2-3) видно, что для уменьшения изменения фазы выходного сигнала необходимо расширять полосу пропускания каскада и в пределе переходить к апериодическим нагрузкам. Поскольку при этом фазо-частотная характеристика будет линейной в широком диапазоне частот, то влияние высших гармонических составляющих на фазу первой гармоники сигнала будет проявляться значительно слабее. Таким образом, переход к линейной фазо-частотной характеристике устраняет влияние гармонических составляющих на фазу выходного сигнала, т. е. устраняет влияние совместного действия линейных и нелинейных искажений.

Остановимся более подробно на влиянии гармонических составляющих на фазу выходного сигнала. В тех случаях, когда ток, протекающий в коллекторной цепи первого транзистора пары каскадов усилителя-ограничителя, имеет форму несимметричных импульсов, его можно представить в виде комплексного ряда Фурье

$$i = \frac{1}{2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} I_n e^{jn\omega t}, \quad (2-4)$$

где  $\omega$  — частота первоначального сигнала.

. Если считать ширину полосы пропускания первого каскада неограниченной, то все гармонические составляющие будут поступать на вход второго каскада. В общем случае амплитуда и фаза первой гармоники коллекторного тока второго каскада ограничителя зависят от соотношений между амплитудами и фазами гармонических составляющих. Реально полоса пропускания каскадов, входящих в пару, ограничена, поэтому на работу второго каскада ограничителя заметное влияние оказывают одна или две высших гармонических составляющих.

Влияние гармоник на коллекторный ток транзистора второго каскада ограничителя может быть проиллюстрировано на примере воздействия на вход первого каскада двух синусоидальных колебаний

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= U_1 \sin(\omega_1 t + \alpha_1); \\ u_2 &= U_2 \sin(\omega_2 t + \alpha_2), \end{aligned} \right\} \quad (2-5)$$

где  $\alpha_1 = \psi_1 + \varphi_1$ ;  $\alpha_2 = \psi_2 + \varphi_2$ ;  $\varphi_1$  и  $\varphi_2$  — фаза первого и второго колебаний тока коллектора транзистора первого каскада ограничителя;  $\psi_1$  и  $\psi_2$  — фазовая задержка, которую получают первое и второе гармонические колебания за счет переходной цепи.

Если на нелинейный элемент воздействуют два синусоидальных колебания разных частот, выражение для тока записывается в следующем виде [Л. 10]:

$$\begin{aligned} i &= \frac{1}{4} I_{00} + \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{n0} \sin n(\omega_1 t + \alpha_1) + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_{0k} \sin k(\omega_2 t + \alpha_2) + \\ &+ \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} I_{nk} \{ \sin [(n\omega_1 - k\omega_2)t + n\alpha_1 - k\alpha_2] + \\ &+ \sin [(n\omega_1 + k\omega_2)t + n\alpha_1 + k\alpha_2] \}. \end{aligned} \quad (2-6)$$

В случае ограничения в конечном итоге интерес представляет лишь первая гармоника. При  $\omega_2 = 2\omega_1$  для пер-

вой гармоники можно записать:

$$I_1 = \frac{1}{2} I_{10} \sin(\omega t + \alpha_1) + \frac{1}{2} I_{11} \sin(\omega t - \alpha_1 + \alpha_2) \quad (2-7)$$

или

$$I_1 = A_{10} \sin(\omega t + \varphi_1 + \psi_1) + A_{11} \sin(\omega t - \varphi_1 - \psi_1 + \varphi_2 + \psi_2), \quad (2-8)$$

где  $A_{10}$  — амплитуда тока первой гармоники, протекающего в цепи коллектора  $T_2$  и обусловленного действием первой гармоники напряжения на вход второго каскада ограничителя;  $A_{11}$  — амплитуда тока первой гармоники, протекающего в цепи коллектора  $T_2$  и возникающего за счет биений между первой и второй гармоническими составляющими напряжения на входе.

Результирующая амплитуда первой гармоники коллекторного тока  $T_2$  равна:

$$A_1 = A_{10} + A_{11}. \quad (2-9)$$

Из анализа выражения (2-7) видно, что вторая гармоника не окажет влияния на фазу первой гармоники лишь при условии, если

$$\alpha_2 = 2\alpha_1 \text{ или } (\varphi_2 + \psi_2) = 2(\varphi_1 + \psi_1). \quad (2-10)$$

В этом случае амплитуда первой гармоники коллекторного тока транзистора  $T_2$  равна арифметической сумме

$$A_1 = A_{10} + A_{11}. \quad (2-11)$$

Если фазо-частотная характеристика цепей межкаскадной связи нелинейна, то

$$\alpha_2 \neq 2\alpha_1, \quad \varphi_2 + \psi_2 \neq 2\varphi_1 + 2\psi_1, \quad (2-12)$$

причем

$$\alpha_2 > 2\alpha_1 \text{ или } \alpha_2 < 2\alpha_1.$$

Как в первом, так и во втором случае будет происходить изменение фазы первой гармоники коллекторного тока транзистора  $T_2$

$$A_{10} \sin(\omega t + \alpha_1) + A_{11} \sin(\omega t - \alpha_1 + \alpha_2) = A_1 \sin(\omega t + \beta), \quad (2-13)$$

где

$$A_1 = \sqrt{A_{10}^2 + A_{11}^2 + 2A_{10}A_{11} \cos(\alpha_1 - \alpha_2)};$$

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{A_{10} \sin \alpha_1 + A_{11} \sin(\alpha_1 - \alpha_2)}{A_{10} \cos \alpha_1 + A_{11} \cos(\alpha_1 - \alpha_2)}.$$

Из векторной диаграммы коллекторного тока транзистора  $T_2$ , которая приведена на рис. 2-7, видно, что изменение фазы первой гармоники коллекторного тока равно:

$$\gamma = \beta - \alpha_1. \quad (2-14)$$

Из сказанного следует, что для устранения влияния высших гармоник на фазу первой гармоники тока второго каскада ограничителя необходимо добиваться линейности фазо-частотной характеристики цепей межкаскадной связи.

Очевидно, возможен и другой способ устранения влияния высших гармоник на фазу первой гармоники тока. Это — подавление высших гармоник на выходе второго каскада ограничителя, для чего во втором каскаде ограничителя необходимо вводить резонансную нагрузку, отфильтровывающую высшие гармоники. Эта мера

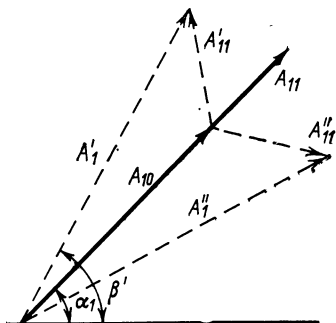


Рис. 2-7. Векторная диаграмма, поясняющая влияние второй гармоники на фазу первой гармоники.

целесообразна в узкополосных усилителях, когда отношение полосы пропускания к частоте настройки  $\Delta f/f < 0,2$ . В широкополосных усилителях, очевидно, необходимо обеспечивать линейность фазо-частотной характеристики в широком частотном диапазоне, для чего в состав цепей нагрузки вводятся корректирующие цепи.

В состав четырехполосников межкаскадной связи обычно входят переходные  $RC$ -цепи, которые, как уже отмечалось, оказывают существенное влияние на фазу выходного сигнала. С увеличением уровня сигнала на входе усилителя транзистор переходит в нелинейный режим (в режим работы с отсечкой) и происходит изменение постоянной времени переходной цепи за счет входных и выходных проводимостей транзистора. Это может приводить к значительным изменениям фазы усиливаемых сигналов и в сильной степени зависит от начальных параметров переходной цепи.

При работе каскадов ограничения в линейном режиме выражение для аргумента коэффициента передачи

можно записать в виде

$$\begin{aligned}\varphi_{\text{л}} &= \arctg \left[ \frac{1}{\omega C_{\text{п}} R_{\text{вх.э}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega C_{\text{вх.л}} R_{\text{э}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}}} \right] = \\ &= \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.л}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{в.л}}}{\left( 1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} \right], \quad (2-15)\end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned}\tau_{\text{н.л}} &= C_{\text{п}} R_{\text{вх.э}}; \quad \tau_{\text{в.л}} = C_{\text{вх.л}} R_{\text{э}}; \quad \frac{1}{R_{\text{э}}} = \frac{1}{R_{\text{вых}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_{\text{вх.э}}}; \\ \frac{1}{R_{\text{вх.э}}} &= \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{R_{\text{д}}};\end{aligned}$$

$C_{\text{п}}$  — емкость конденсатора переходной цепи;  $C_{\text{вх.л}}$  — входная емкость последующего каскада, работающего в линейном режиме;  $R_{\text{вх}}$  — входное сопротивление последующего каскада;  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление предыдущего каскада;  $R_{\text{н}}$  — результирующая нагрузка;  $R_{\text{д}}$  — сопротивление делителя.

В режиме ограничения

$$\varphi_0 = \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.о}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.о}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{в.о}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.о}}}{C_{\text{п}}}} \right], \quad (2-16)$$

где  $C_{\text{вх.о}}$  — значение входной емкости каскада в режиме ограничения при максимальном уровне входного сигнала;  $\tau_{\text{в.о}}$  — постоянная времени при максимальном уровне входного сигнала.

Изменение фазы усиливаемого сигнала, возникающее при увеличении уровня входного сигнала и обусловленное действием переходных цепей, равно:

$$\begin{aligned}\Delta \varphi_{\text{п}} &= \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.о}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.о}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{в.л}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}}} \right] - \\ &- \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.л}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{в.л}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}}} \right]. \quad (2-17)\end{aligned}$$

Из приведенных выражений видно, что величина  $\Delta \varphi$  зависит как от параметров транзисторов, так и от величины емкости переходного конденсатора  $C_{\text{п}}$ . Следовательно, выбирая емкость  $C_{\text{п}}$ , можно изменять фазовый сдвиг сигнала от запаздывания до опережения. Учтены

вая, что транзистор создаёт запаздывание сигнала, а с помощью переходной цепи можно создать опережение, то подбор параметров переходной цепи позволяет частично или полностью компенсировать фазовое изменение сигнала, вызванное транзистором при изменении уровня входного сигнала. При коррекции фазовых сдвигов сигнала переходной цепью должно быть

$$\Delta\varphi_{\Pi} = \delta\varphi_{\Gamma}, \quad (2-18)$$

где  $\delta\varphi_{\Gamma}$  — изменение фазы сигнала за счет транзистора и других цепей.

На рис. 2-8 приведены эмпирические кривые, характеризующие изменение фазы сигнала на выходе усилителя-ограничителя для различных значений емкости переходного конденсатора  $C_{\Pi}$ . Как видно, при некоторых значениях  $C_{\Pi}$  изменения фазы выходного сигнала в диапазоне уровней входного колебания будут практически отсутствовать.

Следует отметить, что в многокаскадном усилителе трудно добиться строго поочередной работы пар ограничителей. Обычно каскады работают с некоторым перекрытием амплитудных характеристик, причем степень перекрытия из-за погрешностей настройки различна. Поэтому даже при полной коррекции изменения фазы сигнала на выходе каждой пары каскадов фаза сигнала на выходе усилителя будет циклически изменяться при изменении уровня входного сигнала.

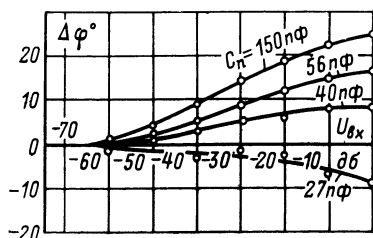


Рис. 2-8. Фазо-амплитудные характеристики усилителя с ограничением при различных значениях емкости переходного конденсатора.

#### 4. СТАБИЛИЗАЦИЯ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ ПРЯМЫХ И ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ

В транзисторных усилителях для дополнительной стабилизации фазовых характеристик на частотах до 20 МГц можно применять прямые и обратные связи по напряжению [Л. 11]. Такие связи могут осуществляться в каждом каскаде или через каскад с помощью активного



либо реактивного сопротивления. Принцип действия прямой связи можно рассмотреть на примере каскада ограничителя, в котором между входом и выходом включен конденсатор  $C_c$  (рис. 2-9). Из схемы видно, что входное напряжение на выход каскада поступает двумя путями: через транзистор и через емкость  $C_c$ . Конденсатор  $C_c$  является элементом цепи обратной связи, по

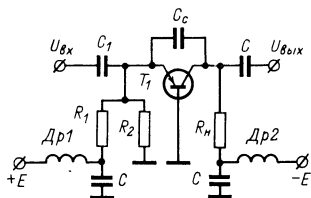


Рис. 2-9. Схема каскада со связью входа с выходом через конденсатор  $C_c$ .

которой часть выходного напряжения снова попадает на вход. Однако в силу того, что каскад с ОБ имеет малое сопротивление, влиянием обратной связи при дальнейших рассуждениях можно пренебречь.

Для пояснения принципа стабилизации на рис. 2-10

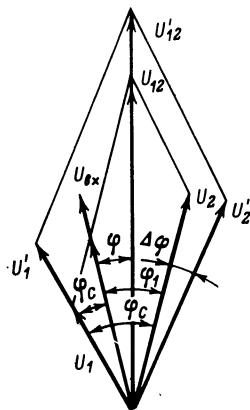


Рис. 2-10. Векторная диаграмма, поясняющая стабилизацию фазы сигнала за счет введения связи через конденсатор  $C_c$ .

приведена векторная диаграмма:  $\dot{U}_2$  — выходное напряжение, обусловленное транзистором;  $\dot{U}_{вх}$  — результирующее входное напряжение;  $\dot{U}_1$  — напряжение на выходе каскада, обусловленное конденсатором  $C_c$ ;  $U_{12}$  — результирующее выходное напряжение. С увеличением амплитуды входного напряжения возникают фазовые искажения, вектор  $\dot{U}_2$  смещается на величину  $\Delta\varphi$  и занимает положение  $\dot{U}'_2$ ; при этом длина вектора  $\dot{U}_1$  возрастает до величины  $\dot{U}'_1$ . Из векторной диаграммы видно, что результирующий вектор  $\dot{U}'_{12}$  не меняет своего положения. Таким образом, за счет увеличения вектора  $\dot{U}_1$  происходит компенсация фазового сдвига, получаемого вектором  $\dot{U}_2$ .

Для того чтобы фаза выходного сигнала оставалась

неизменной при возрастании уровня входного сигнала, фазовый сдвиг  $\varphi'$  между входным сигналом и вектором  $\dot{U}'_{12}$  должен оставаться равным в динамическом диапазоне каскада фазовому сдвигу  $\varphi$ . Для определения  $\varphi$  можно воспользоваться выражением для коэффициента усиления каскада с учетом обратной связи

$$\frac{\dot{U}_{12}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{SR_H}{1 + j\omega(C_c + C_H)R_H} + \frac{j\omega C_c R_H}{1 + j\omega(C_c + C_H)R_H}, \quad (2-19)$$

где  $S$  — крутизна характеристики транзистора.

Первое слагаемое выражения (2-19) определяет коэффициент передачи усилительного каскада без обратной связи, второе — коэффициент передачи цепи связи.

В соответствии с векторной диаграммой рис. 2-10

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_2 \sin \varphi_1 + U_1 \sin \varphi_c}{U_2 \cos \varphi_1 + U_1 \cos \varphi_c} \quad (2-20)$$

комплексные значения  $\dot{U}_2$  и  $\dot{U}_1$  определяются из выражения (2-19)

$$\dot{U}_2 = \frac{K_0 U_{вх}}{1 + j\omega(C_c + C_H)R_H}; \quad (2-21)$$

$$\dot{U}_1 = \frac{j\omega C_c R_H U_{вх}}{1 + j\omega(C_c + C_H)R_H}. \quad (2-22)$$

Очевидно, для стабилизации фазы выходного напряжения необходимо

$$\operatorname{tg} \varphi = \operatorname{tg} \varphi' = \frac{U'_2 \sin(\varphi_1 + \Delta\varphi) + U'_1 \sin \varphi_c}{U'_2 \cos(\varphi_1 + \Delta\varphi) + U'_1 \cos \varphi_c}. \quad (2-23)$$

Выполним некоторые преобразования для (2-23)

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{U_2 \sin \varphi_1 \cos \Delta\varphi + U_2 \cos \varphi_1 \sin \Delta\varphi + DU_1 \sin \varphi_c}{U_2 \cos \varphi_1 \cos \Delta\varphi - U_2 \sin \varphi_1 \sin \Delta\varphi + DU_1 \cos \varphi_c}, \quad (2-24)$$

где  $D = U'_1/U_1$  динамический диапазон каскада-ограничителя.

Или

$$\operatorname{tg} \varphi' = \frac{\operatorname{tg} \varphi' \frac{\cos \Delta\varphi}{\sin \Delta\varphi} + \frac{DU_1}{U_2} \frac{\sin \varphi_c}{\cos \varphi' \sin \Delta\varphi} + 1}{\frac{\cos \Delta\varphi}{\sin \Delta\varphi} + \frac{DU_1}{U_2} \frac{\cos \varphi_c}{\cos \varphi' \sin \Delta\varphi} - \operatorname{tg} \varphi'}.$$

Окончательно

$$\operatorname{tg} \varphi' \cos \varphi_c - \sin \varphi_c = (\operatorname{tg}^2 \varphi' + 1) \frac{\cos \varphi' \sin \Delta\varphi}{\beta}, \quad (2-25)$$

где  $\beta = DU_1/U_2$ .

Из уравнения (2-25) можно определить  $\varphi_c$  — фазовый угол, на который необходимо поворачивать вектор  $\dot{U}_1$  по отношению к вектору  $\dot{U}_{вх}$ . Зная  $\varphi_c$  и параметры каскада, можно определить величину  $C_c$ .

Исходя из (2-25) и представив его в несколько ином виде

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_{вх}} = \frac{\omega^2 C_c R_H^2 (C_c + C_H)}{1 + \omega^2 R_H^2 (C_c + C_H)} + j \frac{\omega C_c R_H}{1 + \omega^2 R_H^2 (C_c + C_H)},$$

легко видеть, что

$$\varphi_c = \arctg \frac{1}{\omega R_H (C_c + C_H)}, \quad (2-26)$$

откуда

$$C_c = \frac{1}{\tg \varphi_c \omega R_H} - C_H. \quad (2-27)$$

Применение прямой и обратной связей через емкости в усилителе-ограничителе в нескольких каскадах позволяет снизить нестабильность фазы выходного сигнала до нескольких градусов в диапазоне 60—80 дБ. Усилители-ограничители, в которых применяются каскады с общей

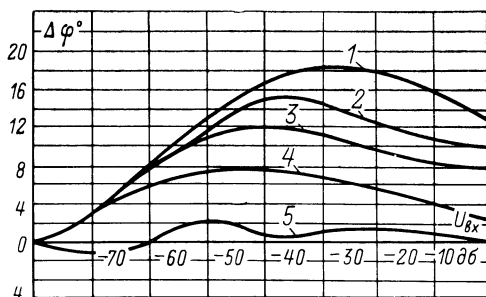


Рис. 2-11. Фазо-амплитудные характеристики усилителя с ограничением для различного числа каскадов, охваченных связью через емкость  $C_c$ .

Кривые 1, 2, 3, 4, 5 соответствуют числу каскадов, охваченных связью.

базой, целесообразно строить по следующему принципу: пару каскадов образует каскад с общим коллектором и каскад с общей базой (схема ОК—ОБ). Связью охватывается только каскад с общей базой.

На рис. 2-11 приведены фазо-амплитудные характеристики усилителя, каждая из которых соответствует

различному числу каскадов, охваченных связью через конденсатор  $C_c$ . Нетрудно видеть, что чем больше каскадов охвачено связью, тем больше динамический диапазон, в котором происходит стабилизация фазы выходного сигнала.

В усилителях-ограничителях, построенных по схеме с общим эмиттером, способ прямых и обратных связей дает результаты примерно такие же, как и в усилителях с парами каскадов по схеме ОК—ОБ.

Способ прямых и обратных связей довольно прост и в то же время позволяет наряду с высокой относительной стабильностью получать достаточно большую абсолютную стабильность фазы выходного сигнала. Но данный метод применим, как уже отмечалось, лишь на частотах, не превышающих 15—20 Мгц. На более высоких частотах связи приводят к появлению неустойчивости в работе усилителя.

Способы геометрического суммирования и компенсационный позволяют строить усилители со стабильной фазой выходного сигнала и на более высоких частотах. Особенно высокую стабильность фазы выходного сигнала дает компенсационный способ.

## **5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА УСИЛИТЕЛЯ С ПОМОЩЬЮ КОМПЕНСАЦИОННОГО СПОСОБА**

Принцип компенсационного способа стабилизации фазы сигнала удобно рассмотреть на примере работы одной пары каскадов двустороннего ограничителя. При компенсационном способе напряжение, поступающее на вход ограничителя, попадает на его выход двумя путями; непосредственно через ограничитель и через дополнительный каскад, который в общем случае может быть нелинейным. Дополнительный каскад на выходе ограничителя создает вспомогательное напряжение определенной величины и с определенным фазовым сдвигом, которое, складываясь с основным напряжением ограничителя, компенсирует фазовый сдвиг, получаемый сигналом за счет эффекта ограничения.

Блок-схема, поясняющая принцип компенсационного способа, приведена на рис. 2-12. Параллельно с парой каскадов усилителя-ограничителя II, имеющей коэффициент передачи  $K_2$ , включается дополнительный каскад I с коэффициентом передачи  $K_1$ , в общем случае мень-

шим  $K_2$ . Для создания геометрической суммы двух напряжений на выходе ограничителя напряжение, подаваемое через дополнительный каскад, получает с помощью фазосдвигающей цепи (ФСЦ) фазовый сдвиг, при-

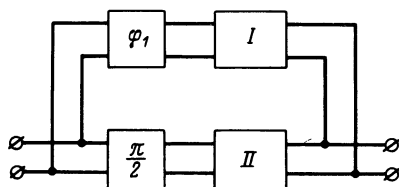


Рис. 2-12. Блок-схема, поясняющая компенсационный способ стабилизации фазы сигнала.

мерно равный  $\pi/2$ . В дальнейшем для общности будем считать, что фазовый сдвиг равен  $(\pi/2 - \varphi_1)$ .

Для упрощения дальнейших рассуждений на блок-схеме изображено два фазовращателя. Один из них включен перед усилителем-ограничителем и

поворачивает фазу на  $\pi/2$ , а второй, сдвигающий фазу на  $\varphi_1$ , включен перед дополнительным каскадом.

Таким образом, напряжение на выходе рассматриваемого устройства является суммой напряжений, создаваемых основным и дополнительным каскадами:

$$K_2 U_1 \cos(\omega t + \pi/2) + K_1 U_1 \cos(\omega t + \varphi_1) = U \cos(\omega t + \varphi). \quad (2-28)$$

При переходе пары ограничителей II в режим ограничения напряжение на выходе получает дополнительный фазовый сдвиг  $\Delta$ . Амплитуду напряжения на выходе пары каскадов II при ограничении можно считать равной  $K_1 U_0$ , где  $U_0$  — амплитуда напряжения при ограничении, приведенная ко входу. Приблизительно  $U_0$  — это порог эффективного ограничения по входному напряжению. Работу устройства поясняет векторная диаграмма, изображенная на рис. 2-13.

При работе рассматриваемого устройства в линейном режиме амплитуда результирующего напряжения и фазовый сдвиг равны:

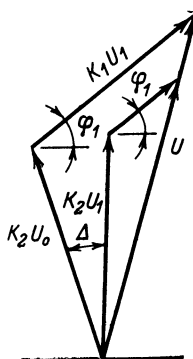


Рис. 2-13. Векторная диаграмма, поясняющая стабилизацию фазы сигнала при использовании компенсационного способа.

$$U_{\pi} = \sqrt{K_1^2 U_1^2 + K_2^2 U_1^2 + 2K_1 K_2 U_1^2 \cos\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_1\right)}; \quad (2-29)$$

$$\begin{aligned} \varphi_{\pi} &= \operatorname{arctg} \frac{KU_1 \sin \varphi_1 + K_2 U_1 \sin \pi/2}{KU_1 \cos \varphi_1 + K_2 U_1 \cos \pi/2} = \\ &= \operatorname{arctg} \frac{K_1 \sin \varphi + K_2}{K_1 \cos \varphi_1}. \end{aligned} \quad (2-30)$$

Сделаем сначала предположение, что при работе пары ограничителей в режиме ограничения дополнительный каскад  $I$  работает в линейном режиме. На практике это осуществляется выбором режима работы каскада  $I$ . В этом случае

$$U = \sqrt{K_1^2 U_1^2 + K_2^2 U_0^2 + 2K_1 K_2 U_1 U_0 \cos(\pi/2 + \Delta - \varphi_1)}, \quad (2-31)$$

где  $U_0$  — порог эффективного ограничения по входному напряжению;

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{K_1 U_1 \sin \varphi_1 + K_2 U_0 \cos \Delta}{K_1 U_1 \cos \varphi_1 - K_2 U_0 \sin \Delta}. \quad (2-32)$$

При полной компенсации необходимо, чтобы  $\varphi_{\pi} = \varphi$

$$\frac{K_1 \sin \varphi_1 + K_2}{K_1 \cos \varphi_1} = \frac{K_1 U_1 \sin \varphi_1 + K_2 U_0 \cos \Delta}{K_1 U_1 \cos \varphi_1 - K_2 U_0 \sin \Delta} \quad (2-33)$$

или

$$\operatorname{tg} \varphi_1 + \frac{K_2}{K_1} \frac{1}{\cos \varphi_1} = \frac{U_1 \sin \varphi_1 + \frac{K_2}{K_1} U_0 \cos \Delta}{U_1 \cos \varphi - \frac{K_2}{K_1} U_0 \sin \Delta}.$$

В результате несложных математических преобразований получим

$$\begin{aligned} \sin \Delta \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_1} + \frac{K_2}{K_1} \sin \Delta = \\ = \left( \frac{U_1}{U_0} - \cos \Delta \right) \cos \varphi_1. \end{aligned} \quad (2-34)$$

После возведения в квадрат (2-34) будем иметь:

$$\begin{aligned} \cos^2 \varphi_1 \left[ 1 - 2 \frac{U_1}{U_0} \cos \Delta + \frac{U_1^2}{U_0^2} \right] - \\ - \cos \varphi_1 2 \frac{K_2}{K_1} \sin \Delta \left( \frac{U_1}{U_0} - \cos \Delta \right) + \\ + \sin^2 \Delta \left( \frac{K_2^2}{K_1^2} - 1 \right) = 0. \end{aligned} \quad (2-35)$$

Из (2-35) можно определить необходимое значение  $\varphi_1$ . При  $K_2/K_1=1$

$$\begin{aligned} \cos \varphi_1 \left[ 1 - 2 \frac{U_1}{U_0} \cos \Delta + \frac{U_1^2}{U_0^2} \right] = \\ = 2 \sin \Delta \left( \frac{U_1}{U_0} - \cos \Delta \right), \end{aligned} \quad (2-36)$$

откуда

$$\cos \varphi_1 = \frac{2 \sin \Delta \left( \frac{U_1}{U_0} - \cos \Delta \right)}{1 - 2 \frac{U_1}{U_0} \cos \Delta + \frac{U_1^2}{U_0^2}}. \quad (2-37)$$

При  $K_2/K_1 \neq 1$  выражение для определения  $\cos \varphi_1$  получается более громоздким

$$\begin{aligned} \cos \varphi_1 = \sin \Delta \frac{K_2}{K_1} \times \\ \times \frac{\frac{U_1}{U_0} - \cos \Delta + \sqrt{\frac{K_1^2}{K_2^2} \left( 1 - 2 \frac{U_1}{U_0} \cos \Delta + \frac{U_1^2}{U_0^2} \right) - \sin^2 \Delta}}{1 - 2 \frac{U_1}{U_0} \cos \Delta + \frac{U_1^2}{U_0^2}}. \end{aligned} \quad (2-38)$$

В частном случае, при  $\varphi_1=0$ , из (2-33) получим:

$$\frac{K_2}{K_1} = \frac{\frac{K_2}{K_1} U_0 \cos \Delta}{U_1 - \frac{K_2}{K_1} U_0 \sin \Delta},$$

а зависимость между  $U_1$  и фазовым сдвигом при ограничении  $\Delta$  при  $\varphi_{\text{л}}=\varphi$  описывается соотношением

$$U_1 = U_0 \left( \cos \Delta + \frac{K_2}{K_1} \sin \Delta \right). \quad (2-39)$$

Рассмотрим другой частный случай, когда оба усилителя (основной и дополнительный) одновременно переходят в режим ограничения. Если нестабильность фаз выходных напряжений одинакова, но противоположна по знаку, то

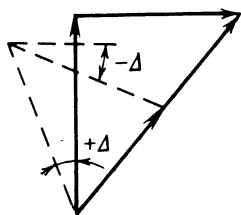
$$\frac{K_2}{K_1} = \frac{K_2 \cos \Delta - K_1 \sin \Delta}{K_1 \cos \Delta - K_2 \sin \Delta}. \quad (2-40)$$

При этом равенство  $\varphi_1 = \varphi$  выполняется при абсолютно одинаковых каскадах, т. е. при  $K_1 = K_2$ , но выходное напряжение не остается постоянным

$$U = U_0 \sqrt{K_1^2 + K_2^2 + 2K_1 K_2 \cos 2\Delta}. \quad (2-41)$$

Соответствующая векторная диаграмма приведена на рис. 2-14. В общем случае  $\varphi_1 \neq 0$  и, как видно из (2-38), его величина зависит от  $\Delta$ . Для того чтобы определить

Рис. 2-14. Векторная диаграмма, поясняющая стабилизацию фазы сигнала, когда дополнительный каскад работает в том же режиме, что и основной.



выражение для  $\varphi_1$ , необходимо задать закон изменения  $\Delta$ . Для линейного режима  $\Delta = 0$ . В нелинейном режиме зависимость  $\Delta$  от приращения  $(U_1 - U_0)$  с достаточной степенью точности может быть принята линейной

$$\Delta = \mu(U_1 - U_0) = \mu U_0 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right), \quad U_1 > U_0. \quad (2-42)$$

На практике значение  $\Delta$  невелико, в связи с чем

$$\cos \Delta \approx 1 - \frac{1}{2} \mu^2 U_0^2 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)^2$$

погрешность  $\alpha \leq 10\%$  до  $\Delta = \pm 38^\circ$ ;

$$\sin \Delta \approx \mu U_0 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)$$

погрешность  $\alpha \leq 10\%$  до  $\Delta = \pm 14^\circ$ .

Тогда

$$\begin{aligned} \cos \varphi_1 = \mu U_0 \frac{K_2}{K_1} \frac{1 + \frac{1}{2} \mu^2 U_0^2 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)}{1 + \mu^2 U_1 U_0} \rightarrow \\ \rightarrow + \sqrt{\frac{K_1^2}{K_2^2} + \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_1^2}{K_2^2} \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)} \end{aligned} \quad (2-43)$$



При  $K_2/K_1 = 1$

$$\cos \varphi_1 = \frac{2\mu U_0 \left[ 1 + 1/2\mu^2 U_0^2 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right) \right]}{1 + \mu^2 U_1 U_0}. \quad (2-44)$$

Из выражения (2-44) видно, что значение  $\varphi_1$  зависит от  $U_1$  и не может быть постоянным.

Если принять

$$\cos \Delta \approx 1 \text{ при } \alpha \leq 1\% \text{ до } \Delta = \pm 8^\circ$$

$$\sin \Delta \approx \mu U_0 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right) \text{ при } \alpha \leq 1\% \text{ до } \Delta = \pm 14^\circ,$$

тогда

$$\cos \varphi_1 = \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right). \quad (2-45)$$

При  $K_2 = K_1$

$$\cos \varphi_1 = 2\mu U_0. \quad (2-46)$$

Поскольку эти соотношения приближенные, то для правильного их использования необходимо вычислить погрешность стабилизации фазы  $\varphi$  выходного сигнала, определяемого в соответствии с (2-32). Последнее с учетом (2-45) может быть преобразовано к следующему виду:

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_1 \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \frac{K_2}{K_1} U_0}{U_1 \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right) - \frac{K_2}{K_1} U_0 \mu U_0 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)}$$

для  $U_1 > U_0$

или

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{U_1 \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \frac{K_2}{K_1} U_0}{\mu U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + \frac{U_1}{U_0} \right)} \quad (2-47)$$

Погрешность стабилизации фазы в рассматриваемом устройстве может быть определена как разность между фазой результирующего колебания и фазой выходного

сигнала  $\delta = \varphi_{\text{л}} - \varphi$  при  $U_1 \geq U_0$

$$\delta = \arctg \frac{\sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \frac{K_2}{K_1}}{\mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)} -$$

$$- \arctg \frac{\sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \frac{K_2}{K_1} \frac{U_0}{U_1}}{\mu U_0 \left( 1 + \frac{K_2}{K_1} \frac{U_0}{U_1} \right)}$$

или после несложных математических преобразований

$$\delta = \arctg \frac{\mu U_0 \left( 1 - \frac{U_0}{U_1} \right) \left[ \frac{U_0}{U_1} \left( \frac{K_2}{K_1} + \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} \right) + \right.}{\left. - \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} \right]}{+ \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \mu^2 U_0^2 \left( 1 - \frac{U_0}{U_1} \right) \left( 1 + \frac{K_2}{K_1} \right)}.$$

(2-48)

Выражение (2-48) можно представить в другом виде.

Так как  $\cos \Delta \approx 1$ , а  $\sin \Delta \approx \mu U_0 \left( \frac{U_1}{U_0} - 1 \right)$ , то  $U_1 \approx$

$\approx \frac{\sin \Delta + \mu U_0}{\mu}$  и после подстановки в (2-47)

$$\varphi = \arctg \frac{\frac{\sin \Delta + \mu U_0}{\mu U_0} \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( 1 + \frac{K_2}{K_1} \right)^2} + \frac{K_2}{K_1} \cos \Delta}{\sin \Delta + \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)}.$$

(2-49)

В этом случае ошибка стабилизации фазы равна:

$$\delta = \arctg \frac{\sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} + \frac{K_2}{K_1}}{\mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)} -$$

$$- \arctg \frac{\frac{\sin \Delta + \mu U_0}{\mu U_0} \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( 1 + \frac{K_2}{K_1} \right)^2} + \frac{K_2}{K_1} \cos \Delta}{\sin \Delta + \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)}$$

или в окончательном виде

$$\delta = \operatorname{arctg} \frac{\sin \Delta \left[ 1 - \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} \right]^2 + \left( 1 + \frac{\sin \Delta}{\mu U_0} \right) \left[ \frac{K_1}{K_2} + \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} \right] -}{+ (1 - \cos \Delta) \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{- \sin \Delta \mu U_0 \left( \frac{K_2}{K_1} - 1 \right) + \cos \Delta \left[ \frac{K_2}{K_1} + \sqrt{1 - \mu^2 U_0^2 \left( \frac{K_2}{K_1} + 1 \right)^2} \right]}{(2-50)}$$

Определим погрешность стабилизации фазы сигнала  $\delta'$  для случая  $K_2 = K_1$ . При этом  $\cos \varphi_1 = 2\mu U_0$ ;

$$\operatorname{tg} \varphi_n = \frac{\sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2} + \frac{K_2}{K_1}}{2\mu U_0};$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2} + \frac{K_2}{K_1} \frac{U_0}{U_1}}{2\mu U_0 - \frac{K_2}{K_1} \frac{U_0}{U_1} \mu (U_1 - U_0)}$$

или

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{1 + \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}}{2\mu U_0}; \quad (2-51)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\frac{U_0}{U_1} + \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}}{\mu U_0 \left( 1 + \frac{U_0}{U_1} \right)}. \quad (2-52)$$

С учетом того, что

$$U_1 = \frac{\sin \Delta + \mu U_0}{\mu},$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\frac{\sin \Delta + \mu U_0}{\mu U_0} \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2} + \cos \Delta}{2\mu U_0 + \sin \Delta}. \quad (2-53)$$

Тогда, используя (2-51) и (2-52), нетрудно найти погрешность стабилизации фазы  $\delta'$ :

$$\delta' = \operatorname{arctg} \frac{\mu U_0 \left(1 - \frac{U_0}{U_1}\right) \left(1 - \frac{1}{\left(1 + \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}\right) \left(1 + \frac{U_0}{U_1}\right) - \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}}\right)}{-2\mu^2 U_0^2 \left(1 - \frac{U_0}{U_1}\right)} \rightarrow \quad (2-54)$$

при  $U_1 \geq U_0$ .

Используя (2-51) и (2-53), для  $\delta'$  получим:

$$\delta' = \operatorname{arctg} \frac{\sin \Delta \left(1 - \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}\right) + \left(1 + \sqrt{1 - 4\mu^2 U_0^2}\right) \left(1 + \frac{\sin \Delta}{\mu U_0} + \cos \Delta\right) - \frac{+ 2\mu U_0 (1 - \cos \Delta)}{-2 \sin \Delta \mu U_0}}{\quad} \rightarrow \quad (2-55)$$

Нетрудно видеть, что выражение (2-55) можно получить и из приведенной выше формулы (2-50) путем подстановки  $K_2/K_1=1$ .

Определим погрешность стабилизации фазы  $\delta''$  для случая  $\varphi_1=0$ . Получая из (2-39)  $K_1 = K_2 \frac{\sin \Delta}{U_1/U_0 - \cos \Delta}$  и полагая

$$\begin{aligned} \sin \Delta &= \mu U_0 \left(\frac{U_1}{U_0} - 1\right); \\ \cos \Delta &= 1 - \frac{\mu^2 U_0^2}{2} \left(\frac{U_1}{U_0} - 1\right)^2, \end{aligned}$$

имеем выражение

$$K_1 = K_2 \frac{\mu U_0}{1 + \frac{1}{2} \mu^2 U_0^2 \left(\frac{U_1}{U_0} - 1\right)}, \quad (2-56)$$

которое при условии  $\sin \Delta = \mu U_0 \left(\frac{U_1}{U_0} - 1\right)$ ,  $\cos \Delta \approx 1$  преобразуется к виду

$$K_1 = K_2 \mu U_0 \quad \text{или} \quad \frac{K_2}{K_1} = \frac{1}{\mu U_0}. \quad (2-57)$$

При это  $\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{K_2}{K_1}$ ,  $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{K_2 U_0 \cos \Delta}{K_1 U_1 - K_2 U_0 \sin \Delta}$ .

Тогда

$$\delta'' = \arctg \frac{\frac{K_1}{K_2} \frac{U_1}{U_0} - \sin \Delta - \frac{1}{2} \frac{K_1}{K_2} \cos \Delta}{\frac{K_1^2}{K_2^2} \frac{U_1}{U_0} - \sin \Delta \frac{K_1}{K_2} + \cos \Delta}$$

или с учетом написанных выше соотношений

$$\delta'' = \arctg \frac{\mu U_0 (1 - \cos \Delta)}{\mu^2 U_0^2 + \cos \Delta}. \quad (2-58)$$

Для иллюстрации возможности компенсационного способа ниже приведены результаты расчета погрешности стабилизации фазы выходного сигнала с использованием полученных выше формул. При этом предполагалось, что зависимость  $\Delta = \psi(U_1)$ , графики которой показаны на рис. 2-15, является линейной. В реальном однокаскадном усилителе величина  $\Delta$  обычно не превышает  $5-10^\circ$ . Проведем расчеты для следующих значений  $\Delta = 4, 8, 16^\circ$  при  $U_1 = 3U_0$  и для трех наиболее характерных случаев:

1)  $K_2/K_1 = 3, \sin \Delta = \mu U_0 (U_1/U_0 - 1),$

$U_1 = 3U_0, \mu U_0 = \sin \Delta/2$

а)  $\Delta = 4^\circ, \delta = 0,03^\circ$ ; б)  $\Delta = 8^\circ, \delta = 0,06^\circ$ ; в)  $\Delta = 16^\circ, \delta = 0,125^\circ$ ;

2)  $K_2 = K_1$

а)  $\Delta = 4^\circ, \delta' \approx 0,01^\circ$ ; б)  $\Delta = 8^\circ, \delta' \approx 0,02^\circ$ ; в)  $\Delta = 16^\circ, \delta' \approx 0,04^\circ$ ;

3)  $\varphi_1 = 0 (K_1 = K_2 \mu U_0)$

а)  $\Delta = 4^\circ, \delta'' \approx 0,01^\circ$ ; б)  $\Delta = 8^\circ, \delta'' \approx 0,04^\circ$ ; в)  $\Delta = 16^\circ, \delta'' \approx 0,165^\circ$ .

В соответствии с расчетом на рис. 2-16 построены графики зависимости  $\delta = \psi(\Delta)$  для однокаскадного усилителя.

Фазовая погрешность (нестабильность)  $n$ -каскадного усилителя определяется при условии идентичности каскадов как

$$\delta_\Sigma = n\delta. \quad (2-59)$$

На основании приведенных расчетов можно утверждать, что в усилителе, состоящем из пяти—семи каскадов, значение  $\delta_\Sigma$  лежит в пределах  $0,06-1^\circ$ .

Таким образом, метод покаскадной компенсации позволяет создавать усилители, характеризующиеся весьма

высокой стабильностью фазы выходного сигнала в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов.

На практике наиболее просто реализуется устройство, в котором коэффициенты передачи каналов неодина-

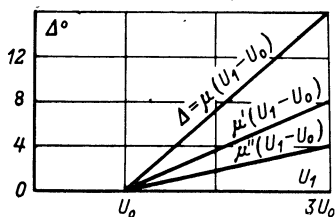


Рис. 2-15. Зависимость фазового сдвига сигнала, создаваемого ограничителем, от величины входного напряжения.

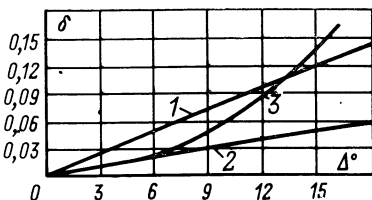


Рис. 2-16. Зависимость погрешности от величины фазового сдвига сигнала для различных начальных условий.

ковы, т. е.  $K_2 > K_1$ , например  $K_2 = 3K_1$ . Очевидно, что при этом не представляет никаких трудностей обеспечение

условий, при которых дополнительный каскад будет работать без перегрузки и практически в линейном режиме. Действительно, максимальное напряжение на входе дополнительного каскада относительно мало и определяется выходным напряжением предыдущей пары каскадов усилителя-ограничителя. А линейный диапазон дополнительного каскада за счет выбора соответствующего смещения в транзисторе и введения отрицательной обратной связи может быть сделан более значительным, чем в усилителе-ограничителе.

Сдвиг фазы напряжения, усиливаемого дополнительным каскадом, по отношению к напряжению, усиливаемому основным каскадом, может быть создан, как уже отмечалось, с помощью одного фазовращателя, который по конструктивным соображениям удобнее включать перед дополнительным каскадом. В качестве фазовращателя в широкополосных усилителях с успехом могут быть использованы отрезки кабеля.

## 6. СПОСОБ ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО СУММИРОВАНИЯ

Способ геометрического суммирования состоит в сложении высокочастотных колебаний, снимаемых с выходов нелинейных каскадов и обладающих начальными

$$1 - \varphi_1 \neq 0, \quad -\frac{K_2}{K_1} = 3; \quad 2 - \varphi_1 \neq 0, \\ K_2 = 1; \quad 3 - \varphi_1 = 0, \quad K_2 = K_2' U_0.$$

фазовыми сдвигами определенной величины. Блок-схема усилителя, поясняющая принцип геометрического суммирования, приведена на рис. 2-17. Сигналы с выхода каждого каскада, работающего в общем случае в нелинейном режиме, через фазосдвигающие цепи (ФСЦ), создающие необходимые фазовые сдвиги, поступают на сум-

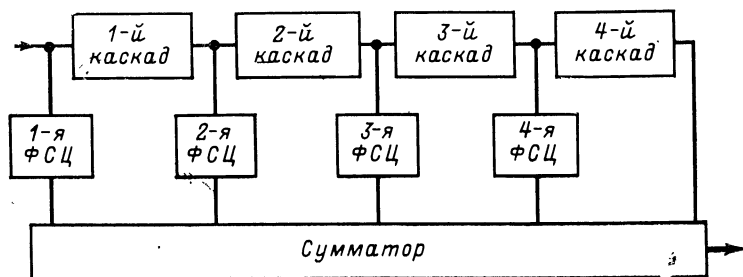


Рис. 2-17. Блок-схема логарифмического усилителя с геометрическим суммированием сигналов.

матор. Суммирование сигналов с различными фазовыми сдвигами позволяет стабилизировать фазы выходного (суммарного) сигнала в большом динамическом диапазоне.

Принцип стабилизации фазы сигнала на выходе усилителя при геометрическом суммировании поясняют векторные диаграммы, представленные на рис. 2-18. Здесь  $\dot{U}_c$  — вектор напряжения на выходе сумматора;  $\dot{U}_1$ ,  $\dot{U}_2$ ,  $\dot{U}_3$ ,  $\dot{U}_4$  — векторы напряжений, снимаемых с выходов первого, второго, третьего и четвертого каскадов усилителя-ограничителя;  $\varphi_{12}$  — сдвиг фаз между векторами  $\dot{U}_1$  и  $\dot{U}_2$ ;  $\varphi_{23}$  — сдвиг фаз между векторами  $\dot{U}_2$  и  $\dot{U}_3$ ;  $\varphi_{34}$  — сдвиг фаз между векторами  $\dot{U}_3$  и  $\dot{U}_4$ ;  $\Delta\varphi_3$  — нестабильность фазы вектора  $\dot{U}_3$ ,  $\Delta\varphi_4$  — нестабильность фазы вектора  $\dot{U}_4$ .

Будем полагать для простоты, что амплитудная характеристика каждого каскада имеет два участка: линейный и участок ограничения (не учитывается переходный участок), причем каждый последующий каскад начинает работать (т. е. напряжение на его выходе достигает заметного уровня) при переходе предыдущего в режим ограничения, т. е. предполагается, что каскады ра-

ботаю́т строго поочередно. Сказанное иллюстрируется амплитудными характеристиками четырех каскадов, приведенными на рис. 2-19. Принимается также, что фаза сигнала на выходе каскада начинает изменяться при переходе каскада в режим ограничения, причем изменение

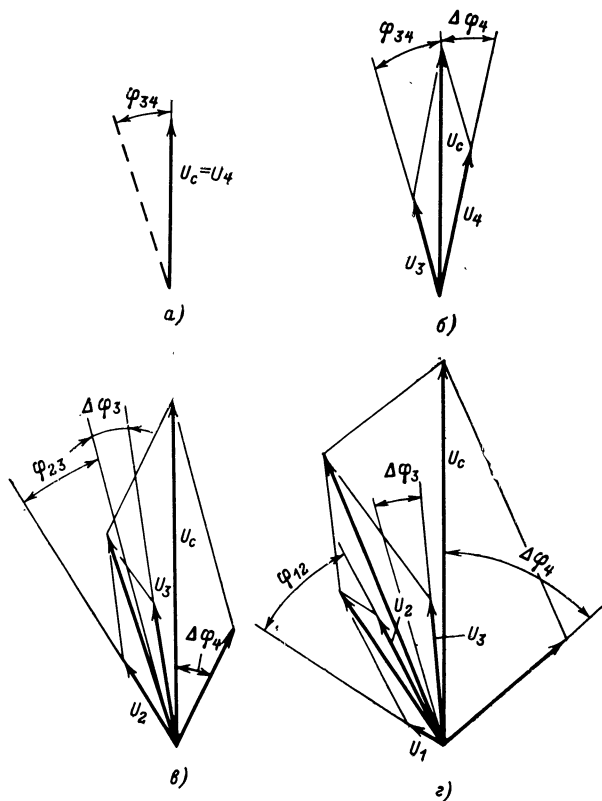


Рис. 2-18. Векторные диаграммы, поясняющие принцип геометрического суммирования.

происходит по линейному закону и достигает максимальной величины при уровне входного сигнала, соответствующего концу участка ограничения каскада.

Очевидно, что при работе каскадов в линейном режиме вектор напряжения на выходе сумматора  $\vec{U}_c$  совпадает по фазе с вектором напряжения, снимаемого с выхода последнего каскада  $\vec{U}_4$  (рис. 2-18,а). Ампли-



туды напряжений, снимаемых с выходов остальных каскадов, при этом малы и не оказывают заметного влияния на положение результирующего вектора  $\vec{U}_c$ . При дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала последний каскад переходит в режим ограничения и вектор  $\vec{U}_4$  получает фазовый сдвиг. В этот момент на длину и положение суммарного вектора начинает оказывать заметное влияние напряжение, снимаемое с выхода

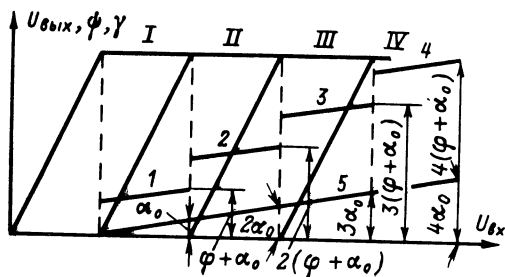


Рис. 2-19. Характеристики каскадов.

*I, II, III, IV* — амплитудные характеристики каскадов; *1, 2, 3, 4* — зависимость фазы сигнала на выходе одного, двух, трех и четырех пар каскадов; *5* — фазо-амплитудная характеристика усилителя-ограничителя.

предыдущего каскада. Положение вектора  $\vec{U}_c$  зависит от угла  $\varphi_{34}$  и, как очевидно, останется неизменным при соответствующем выборе этого угла (рис. 2-18,б). Последующий рост амплитуды входного сигнала не оказывает влияния на длину вектора  $\vec{U}_4$ , но его фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_4$  продолжает увеличиваться. Удлинение вектора  $\vec{U}_3$  компенсирует фазовый сдвиг  $\Delta\varphi_4$ , в связи с чем вектор  $\vec{U}_c$  остается в своем первоначальном положении, изменяясь лишь по длине.

При достижении амплитудой входного сигнала уровня, соответствующего переходу в режим ограничения предпоследнего каскада, длина вектора  $\vec{U}_3$  остается постоянной, но его угловое положение получает приращение  $\Delta\varphi_3$ , что в свою очередь приводит к дальнейшему увеличению  $\Delta\varphi_4$ . Следует подчеркнуть, что четвертый каскад, начиная с этого момента, сдвига фазы сигнала уже не производит, так как на его вход поступает напряжение постоянной амплитуды с предыдущего каскада.

Рост  $\dot{U}_2$  при соответствующем выборе величины  $\varphi_{2,3}$  позволяет компенсировать фазовые сдвиги векторов  $\dot{U}_3$  и  $\dot{U}_4$ , благодаря чему положение результирующего вектора  $\dot{U}_c$  остается неизменным, изменяется лишь его длина (рис. 2-18, в). При переходе в режим ограничения второго каскада усилителя-ограничителя напряжение с выхода первого каскада  $\dot{U}_1$  при соответствующем выборе  $\varphi_{1,2}$  компенсирует увеличение фазового сдвига, даваемого предыдущим каскадом (рис. 2-18, г). Очевидно, что при поочередной работе каскадов фазовый сдвиг создает лишь каскад, предшествующий линейному, так как напряжения, поступающие на выходы остальных каскадов, имеют постоянную амплитуду и фазовых сдвигов не вызывают.

Построение, приведенное на рис. 2-18, раскрывает физическую сущность стабилизации фазы сигнала на выходе усилителя при использовании способа геометрического суммирования.

Блок-схема усилителя, представленная на рис. 2-17, отображает изложенные принципы. Уточняя назначение фазосдвигающих цепей, следует еще раз подчеркнуть, что они создают определенные начальные фазовые сдвиги между складываемыми напряжениями. Так, например, если необходимо уменьшить фазовый сдвиг между напряжениями, поступающими с выходов третьего и четвертого каскадов (рис. 2-17), то четвертая ФСЦ должна создавать фазовый сдвиг меньший, чем четвертый каскад.

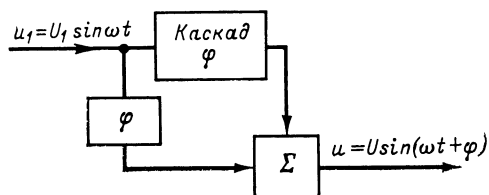
Зависимость напряжения на выходе сумматора (рис. 2-17) от изменений входного напряжения получается близкой к логарифмической [Л. 6]. Иными словами, использование принципа геометрического суммирования позволяет создать логарифмический радиоусилитель со стабильной фазой выходного сигнала в большом динамическом диапазоне. Кроме того, имеется возможность построения усилителя с ограничением со стабильной фазой выходного сигнала. Для этого на выходе сумматора необходимо поставить симметричный ограничитель. Так как уровни сигналов на выходе сумматора изменяются в небольшом динамическом диапазоне, то дополнительный ограничитель после сумматора не вызовет существенного изменения фазы.

Остановимся подробно на определении начальных фазовых сдвигов между складываемыми напряжениями,

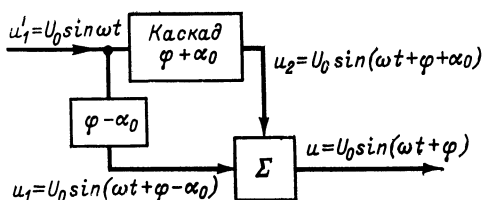
точнее — фазовых сдвигов, которые должны создавать фазосдвигающие цепи. При этом исходными данными являются:

фазовая задержка сигнала, создаваемая одним каскадом в линейном режиме;

нестабильность фазы, возникающая при работе одного каскада в режиме ограничения.



а)



б)

Рис. 2-20. Блок-схемы, поясняющие принцип геометрического суммирования для одного каскада.

а — для линейного каскада; б — для ограничителя.

Рассмотрим сначала фазовые соотношения при сложении двух напряжений, поступающих на сумматор с выхода и входа каскада, под которым будем понимать двусторонний ограничитель (рис. 2-20). Принимаем, что каскад в линейном режиме создает фазовый сдвиг, равный  $\varphi$ . Тогда напряжения на входе и выходе каскада будут записаны как  $u_1 = U_1 \sin \omega t$  и  $u_2 = U_2 \sin(\omega t + \varphi)$ . Для того чтобы сумма входного и выходного напряжений имела ту же фазу, что и напряжение на выходе каскада, необходимо произвести сдвиг фазы входного напряжения на  $\varphi$ . С этой целью между входом каскада и сумматором должна быть введена фазосдвигающая цепь.

В этом случае амплитуда и фаза результирующего сигнала равны:

$$U = \sqrt{U_1^2 + U_2^2 + 2U_1U_2} = U_1 + U_2;$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_1 \sin \varphi + U_2 \sin \varphi}{U_1 \cos \varphi + U_2 \cos \varphi},$$

т. е.

$$u_{\Sigma} = U \sin(\omega t + \varphi). \quad (2-60)$$

При работе в режиме ограничения каскад создает дополнительный фазовый сдвиг, который равен  $\alpha$  и достигает максимальной величины  $\alpha_0$  при уровне сигнала, соответствующего концу режима ограничения. Как следует из представленного на рис. 2-19 графического построения, соответствующая концу режима ограничения амплитуда сигнала на входе каскада равна амплитуде сигнала на выходе ограничителя; обозначим ее через  $U_0$ . Для того чтобы фазовый сдвиг суммарного сигнала остался бы равным  $\varphi$ , необходимо, чтобы фазосдвигающая цепь создавала сдвиг, равный  $\varphi - \alpha_0$  (рис. 2-20, б). Таким образом, задача сводится к отысканию фазового сдвига сигнала, определяемого суммой двух колебаний

$$u_1 = U_0 \sin(\omega t + \varphi - \alpha_0) \text{ и } u_2 = U_0 \sin(\omega t + \varphi + \alpha_0).$$

В этом случае

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{U_0 \sin(\varphi + \alpha_0) + U_0 \sin(\varphi - \alpha_0)}{U_0 \cos(\varphi + \alpha_0) + U_0 \cos(\varphi - \alpha_0)}. \quad (2-61)$$

Рассмотрим  $n$ -каскадный усилитель, каждый каскад которого является двусторонним ограничителем и в линейном режиме создает фазовый сдвиг, равный  $\varphi$ , а в режиме ограничения —  $\alpha$ , причем  $\alpha_{\max} = \alpha_0$ . Для такого усилителя фазовый сдвиг на выходе  $i$ -го каскада будет равен:

$$\psi = \sum_{i=1}^n \varphi_i + \sum_{i=1}^n \alpha_i. \quad (2-62)$$

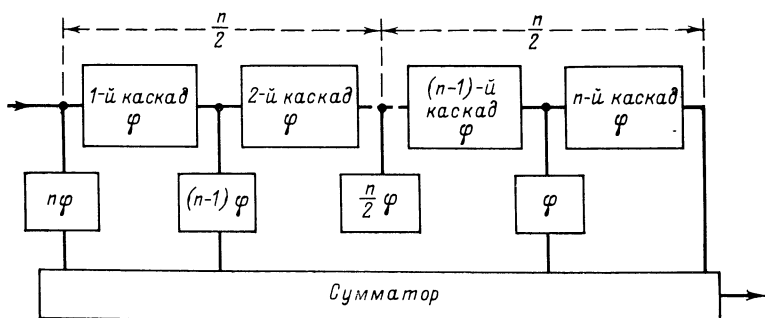
Отрезки 1, 2, 3, 4 (рис. 2-19) характеризуют фазовый сдвиг сигнала на выходе I, II, III и IV каскадов. Изменение фазы на выходе последнего каскада в зависимости

от числа каскадов, работающих в режиме ограничения, определяется формулой

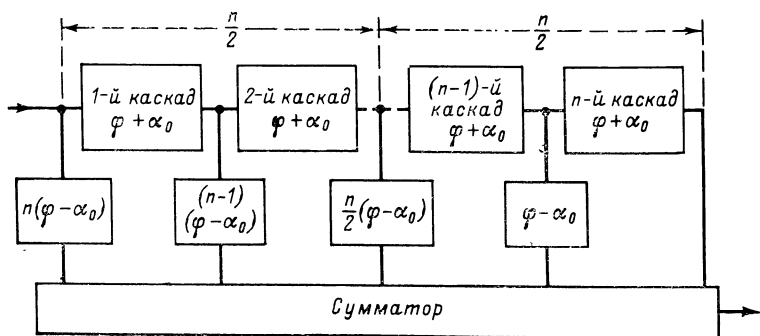
$$\gamma = \sum_{i=1}^n \alpha_i. \quad (2-63)$$

График зависимости  $\gamma = \psi(U_{\text{вх}})$ , построенный в соответствии с (2-63) для четырех каскадов, приведен на рис. 2-19 (5).

Анализ работы  $n$ -каскадного усилителя начнем с режима, работая в котором каскады не создают фазовых сдвигов во всем динамическом диапазоне. Блок-схема такого усилителя приведена на рис. 2-21, а. На рис. 2-21



а)



б)

Рис. 2-21. Блок-схемы логарифмических радиоусилителей с геометрическим суммированием сигналов.

а — усилитель, каскады которого не вносят фазовых сдвигов при ограничении;  
б — усилитель, каскады которого вносят фазовые сдвиги при ограничении.

приведены схемы усилителей с четным числом каскадов; поэтому по обе стороны от фазосдвигающей цепи, создающей фазовый сдвиг  $n\varphi/2$ , расположено по  $n/2$  каскадов. Для того чтобы суммарное напряжение имело ту же фазу, что и сигнал на выходе  $n$ -го каскада, ФСЦ должны создавать фазовые сдвиги так, как показано на рис. 2-21,а. Это доказывается следующим образом. Проведем попарное суммирование напряжений, причем суммировать будем напряжение с выхода  $n$ -го каскада с входным напряжением, прошедшим первую фазосдвигающую цепь, напряжение с выхода фазосдвигающей цепи  $(n-1)$ -го каскада с напряжением, снимаемым с выхода фазосдвигающей цепи первого каскада, и т. д. Установим, чему будет равен фазовый сдвиг суммы попарно складываемых напряжений на выходе  $n$ -го каскада и первой ФСЦ

$$\left. \begin{aligned} u_n &= U_0 \sin(\omega t + n\varphi); \\ u'_{\text{вх}} &= U_0 \sin(\omega t + n\varphi). \end{aligned} \right\} \quad (2-64)$$

Предполагается, что амплитуда входного напряжения равна  $U_0$  и все каскады находятся в режиме ограничения.

Отсюда видно, что фазовый сдвиг суммы этих двух напряжений также будет равен  $n\varphi$ .

Легко видеть, что сигналы на выходе фазосдвигающих цепей  $(n-1)$ -го и 1-го каскадов также будут иметь фазовый сдвиг, равный  $n\varphi$ , очевидно, и их суммарный сигнал будет иметь фазовый сдвиг  $n\varphi$ . Так как число каскадов в усилителе четное, то число напряжений, поступающих на сумматор с учетом входного, составляет  $n+1$ . Поэтому для напряжения, которое снимается с выхода фазовращателя, сдвигающего фазу на  $n\varphi/2$ , пары не будет. Фазовый сдвиг этого напряжения, равного

$$u'_{n/2} = U'_{n/2} \sin\left(\omega t + \frac{n}{2}\varphi + \frac{n}{2}\varphi\right) = U'_{n/2} \sin(\omega t + n\varphi), \quad (2-65)$$

также составляет  $n\varphi$ .

Таким образом, фазовый сдвиг результирующего сигнала на выходе сумматора равен  $n\varphi$ .

Рассмотрим работу  $n$ -каскадного усилителя в режиме ограничения, когда амплитуда напряжения на входе усилителя равна  $U_0$ , т. е. амплитуде напряжения на выходе каскадов с ограничением. Соответствующая блок-схема

усилителя приведена на рис. 2-21,б. Для того чтобы фазовый сдвиг суммарного сигнала оставался равным  $n\varphi$  фазовому сдвигу суммарного сигнала усилителя, работающего в линейном режиме, необходимо, чтобы ФСЦ создавали меньшие фазовые сдвиги; требуемые значения последних отмечены на рис. 2-21,б. Легко показать, что в этом случае фаза суммы попарно складываемых сигналов, а также результирующего сигнала на выходе сумматора, как и в предыдущем случае, будет равна  $n\varphi$ .

Напряжения, снимаемые с выхода  $n$ -го каскада и первой фазосдвигающей цепи:

$$\left. \begin{aligned} u_n &= U_0 \sin [\omega t + n(\varphi + \alpha_0)]; \\ u_{\text{вх}} &= U_0 \sin [\omega t + n(\varphi - \alpha_0)]. \end{aligned} \right\} \quad (2-66)$$

Фазовый сдвиг суммы этих двух напряжений

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{U_0 \sin n(\varphi + \alpha_0) + U_0 \sin n(\varphi - \alpha_0)}{U_0 \cos n(\varphi + \alpha_0) + U_0 \cos n(\varphi - \alpha_0)}$$

или после несложных преобразований

$$\operatorname{tg} \psi = \operatorname{tg} n\varphi. \quad (2-67)$$

Напряжения, снимаемые с выхода фазосдвигающих цепей  $(n-1)$ -го и 1-го каскадов:

$$\left. \begin{aligned} u_{n-1} &= U_0 \sin [\omega t + n\varphi + (n-2)\alpha_0]; \\ u'_1 &= U_0 \sin [\omega t + n\varphi - (n-2)\alpha_0]. \end{aligned} \right\} \quad (2-68)$$

Легко видеть, что фазовый сдвиг суммарного сигнала напряжений  $u_{n-1}$  и  $u'_1$ , как и в предыдущем случае, будет равен  $n\varphi$ .

Напряжение с фазовращателя, сдвигающего фазу на  $\frac{n}{2}(\varphi - \alpha_0)$ , равно:

$$\begin{aligned} u'_{n/2} &= U_0 \sin \left[ \omega t + \frac{n}{2}(\varphi + \alpha_0) + \right. \\ &\quad \left. + \frac{n}{2}(\varphi - \alpha_0) \right] = U_0 \sin (\omega t + n\varphi), \end{aligned} \quad (2-69)$$

т. е. фазовый сдвиг и этого напряжения равен  $n\varphi$ .

Таким образом, фазовый сдвиг результирующего сигнала на выходе сумматора также будет равен  $n\varphi$ , т. е.

будет равен фазовому сдвигу сигнала, снимаемого с выхода последнего каскада, когда усилитель работает в линейном режиме.

Итак, усилитель, построенный по схеме рис. 2-21,б, при строго поочередной работе каскадов, имеющих амплитудные характеристики, подобные характеристикам идеального ограничителя, будет создавать постоянные фазовые сдвиги для выходных сигналов, соответствующих точкам перегрузки каскадов, во всем динамическом диапазоне.

Из представленной на рис. 2-21,б блок-схемы и приведенных выражений следует, что при  $\varphi = \alpha_0$  в ФСЦ нет необходимости. В этом случае необходимые фазовые сдвиги между складываемыми напряжениями обеспечиваются за счет фазовых задержек сигналов в каскадах. Поэтому при проектировании усилителей необходимо так рассчитывать каскады ограничителей, чтобы фазовый сдвиг, создаваемый каскадом при ограничении, был бы равен фазовой задержке каскада. И только в том случае, когда не удастся этого обеспечить, в состав усилителя необходимо вводить ФСЦ.

В качестве ФСЦ можно использовать переходные  $RC$ -цепи между каскадами усилителя-ограничителя и разделительными каскадами сумматора. Назначение последних заключается в устранении обратных связей между каскадами основного усилителя, а кроме того, при их помощи происходит компенсация ослабления сигналов, вносимого ФСЦ. На относительно низких частотах необходимости в разделительных каскадах нет, сумматор в этом случае выполняется на резисторах.

Принципиальная схема ФСЦ может быть выполнена так, как показано на рис. 2-22. Если считать сопротивление ветви правее точек  $ab$  много больше, чем сопротивление источника сигнала, то можно написать упрощенное выражение для коэффициента передачи ФСЦ

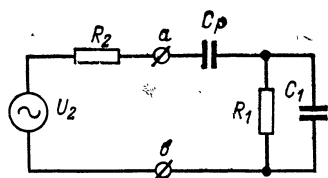


Рис. 2-22. Эквивалентная схема переходной цепи.

$$K = \frac{j\omega R_1 C_p}{1 + j\omega R_1 (C_p + C_1)},$$



или, переходя к модулю и аргументу,

$$K = \frac{\omega R_1 C_p}{\sqrt{1 + \omega^2 R_1^2 (C_p + C_1)}}, \quad \psi = \arctg \frac{1}{\omega R_1 (C_p + C_1)}. \quad (2-70)$$

Емкость конденсатора  $C_1$  и сопротивление резистора  $R_1$  не могут быть меньше входных емкости и сопротивления разделительного каскада сумматора. Если эти параметры известны, то можно определить и величину  $C_p$  по требуемому фазовому сдвигу  $\psi$ .

### ГЛАВА ТРЕТЬЯ

## СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОГРАНИЧЕНИЕМ И ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ РАДИОУСИЛИТЕЛЕЙ С ФАЗОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТИ

### 7. НЕКОТОРЫЕ ВАРИАНТЫ СХЕМ РАДИОУСИЛИТЕЛЕЙ С ОГРАНИЧЕНИЕМ СИГНАЛОВ

В настоящем разделе описываются схемы усилителей-ограничителей, нашедшие применение на практике и позволяющие получить достаточно высокую относительную стабильность фазо-частотных и фазо-амплитудных характеристик. Это свойство дает возможность с успехом применить их в различных фазометрических системах.

На рис. 3-1 приведена принципиальная электрическая схема усилителя-ограничителя с частотой настройки  $f_n = 10$  Мгц. Усилитель состоит из пяти пар каскадов усилителей-ограничителей, собранных по схеме ОК—ОБ с непосредственной связью транзисторов по постоянному току (рис. 3-5). Как уже отмечалось выше, такой принцип выполнения пары каскадов характеризуется наибольшей стабильностью параметров при изменении напряжений источников питания, окружающей температуры, а также условий эксплуатации. Кроме того, при этом достигается более высокая степень симметрии при двустороннем ограничении.

Для повышения стабильности фазо-частотной и фазо-амплитудной характеристик во всех каскадах (кроме

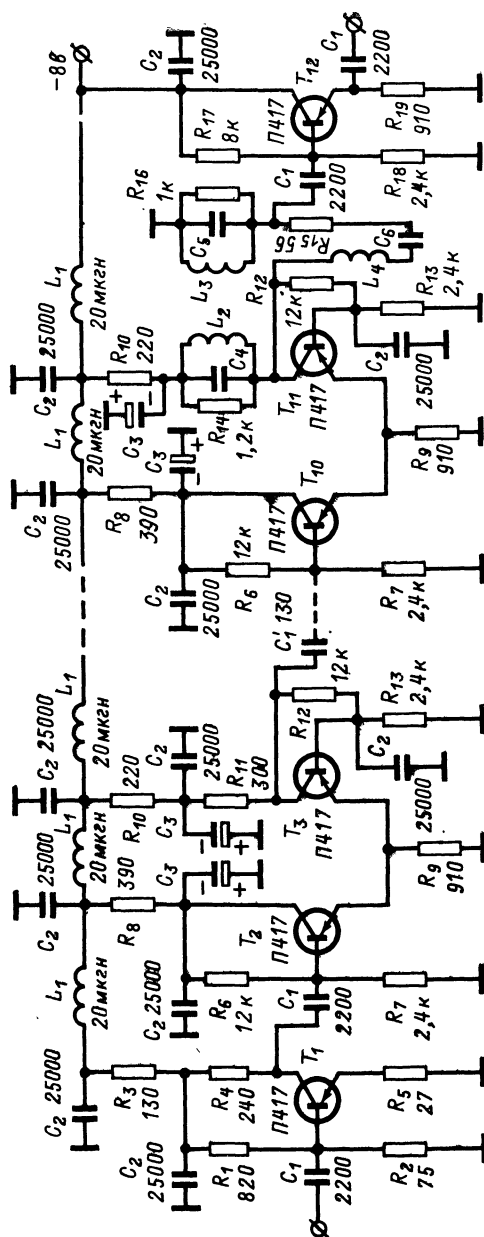


Рис. 3-1. Схема усилителя с ограничением с относительно узкой полосой пропускания.

выходного) применены апериодические нагрузки (резисторы  $R_4, R_9, R_{11}$ ), позволяющие уменьшить наклон фазочастотной характеристики и сделать ее линейной в большом диапазоне частот, что, как известно, уменьшает влияние высших гармоник на фазовый сдвиг выходного сигнала. Полоса пропускания усилителя формируется резонансным контуром, который включен в качестве нагрузки в цепь коллектора последнего каскада. Для увеличения избирательности усилителя на его выходе может быть включена система резонансных контуров.

Рассматриваемый усилитель пригоден для усиления как непрерывных, так и импульсных сигналов. Для уменьшения влияния видеопьедесталов при усилении импульсных сигналов в развязывающих фильтрах включены электролитические конденсаторы большой емкости  $C_3$ . Так как выводы последних обладают значительной индуктивностью, то параллельно им в фильтрах включены безындуктивные конденсаторы  $C_2$ .

Все каскады усилителя выполнены на транзисторах П417. Первый каскад является входным и собран по схеме ОЭ с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера, примененной для повышения устойчивости. Смещение на базах транзисторов создается с помощью резистивных делителей  $R_1, R_2; R_6, R_7; R_{12}, R_{13}$ . Фильтрация по цепям питания осуществляется с помощью фильтров, включающих конденсаторы  $C_2$ , резисторы  $R_3, R_8, R_{10}$  и дроссели  $L_1$ .

В качестве выходного каскада используется эмиттерный повторитель; между ним и вторым каскадом последней пары ограничителей включена система резонансных контуров, предназначенных для повышения избирательности. Напряжение, которое выделяется на контуре  $L_2, C_4, R_{14}$  включенного в коллекторную цепь транзистора  $T_{11}$ , через последовательный контур  $L_4, C_6, R_{15}$ , передается на контур  $L_3, C_5, R_{16}$ , включенный на входе эмиттерного повторителя. Последовательный контур настроен на несущую частоту, на которой коэффициент передачи напряжения будет максимальным. При расстройках, наряду с уменьшением сопротивления параллельного контура, происходит уменьшение коэффициента передачи последовательного контура, так как его сопротивление растет. В результате происходит увеличение избирательности усилителя.

Коэффициент усиления пары каскадов рассматриваемого усилителя составляет 13 дб, коэффициент усиления первого каскада также равен 13 дб. Общий коэффициент усиления  $K_0 = 78$  дб (или  $K_0 \approx 8000$ ) при ширине полосы пропускания  $\Delta f = 3$  Мгц. Амплитудная характеристика усилителя приведена на рис. 3-2 (кривая 3). Фазо-амплитудная характеристика (кривая 1) усилителя примерно линейна в полулогарифмическом масштабе, и ма-



ксимальное изменение фазы выходного сигнала составляет  $25^\circ$ , фазовый сдвиг, вносимый одной парой каскадов с учетом цепей межкаскадной связи, которые несколько уменьшают фазовый сдвиг, создаваемый транзисторами, составляет  $5,2^\circ$ .

Следует отметить, что с помощью разделительных конденсаторов  $C_1$ , входящих в состав переходных цепей, можно скорректировать фазо-амплитудную характеристику усилителя, уменьшив максимальное изменение фазы выходного сигнала. На рис. 3-2 (кривая 2) приведена фазо-амплитудная характеристика скорректированного усилителя, из которой видно, что максимальное изменение фазы сигнала на выходе составляет примерно  $4-5^\circ$ . Емкости конденсаторов  $C_1$  в этом случае были выбраны равными  $33$  нф. Необходимо отметить, что при коррекции фазо-амплитудной характеристики разделительными конденсаторами коэффициент передачи пары каскадов падает на несколько децибел за счет уменьшения коэффициента передачи переходных цепей.

На рис. 3-3 приведены осциллограммы напряжений на выходе усилителя, характеризующие качество ограничения и быстродействия усилителя при различных уровнях входного сигнала. Как видно, амплитуда напряжения на выходе усилителя-ограничителя в диапазоне, примерно равном  $70$  дб, остается практически неизменной.

Осциллограммы свидетельствуют также о том, что усилитель практически безынерционен. Затухающие колебания, обусловленные задним фронтом импульсного сигнала и отчетливо заметные на осциллограмме рис. 3-3, а, существуют и на входе усилителя из-за некачественной работы имитатора сигналов. Они значительно меньше по уровню основного сигнала и при слабом входном сигнале на выходе усилителя практически незаметны из-за вну-

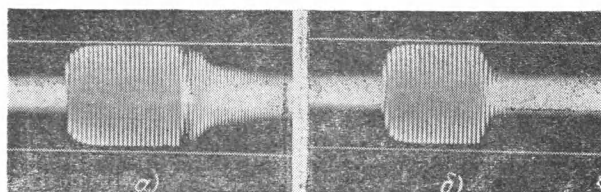


Рис. 3-3. Осциллограммы напряжений на выходе усилителя-ограничителя при различных значениях входного сигнала.

а —  $U_{вх}=0,01$  в; б —  $U_{вх}=0,0004$  в.

тренних шумов приемника. При увеличении уровня входного сигнала в 1000 и более раз вызванные задним фронтом колебания становятся на выходе усилителя соизмеримыми с самим сигналом.

На рис. 3-4 приведена принципиальная электрическая схема широкополосного усилителя-ограничителя, основой которого является двусторонний ограничитель на паре каскадов (рис. 2-6) с непосредственной связью между транзисторами. Как видно, элементом связи между транзисторами  $T_2$  и  $T_3$ , ...,  $T_{12}$  и  $T_{13}$  является Т-образная пассивная цепь, состоящая из трех резисторов и одного конденсатора. Резисторы, образующие плечи пассивной цепи, совместно с конденсатором позволяют расширить частотный диапазон работы ограничителя. Третий резистор является токозадающим, и его сопротивление выбирается из условия обеспечения режима работы по постоянному току.

Для обеспечения одинакового режима по постоянному току в коллекторные цепи обоих транзисторов пары включены резисторы, имеющие одинаковые сопротивления, а база первого транзистора (так же как и второго)

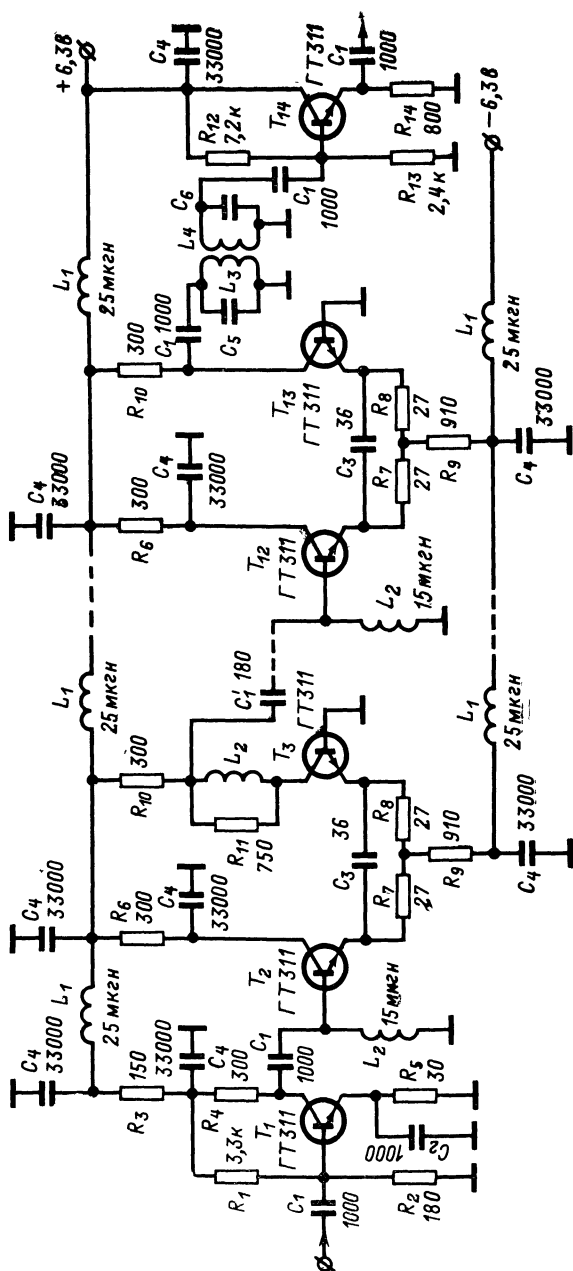


Рис. 3-4. Схема широкополосного усилителя-ограничителя.

по постоянному току заземлена через дроссели. Включение дросселей на входе каждой пары каскадов позволяет устранить возникающую из-за возможной асимметрии ограничения постоянную составляющую. Как отмечалось выше, это дает возможность исключить дополнительные сдвиги фазы усиливаемого сигнала.

Для расширения полосы пропускания усилителя-ограничителя в коллекторные цепи второго транзистора каждой пары включены корректирующие цепи, состоящие из дросселя и резистора. Применение аperiodических нагрузок в сочетании с высокочастотной коррекцией за счет цепей  $L_2R_{11}$ , а также конденсаторов  $C_3$ , включенных между эмиттерами транзисторов каждой пары, позволяет расширить полосу пропускания усилителя до 120 Мгц.

Первым каскадом усилителя-ограничителя является линейный каскад, выполненный по схеме ОЭ и предназначенный главным образом для увеличения коэффициента усиления всего усилителя. Кроме того, он устраняет шунтирование генератором сигналов первой пары каскадов усилителя-ограничителя. Иногда вместо линейного каскада можно ввести еще одну пару усилителей-ограничителей с несколько измененными параметрами первого каскада; благодаря этому расширяется динамический диапазон усилителя в целом и в то же время достигается режим согласования.

Все каскады описываемого усилителя выполнены на транзисторах ГТЗ11И, имеющих верхнюю граничную частоту  $f_T > 450$  Мгц. Смещение на базы транзисторов, входящих в пары ограничителей, обеспечиваются с помощью дополнительного источника — 6,3 в, что позволяет повысить стабильность работы усилителя. Каждая пара каскадов в линейном режиме имеет коэффициент усиления порядка 11 дб. Общий коэффициент усиления шести пар составляет примерно 66 дб, а динамический диапазон ограничения — несколько более 60 дб.

Фазо-амплитудная характеристика данного усилителя, как и предыдущего, также линейна в полулогарифмическом масштабе. Максимальное изменение фазы сигнала на выходе усилителя в диапазоне порядка 60 дб составляет около  $20^\circ$ , т. е. менее  $4^\circ$  на пару каскадов с учетом цепей межкаскадной связи. Это почти предельно достижимая стабильность, которая может быть получена за счет схемы двустороннего ограничителя и кор-

рекции фазо-частотной характеристики в широкой полосе частот. Дальнейшее уменьшение степени изменения фазы выходного сигнала может быть достигнуто только за счет применения дополнительных способов стабилизации.

На рис. 3-5 показан внешний вид макета широкополосного усилителя-ограничителя, подобного описанному

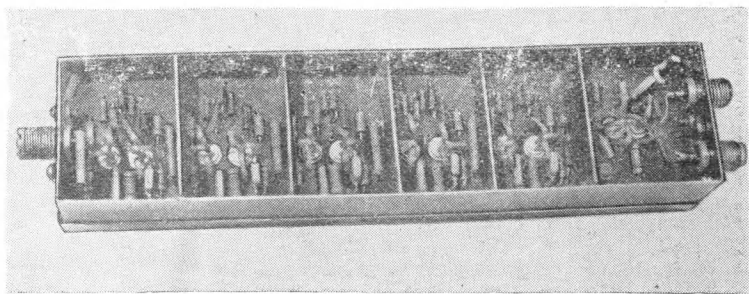


Рис. 3-5. Широкополосный усилитель-ограничитель с фазо-амплитудной характеристикой повышенной стабильности.

выше. Но в отличие от него в макете содержится семь пар каскадов ограничителей и отсутствует входной каскад. Применение седьмой пары ограничителей позволяет расширить диапазон ограничения до 70 дБ. Конструктивно усилитель выполнен на плате с печатным монтажом, секционирование позволяет повысить устойчивость работы.

#### **8. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ-ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ С ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ СПОСОБАМИ СТАБИЛИЗАЦИИ ФАЗЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА**

В настоящем разделе описываются схемы усилителей-ограничителей, в которых повышенная стабильность фазы выходного сигнала достигается за счет применения способа прямых и обратных связей, а также компенсационного способа.

Схема усилителя-ограничителя, в котором для повышения стабильности фазы выходного сигнала между коллектором и эмиттером каждого каскада с общей ба-



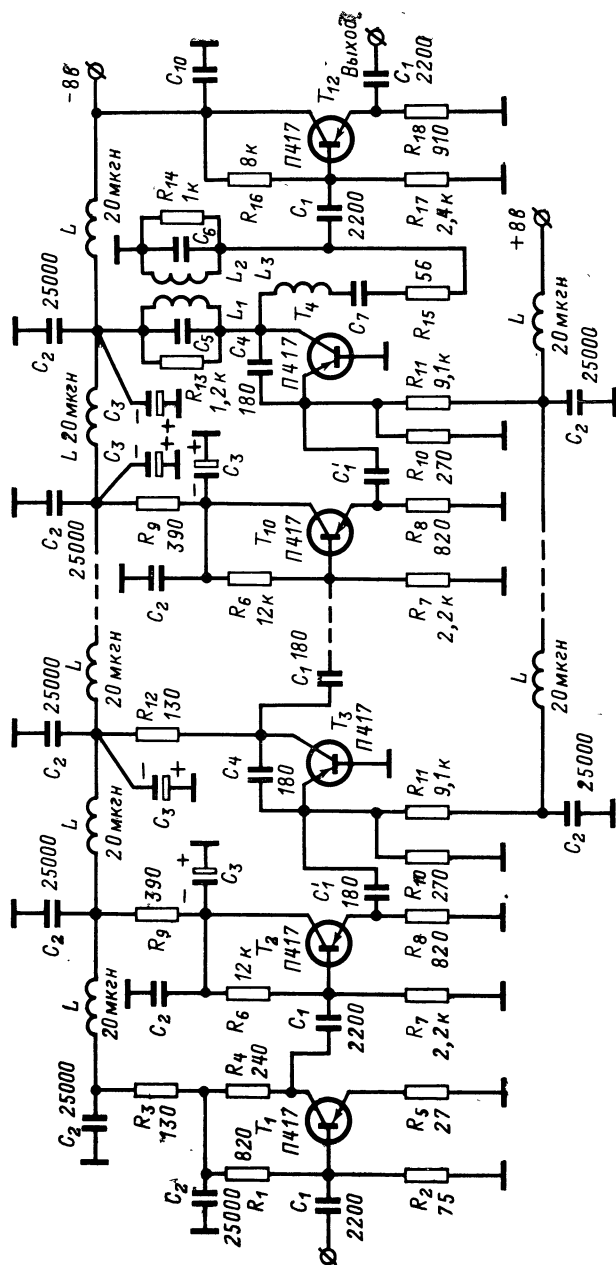


Рис. 3-6. Схема усилителя-ограничителя со связью через емкость между входом и выходом второго каскада каждой пары ограничителей.

зой включены дополнительные конденсаторы связи  $C_4$ , приведена на рис. 3-6. Она аналогична схеме узкополосного усилителя-ограничителя, рассмотренного в предыдущем разделе. Усилитель состоит из пяти пар каскадов ограничителей, входного и выходного каскадов, рассчитан на усиление колебаний с несущей частотой 10 МГц и имеет ширину полосы пропускания  $\Delta f = 3$  МГц. Влияние связей этого типа было рассмотрено в § 4 гл. 2.

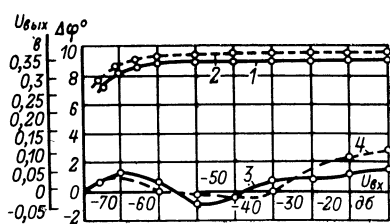


Рис. 3-7. Амплитудные и фазо-амплитудные характеристики усилителя-ограничителя, изображенного на рис. 3-6.

1, 2 — амплитудные характеристики при  $t=20^\circ\text{C}$  и  $t=60^\circ\text{C}$ ; 3, 4 — фазо-амплитудные характеристики при  $t=20^\circ\text{C}$  и  $t=60^\circ\text{C}$ .

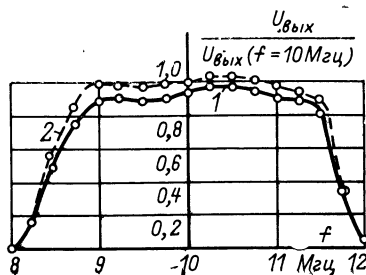


Рис. 3-8. Амплитудно-частотные характеристики усилителя-ограничителя рис. 3-6 при  $t=20^\circ\text{C}$  (кривая 1) и  $t=60^\circ\text{C}$  (кривая 2).

Амплитудные и фазо-амплитудные характеристики усилителя, снятые при различной температуре окружающей среды, приведены на рис. 3-7, а амплитудно-частотные характеристики усилителя — на рис. 3-8. Как видно, изменение температуры окружающей среды оказывает воздействие на все характеристики усилителя, причем на фазо-амплитудные характеристики в особенности. Разброс максимального изменения фазы выходного сигнала в подобных усилителях находится в пределах  $5\text{--}6^\circ$ .

Если сравнивать усилитель со связями между входом и выходом через конденсатор с усилителем с коррекцией фазо-амплитудных характеристик с помощью переходных конденсаторов, то можно отметить следующее. Величины изменения фазы выходных сигналов обоих усилителей соизмеримы. Усилитель со связями через конденсаторы в схемном отношении сложнее, чем усилитель с коррекцией за счет конденсаторов переходных цепей. Однако следует отметить, что в последнем трудно получить симметричную частотную характеристику при ши-

рокой полосе пропускания. Это объясняется тем, что изменение параметров переходных цепей оказывает сильное влияние не только на фазо-амплитудную, но и на амплитудно-частотную характеристики усилителя.

Блок-схема усилителя-ограничителя, в котором применен компенсационный способ стабилизации фазы сигнала, приведена на рис. 3-9. Усилитель состоит из пяти пар усилителей-ограничителей, выполненных по схеме ОК—ОБ, и входного каскада, выполненного по схеме

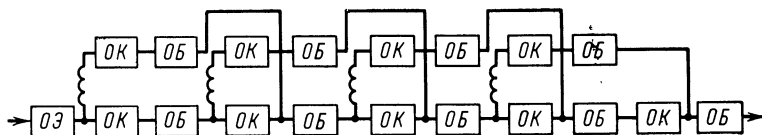


Рис. 3-9. Блок-схема усилителя-ограничителя с покасадной компенсацией фазовых сдвигов усиливаемого сигнала.

ОЭ. В этом усилителе, наряду с основным каналом усиления, имеются четыре пары компенсационных каскадов, в которых транзисторы также включены по схеме ОК—ОБ. С помощью компенсационных пар происходит коррекция фазы сигнала в четырех последних парах усилителей-ограничителей основного канала.

На рис. 3-10 представлена принципиальная схема усилителя-ограничителя, усиливающего колебание с несущей частотой  $f_n = 10 \text{ МГц}$ , с компенсацией фазовых сдвигов усиливаемого сигнала. Все каскады выполнены на транзисторах П417. Пары каскадов выполнены по схеме рис. 2-4. Смещение в первом каскаде и в каскадах с ОК создается с помощью делителя на резисторах от источника коллекторного питания, а смещение в транзисторах с ОБ создается также с помощью делителей, но от дополнительного источника. Для повышения стабильности характеристик в цепь базы второго каскада каждой пары ограничителей включены резисторы обратной связи.

Входное напряжение пар каскадов основного канала является также входным напряжением компенсирующих усилителей. Поворот фазы напряжений, поступающих на компенсирующие усилители, осуществляется с помощью контуров, включаемых между входами основной и дополнительной пар каскадов. Путем расстройки контура

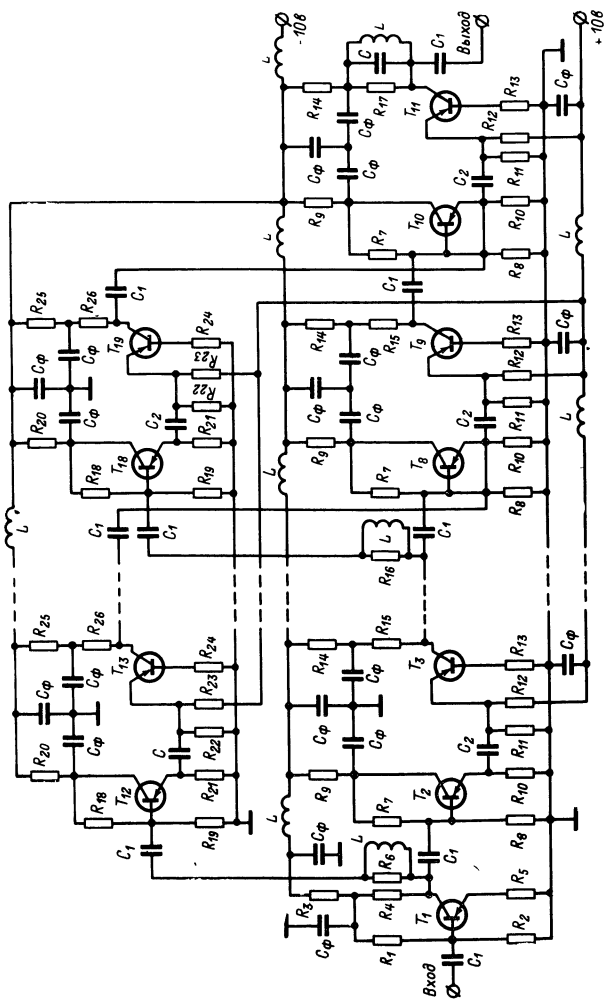


Рис. 3-10. Схема усилителя-ограничителя с по каскадной компенсацией фазовых сдвигов усиливаемого сигнала.

фазу сигнала, поступающего на вход компенсирующего усилителя, можно поворачивать на  $30\text{--}40^\circ$ . Напряжение с выхода компенсирующей пары каскадов подается через пару каскадов основного усилителя на вход каскада ОБ следующей пары.

В рассматриваемом устройстве за счет применения компенсации фазовых сдвигов усиливаемых сигналов обеспечивается высокая стабильность фазы сигнала на выходе усилителя в большом динамическом диапазоне. Изменение фазы выходного сигнала при изменении уровня входного в диапазоне 60 дБ составляет примерно  $1^\circ$ . Следует подчеркнуть, что такая стабильность получается даже при неоптимальной схеме пары каскадов ограничителей. Очевидно, что за счет более тщательной подстройки усилителя с помощью контуров, создающих фазовый сдвиг компенсирующего сигнала, можно еще больше уменьшить фазовую нестабильность выходного сигнала.

## 9. СХЕМЫ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ РАДИОУСИЛИТЕЛЕЙ

Логарифмические радиоусилители с фазовыми характеристиками повышенной стабильности выполняются, как уже отмечалось, на основе усилителей-ограничителей с использованием способа геометрического суммирования сигналов. Это позволяет улучшить не только фазовые, но и амплитудные характеристики усилителя. Кроме того, имеется возможность одновременно получать амплитудные характеристики двух типов: логарифмическую и с ограничением. В ряде случаев это может иметь существенное значение.

На рис. 3-11 приведена схема логарифмического радиоусилителя на частоту  $f_n = 10 \text{ МГц}$ . Усилитель состоит из пяти пар каскадов усилителей-ограничителей, которые выполнены в соответствии со схемой, изображенной на рис. 2-4, но в отличие от последней второй транзистор пары каскадов для уменьшения фазовых сдвигов сигнала имеет связь через конденсатор между входом и выходом. Входной каскад усилителя выполнен по схеме ОЭ.

Сигналы с выхода каждой пары, а точнее — с выхода эмиттерных повторителей через разделительные конденсаторы  $C_5$  поступают на общую нагрузку  $R_{17}$ , где происходит их суммирование, а затем на вход линейного усилительного каскада на транзисторе  $T_{13}$ ; в качестве нагрузки транзистора  $T_{13}$  используется резонансный кон-

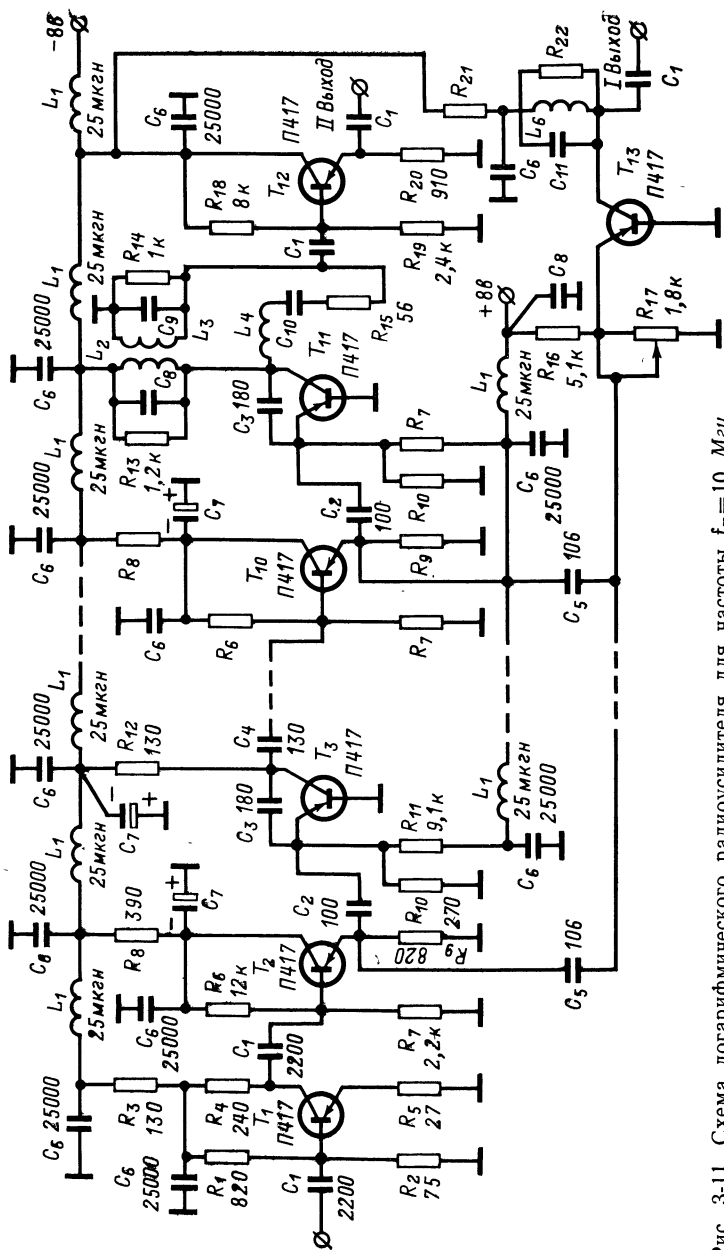


Рис. 3-11. Схема логарифмического радиоприемника для частоты  $f_{\text{п}} = 10 \text{ МГц}$ .

тур, выделяющий первую гармонику усиливаемого сигнала. Зависимость амплитуды результирующего сигнала на выходе каскада от входного напряжения при соответствующей форме амплитудных характеристик каскадов, входящих в пары ограничителей, имеет логарифмический закон [Л. 6].

В описываемом усилителе в силу того, что он предназначен для усиления колебаний относительно низкой частоты, между основным каналом усиления и сумматором нет необходимости вводить разделительные каскады, так как и при их отсутствии устойчивость оказывается достаточной. Ослабление обратных связей в этом усилителе осуществляется за счет разделительных конденсаторов  $C_5$ , величина их емкости выбирается относительно небольшой — порядка 100 нф. Разделительные конденсаторы  $C_5$  используются также для регулировки величины результирующего коэффициента передачи каскадов с ОЭ, изменяющегося за счет технологического разброса параметров транзисторов.

На рис. 3-12 приведены графики зависимости выходных напряжений каскадов от напряжения на входе усилителя. Сплошными кривыми показаны зависимости выходных напряжений каскадов при одинаковых емкостях разделительных конденсаторов  $C_5$ , равных 91 нф; как видно, при этом максимальные значения напряжений, снимаемых с выходов каскадов, неодинаковы. Изменяя  $C_5$ , можно обеспечить равенство максимальных значений выходных напряжений — пунктирные кривые; это позволяет повысить точность совпадения амплитудной характеристики всего усилителя (кривая б) с логарифмическим законом.

На фазо-амплитудную характеристику рассматриваемого усилителя оказывают влияние несколько факторов: фазовая задержка, создаваемая каскадом в линейном режиме, фазовый сдвиг, создаваемый парой каскадов при ограничении с учетом конденсаторов связи  $C_3$ , и, наконец, фазовые сдвиги, создаваемые переходными цепями. В усилителе максимальный фазовый сдвиг, создаваемый парой каскадов при ограничении с учетом влияния емкости связи и цепей межкаскадной связи, составляет за счет погрешности 0,1—1°. Подбирая постоянную составляющую тока через транзистор и емкость переходного конденсатора  $C_{\text{п}}$ , можно сделать фазовую задержку, создаваемую парой каскадов в линейном ре-

жине, порядка  $1^\circ$  и меньше. Как очевидно, в этом случае нет необходимости создавать при помощи переходных цепей дополнительные фазовые сдвиги для суммируемых сигналов. Поэтому в рассматриваемом усилителе переходные цепи между парами каскадов и сумматором практически не оказывают влияния на формирование фазы выходного сигнала.

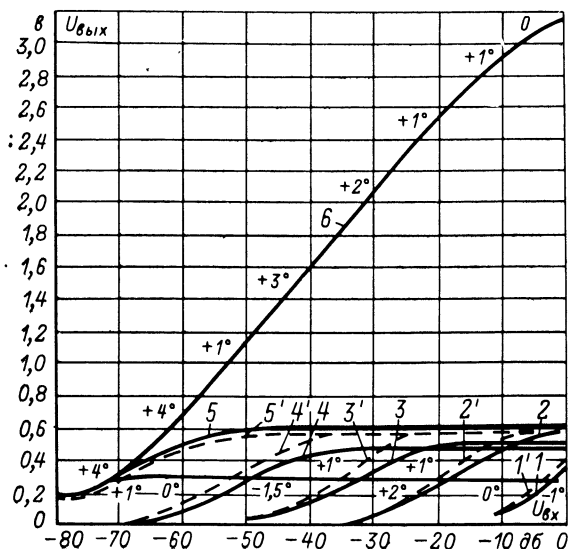


Рис. 3-12. Амплитудные характеристики отдельных каскадов и характеристика всего усилителя. Характеристики каскадов.

1, 2, 3, 4, 5 — при  $C_s=91$  пф; 1', 2', 3' — при  $C_s=106$  пф; 4' — при  $C_s=112$  пф; 5' — при  $C_s=91$  пф; 6 — характеристика усилителя.

Об изменениях последней в пределах исследуемого динамического диапазона уровней входных сигналов можно судить по количественным результатам — цифрам в соответствующих точках амплитудной характеристики (рис. 3-12). Как видно, изменение фазы сигнала составляет  $3^\circ$ , а отклонение амплитудной характеристики от логарифмического закона не превышает  $3\%$ . Для того чтобы уменьшить изменение фазы выходного сигнала, можно изменить, например, параметры последней переходной цепи или параметры последней пары ограничителей. Однако при этом может произойти дополнительное



отклонение амплитудной характеристики от логарифмического закона.

В рассматриваемом усилителе, кроме первого выхода, с которого снимается напряжение, находящееся в логарифмической зависимости от изменений уровня входного сигнала, имеется второй выход, с которого снимается ограниченное по амплитуде напряжение. Изменение фазы сигнала на выходе усилителя-ограничителя также получается небольшим в пределах исследуемого динамического диапазона. Это подтверждается количественными данными — цифрами в соответствующих точках амплитудной характеристики.

Для повышения избирательности усилителя в режиме ограничения между последней парой каскадов ограничения и выходным каскадом введена селективная цепь, состоящая из параллельного и последовательного контуров. Очевидно, что при необходимости точно такая же цепь может быть использована на выходе логарифмического канала.

На рис. 3-13 приведена схема широкополосного логарифмического усилителя, предназначенного для усиления колебаний с частотой 30 МГц. Как видно, основным элементом является усилитель-ограничитель, построенный на парах каскадов, которые выполнены в соответствии с изображенной на рис. 2-6 схемой. В качестве нагрузки каждой пары каскадов используется резонансный контур, выделяющий первую гармонику колебания несущей частоты.

В рассматриваемом усилителе для повышения устойчивости работы применены разделительные каскады, а суммирование сигналов производится в два этапа. Сначала суммируются сигналы, снимаемые с выхода первых и последних трех пар усилителей-ограничителей, а затем производится окончательное суммирование с помощью двух транзисторов  $T_{19}$  и  $T_{20}$ . В коллекторные цепи последних включена общая нагрузка в виде резонансного контура. Зависимость напряжения, снимаемого с резонансной нагрузки транзисторов  $T_{19}$  и  $T_{20}$ , от входного напряжения с достаточной степенью точности подчиняется логарифмическому закону.

Ширина полосы пропускания усилителя определяется главным образом резонансным контуром, который является нагрузкой оконечного сумматора. Протяженность логарифмического участка амплитудной характе-

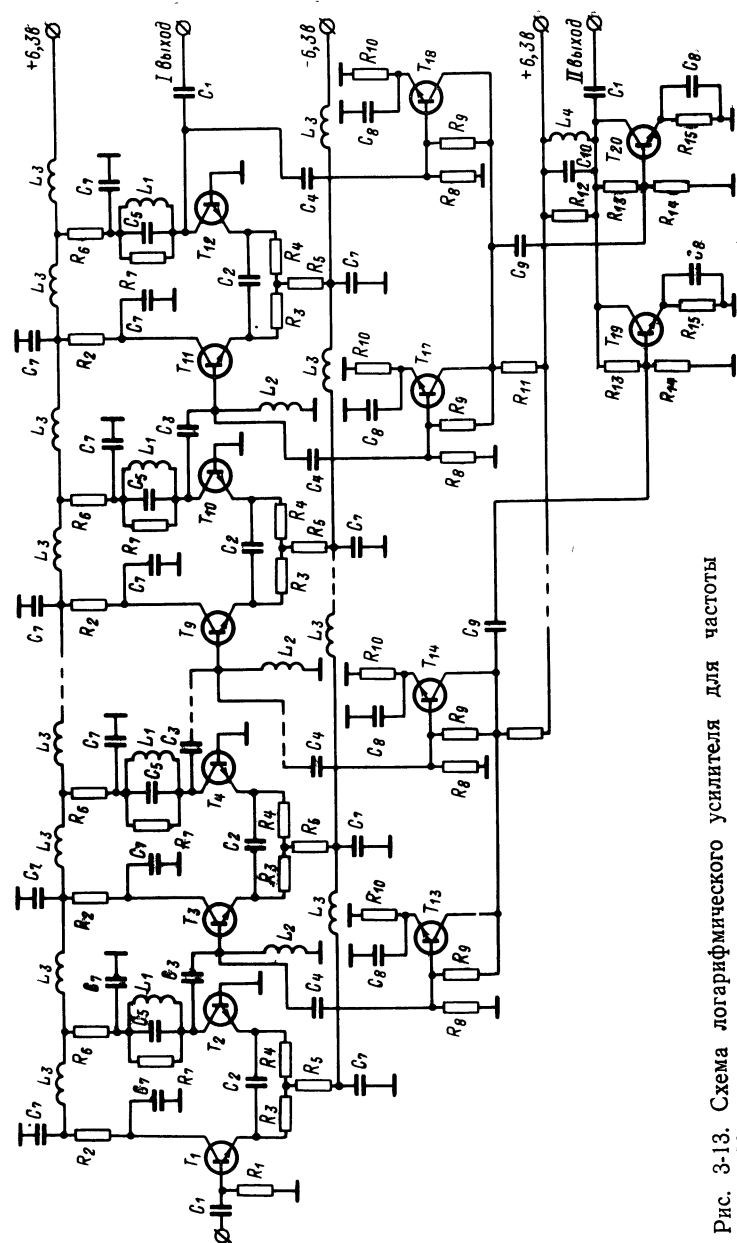


Рис. 3-13. Схема логарифмического усилителя для частоты  $f_n = 30 \text{ МГц}$ .

ристики определяется коэффициентом усиления пары каскадов и числом пар, напряжение с выхода которых поступает на сумматор.

Переходные цепи, включенные между парами каскадов и развязывающими каскадами, имеют одинаковые параметры. Необходимые фазовые соотношения между суммируемыми сигналами здесь также обеспечиваются за счет выбора режима работы пары каскадов.

В усилителе, кроме выхода, характеризующегося логарифмической зависимостью выходного напряжения от входного, имеется второй выход, с которого снимается ограниченное по амплитуде напряжение. Однако изменение фазы сигнала, снимаемого со второго выхода, составляет примерно  $20^\circ$ , т. е. столько же, сколько и в широкополосном усилителе-ограничителе, имеющем такое же число пар каскадов.

#### ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

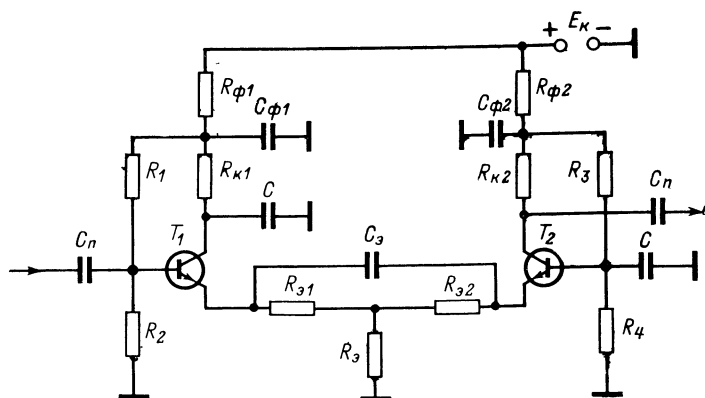
### **РАСЧЕТ И ПРОЕКТИРОВАНИЕ РАДИОУСИЛИТЕЛЕЙ С ФАЗОВЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ ПОВЫШЕННОЙ СТАБИЛЬНОСТИ**

#### **10. РАСЧЕТ СИММЕТРИЧНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ, ПОСТРОЕННОГО ПО КАСКОДНОЙ СХЕМЕ ОК—ОБ**

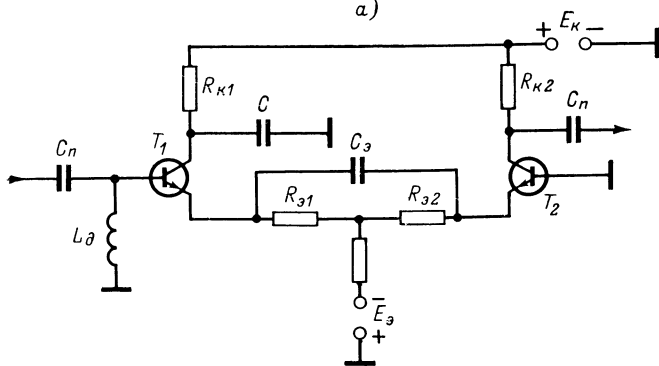
Реостатные усилительные каскады с симметричным ограничением, применяемые в фазостабильных усилителях-ограничителях, часто собираются по схеме ОК—ОБ, причем база одного из транзисторов и коллектор транзистора противоположного плеча заземляются по высокой частоте (рис. 4-1, *а, б*). Как видно, обе разновидности каскада с одним или с двумя источниками питания представляют собой варианты дифференциального усилительного каскада с несимметричными входом и выходом. Ограничение в каскаде наступает за счет отсечки токов.

Опыт разработки ограничителей показывает, что лучшая фазовая стабильность получается при использовании в качестве усилительных приборов высокочастотных транзисторов (ГТ311, КТ306, П417), граничная частота которых в 20—40 раз превышает верхнюю граничную частоту усилителя. При выборе транзистора должны быть приняты меры к тому, чтобы обратное напряжение эмиттер — база было не менее 0,5—1 в.

Назначение элементов каскада схемы (рис. 4-1,а) следующее. Цепи  $R_{\phi 1}$ ,  $C_{\phi 1}$ ,  $R_{\phi 2}$ ,  $C_{\phi 2}$  служат для развязки данного каскада от других каскадов усилителя. Резисторы  $R_{K1}$ ,  $R_{K2}$  — коллекторные нагрузки. Конденсаторы  $C$



а)



б)

Рис. 4-1. Схемы каскадов ОК—ОБ с симметричным ограничением.

служат для заземления выводов транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  по высокой частоте. Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ ,  $R_4$  образуют базовые делители, фиксирующие положения начальных рабочих точек  $T_1$ ,  $T_2$ . Резистор  $R_3$  определяет положение начальных рабочих точек, уровень входного напряжения, соответствующего началу ограничения. Цепь  $R_{31}$ ,  $R_{32}$ ,  $C_3$  служит для коррекции частотной характеристики каска-

да в области высоких частот. Кроме того, при увеличении сопротивлений  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  улучшается стабильность режима постоянного тока и изменяется динамический диапазон каскада. Конденсаторы  $C_{п}$  — разделительные. Подбирая величину  $C_{п}$ , можно корректировать фазо-частотную характеристику каскада в линейном режиме.

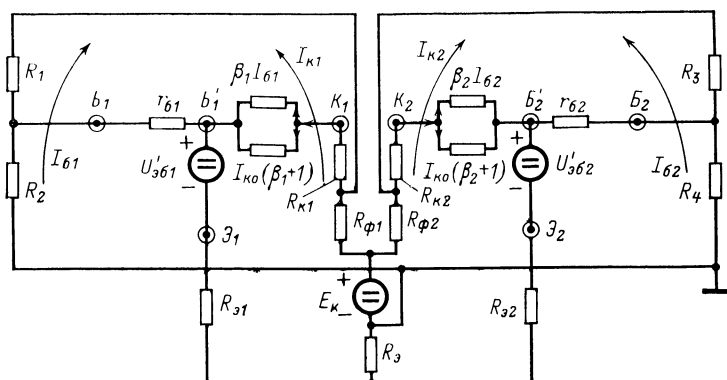
Назначение одноименных элементов схемы каскада (рис. 4-1,б) такое же. Дроссель  $L_{д}$  является нагрузкой предыдущего каскада по высокой частоте и, кроме того, ослабляет действие возникающих в результате ограничения видеоимпульсов на базу  $T_1$ .

Выбор режима транзисторов по постоянному току проводится с учетом требований температурной и фазовой стабильности. Они сводятся к следующему.

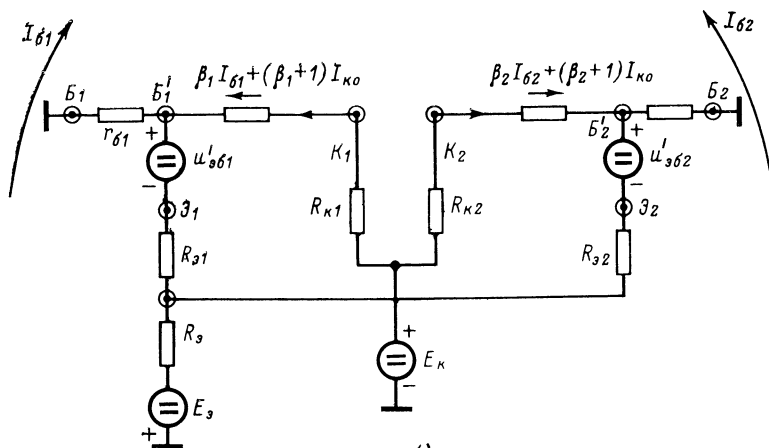
1. Если коллекторные токи транзисторов в состоянии покоя ( $I_{к1}$ ,  $I_{к2}$ ) не одинаковы, то при ограничении на выходе каскада появится не только радиоимпульс, но и «пьедестал» в виде видеоимпульса положительной или отрицательной полярности. При большой постоянной времени переходной цепи он проходит на базу следующего транзистора, в результате чего образуется видеоимпульс базового тока, смещающий рабочую точку транзистора. Это вызывает добавочный фазовый сдвиг радиоимпульса. При малой постоянной времени приращение фазового сдвига  $\delta\phi$  будет меньше. Уменьшить  $\delta\phi$  можно также путем правильного выбора режима каскада по постоянному току, при котором условие симметрии схемы ( $I_{к1} = I_{к2}$ ) достаточно точно выполняется при изменениях окружающей температуры, параметров транзисторов и деталей схемы.

2. Мгновенные значения коллекторных токов  $i_{к1}$ ,  $i_{к2}$  при ограничении изменяются от максимума до нуля, причем перепады токов  $\Delta i_{к1}$ ,  $\Delta i_{к2}$  будут тем больше, чем больше токи покоя. Экспериментальные и расчетные данные показывают, что меньшие сдвиги  $\delta\phi$  получаются при меньших интервалах  $\Delta i_{к}$ . С другой стороны, режим малых токов невыгоден из-за уменьшения коэффициента усиления и крутизны транзисторов. Поэтому токи  $I_{к1}$ ,  $I_{к2}$  выбираются из компромиссных соображений — в пределах 1—5 *ма*.

Дальнейший расчет режима производится по эквивалентным схемам постоянного тока [Л. 4], представленным на рис. 4-2,а, б. Обозначения резисторов и напря-



a)



6)

Рис. 4-2. Эквивалентные схемы каскадов для постоянного тока.

жений здесь те же, что ранее; остальные обозначения следующие:

$I_{б 1,2}$ ,  $I_{к 1,2}$  — постоянные токи транзисторов;

$\beta_{1,2}$  — коэффициенты усиления по току в схеме с ОЭ;

$r_{6,1,2}$  — распределенные сопротивления базы.

По эквивалентной схеме рис. 4-2,а можно рассчитать токи каскада с одним источником —  $I_{K1}$ ,  $I_{K2}$ . Если составить уравнения для токов и выполнить ряд преобразова-

ний, то получим формулы

$$I_{\kappa 1,2} = \frac{\{1 + \gamma_{2,1} [\beta_{2,1} (1 + k_{2,1} \bar{m}_{2,1} + s_{2,1} - \gamma_{1,2}) - \gamma_{1,2}] - R_9 \{1 + \gamma_1 [\beta_1 (1 + k_1 \bar{m}_1 + s_1 - \gamma_2) - \alpha_{2,1}] [(k_{1,2} - k_{2,1} \gamma_{2,1}) E_{\kappa} - u_{\phi 1,2}] \beta_{1,2} \gamma_{1,2} + \rightarrow \\ \rightarrow -\gamma_2] - \alpha_1 \} \{1 + \gamma_2 [\beta_2 (1 + k_2 \bar{m}_2 + s_2 - \gamma_1) - \rightarrow \\ \rightarrow + \gamma_{2,1} (k_{2,1} \gamma_{1,2} \bar{m}_{2,1} - \bar{n}_{2,1}) \beta_{1,2} [(k_{2,1} - \gamma_{1,2} k_{1,2}) E_{\kappa} - u_{\phi 2,1}] \beta_{2,1} \gamma_{1,2} \\ - \gamma_1] - \alpha_2 \} - \gamma_2 \beta_2 \gamma_1 \beta_1 (k_2 \gamma_1 \bar{m}_2 - \bar{n}_2) (k_1 \bar{m}_1 \gamma_2 - \bar{n}_1) \}. \quad (4.1)$$

Здесь приняты следующие значения для промежуточных коэффициентов:

$$\left. \begin{aligned} k_{1,2} &= \frac{R_{2,4}}{R_{1,3} + R_{2,4} + R_{\phi 1,2}}; \quad s_{1,2} = \frac{R_{91,2}}{R_9}; \\ R_{\phi 1,2} &= r_{\phi 1,2} + \frac{R_{2,4} (R_{1,3} + R_{\phi 1,2})}{R_{1,3} + R_{2,4} + R_{\phi 1,2}}; \\ \bar{m}_{1,2} &= \frac{R_{\phi 1,2}}{R_9}; \quad \gamma_{1,2} = \frac{R_9}{R_9 + R_{91,2} + R_{\phi 1,2}}; \\ \bar{n} &= \frac{R_{\phi 1,2}}{R_{\phi 1,2} + R_{91,2} + R_9}. \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

Базовые токи транзисторов равны:

$$I_{\phi 1,2} = \frac{1}{1 - \gamma_1 \gamma_2 - \alpha_{1,2}} \times \\ \times \left\{ \frac{(k_{1,2} - \gamma_{2,1} k_{2,1}) E_{\kappa} - u_{\phi 1,2} + I_{\kappa 2,1} \gamma_{2,1} (R_{\phi 2,1} k_{2,1} - R_{\phi 2,1})}{R_{\phi 1,2} + R_{91,2} + R_9} + \right. \\ \left. + I_{\kappa 1,2} \left[ \gamma_{1,2} (\gamma_{2,1} - s_{1,2} - 1) - \frac{R_{\phi 1,2} k_{1,2}}{R_{\phi 1,2} + R_{91,2} + R_9} \right] \right\}. \quad (4.3)$$

Выражение (4-3) получено для транзисторов с малыми тепловыми токами  $I_{\kappa 0} \ll I_{\kappa}$ . Если принять добавочные ограничения  $\beta_{1,2} \gg 1$ ,  $E_{\kappa} \gg u_{\phi 1,2}$ , то формула (4-1) упрощается:

$$I_{\kappa 1,2} = \frac{E_{\kappa} \{ (1 + k_{2,1} \bar{m}_{2,1} - \gamma_{1,2}) (k_{1,2} - k_{2,1} \gamma_{2,1}) + R_9 \{ (1 + k_1 \bar{m}_1 + s_1 - \gamma_2) (1 + k_2 \bar{m}_2 + s_2 - \gamma_1) - \rightarrow \\ \rightarrow + \frac{(k_{2,1} \gamma_{1,2} \bar{m}_{2,1} - \bar{n}_{2,1}) (k_{2,1} - k_{1,2} \gamma_{1,2})}{- (k_2 \gamma_1 \bar{m}_2 - \bar{n}_2) (k_1 \bar{m}_1 \gamma_2 - \bar{n}_1)} \}. \quad (4.4)$$

Для оценки температурной стабильности рабочей точки находят приращения токов по известной формуле

$$I_{\kappa 1,2} = \beta_{1,2} I_{\phi 1,2} + I_{\kappa 0 1,2} (1 + \beta_{1,2}). \quad (4.5)$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta I_{\kappa 1} &= \Delta \beta_1 (I_{\phi 1} + I_{\kappa 01}) + (1 + \beta_1) \Delta I_{\kappa 01} + \beta_1 \Delta I_{\phi 1}; \\ \Delta I_{\kappa 2} &= \Delta \beta_2 (I_{\phi 2} + I_{\kappa 02}) + (1 + \beta_2) \Delta I_{\kappa 02} + \beta_2 \Delta I_{\phi 2}. \end{aligned} \right\} \quad (4.6)$$

Подсчитывая  $\Delta I_{\kappa 1,2}$  по (4-3) и решая полученные уравнения совместно с (4-6), можно написать следующие формулы для приращений коллекторных токов:

$$\begin{aligned} \Delta I_{\kappa 1} = & \left\{ \frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} (I_{\kappa 01} + I_{\kappa 01}) + \frac{\Delta I_{\kappa 01}}{\alpha'_1} - \right. \\ & - \frac{\gamma_1}{1 - \gamma_1 \gamma_2 - \alpha_1} \frac{\Delta u_{\kappa 01}}{R_9} \left. \right\} S_{11} + \left\{ \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} (I_{\kappa 02} + I_{\kappa 02}) + \right. \\ & + \frac{\Delta I_{\kappa 02}}{\alpha'_2} - \frac{\gamma_2}{1 - \gamma_1 \gamma_2 - \alpha_2} \frac{\Delta u_{\kappa 02}}{R_9} \left. \right\} S_{12}; \\ \Delta I_{\kappa 2} = & \left\{ \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} (I_{\kappa 02} + I_{\kappa 02}) + \frac{\Delta I_{\kappa 02}}{\alpha'_2} - \right. \\ & - \frac{\gamma_2}{1 - \gamma_1 \gamma_2 - \alpha_2} \frac{\Delta u_{\kappa 02}}{R_9} \left. \right\} S_{22} + \left\{ \frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} (I_{\kappa 01} + I_{\kappa 01}) + \right. \\ & + \frac{\Delta I_{\kappa 01}}{\alpha'_1} - \frac{\gamma_1}{1 - \gamma_1 \gamma_2 - \alpha_1} \frac{\Delta u_{\kappa 01}}{R_9} \left. \right\} S_{21}. \end{aligned} \quad (4-7)$$

Здесь  $\alpha'_{1,2}$  — коэффициент усиления тока в схеме ОБ.

Как видно из (4-7), за счет обратных связей, существующих в каскаде, нестабильности коллекторных токов транзисторов  $T_1$ ,  $T_2$  взаимно связаны. Взаимная связь  $\Delta I_{\kappa}$  зависит от «взаимных» коэффициентов нестабильности  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ , а «собственные» нестабильности транзисторов учитываются с помощью коэффициентов  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ . Для расчета коэффициентов  $S$  можно ввести дальнейшие упрощения. Считаем, что схема симметрична. Тогда

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma &= \frac{R_9}{R_9 + R_{\kappa 01} + R_6}; \quad \beta_1 = \beta_2 = \beta; \\ k_1 = k_2 = k &= \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{\Phi}}; \quad \bar{m}_1 = \bar{m}_2 = \bar{m} = \frac{R_{\Phi}}{R_9}; \\ \bar{n}_1 = \bar{n}_2 = \bar{n} &= \frac{R_6}{R_6 + R_{\kappa 01} + R_9}; \quad s_1 = s_2 = s = \frac{R_{\kappa 01}}{R_9}; \\ \Delta u_{\kappa 01} = \Delta u_{\kappa 02} &= \Delta u_{\kappa 0}; \quad \Delta I_{\kappa 01} = \Delta I_{\kappa 02} = \Delta I_{\kappa 0}; \\ \Delta \beta_1 = \Delta \beta_2 = \Delta \beta; \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha &= \frac{r_6}{R_9} \gamma; \\ R_6 = r_6 + \frac{R_2 (R_1 + R_{\Phi})}{R_1 + R_2 + R_{\Phi}}; \\ R_{\kappa 01} = R_{\kappa 02} &= R_6. \end{aligned} \right\} \quad (4-8)$$



Теперь коэффициенты  $S$  будут равны:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{(1 + s - \gamma + \gamma \bar{m}x)(1 - \gamma^2 - \gamma z)}{\gamma \{(1 + s - \gamma + \gamma \bar{m}x)^2 - [\gamma^2 \bar{m}x - 1 + \gamma(1 + s)]^2\}}; \\ S_{12} = S_{21} &= \frac{(1 - \gamma^2 - \gamma z)[x \bar{m} \gamma^2 - 1 + \gamma(1 + s)]}{\gamma \{(1 + s - \gamma + \gamma \bar{m}x)^2 - [\gamma^2 \bar{m}x - 1 + \gamma(1 + s)]^2\}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-9)$$

В формулах (4-9)

$$x = \frac{R_2}{R_3}; \quad z = \frac{r_6}{R_3}.$$

По выражениям (4-9) можно подобрать соотношения сопротивлений резисторов, обеспечивающие минимальные или заданные коэффициенты неустойчивости  $S$ . При этом величины  $s$ ,  $\bar{m}$ ,  $x$ ,  $z$  можно выбирать произвольно. Коэффициент  $\gamma$  зависит от выбора сопротивления резистора  $R_1$ . Величина  $\gamma$  лежит в пределах  $\gamma_{\min} < \gamma < \gamma_{\max}$ :

$$\gamma_{\min} = \frac{1}{1 + s + x + z}; \quad \gamma_{\max} = \frac{1}{1 + s + z + \frac{\gamma \bar{m}x}{\bar{m} + x}}.$$

Коэффициент  $\gamma_{\min}$  соответствует  $R_1 = \infty$ ,  $\gamma_{\max}$  получается при  $R_1 = 0$ . Точная величина  $R_1$  находится из уравнений

$$R_6 = \left[ \frac{1}{\gamma} - (1 + s) \right] R_3; \quad R_6 = r_6 + \frac{R_2(R_1 + R_\Phi)}{R_1 + R_2 + R_\Phi}.$$

В результате решения

$$R_1 = \frac{1}{\frac{R_2}{R_3 [1/\gamma - (1 + s)]} - r_6 - 1} R_2 - R_\Phi. \quad (4-10)$$

На рис. 4-3, 4-4 изображены графики зависимости коэффициентов неустойчивости  $S_{11} = S_{22}$ ,  $S_{12} = S_{21}$  от соотношений сопротивлений резисторов для некоторых частных случаев.

Для расчета режима работы усилителя нужно задаться допустимыми приращениями коллекторных токов  $\Delta I_K$  в пределах 10—20% от  $I_{K1,2}$  и определить  $\Delta \beta/\beta$ ,  $\Delta I_{K0}$ ,  $\Delta u_{эб}$  по заданным изменениям внешних условий. Затем по (4-9) выбирают  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ . По формулам (4-8)—(4-9) и соответствующим графикам выбираются соотношения сопротивлений резисторов  $R_1/R_3$ ,  $R_2/R_3$ ,

$R_{\phi}/R_3$ ,  $R_{31}/R_3$ . Выбор  $R_3$  можно производить графически по статическим характеристикам транзисторов следующим образом. Если в каскаде, схема которого изображена на рис. 4-1, а, пренебречь базовыми токами транзи-

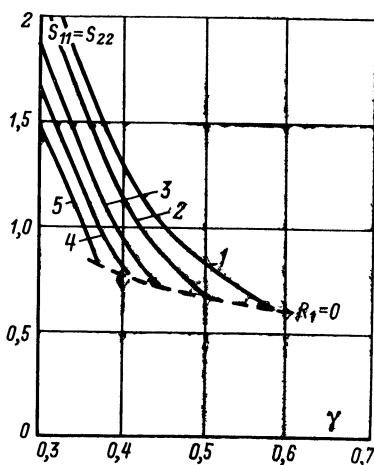


Рис. 4-3. Зависимости собственных коэффициентов неустойчивости для схемы с одним источником при  $x=2,5$ ,  $s=0$ .

1 —  $z=0$ ; 2 —  $z=0,25$ ; 3 —  $z=0,5$ , 4 —  $z=0,75$ ; 5 —  $z=1$ .

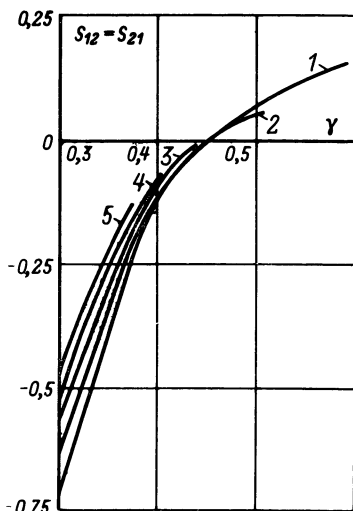


Рис. 4-4. Зависимости взаимных коэффициентов неустойчивости для схемы с одним источником. Значения  $x$ ,  $s$ ,  $z$  те же, что и на рис. 4-3.

сторов, то можно записать уравнения баланса напряжений:

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= u_{\phi 1} + [i_{\phi 1}(u_{\phi 1}) + i_{\phi 2}(u_{\phi 2})] R_3; \\ E_2 &= u_{\phi 2} + [i_{\phi 1}(u_{\phi 1}) + i_{\phi 2}(u_{\phi 2})] R_3. \end{aligned} \right\} \quad (4-11)$$

Здесь  $E_1$ ,  $E_2$  — напряжения на резисторах базовых делителей  $R_2$ ,  $R_4$ ;  $i_{\phi} \approx i_K$  — эмиттерные токи.

При малых сопротивлениях коллекторных нагрузок токи  $i_{K1,2}$  зависят только от напряжений  $E_K$ ,  $u_{\phi 6}$ . Поэтому (4-11) можно переписать в виде

$$\left. \begin{aligned} E_1 &= u_{\phi 1} + [i_{K1}(u_{\phi 1}) + i_{K2}(u_{\phi 2})] R_3; \\ E_2 &= u_{\phi 2} + [i_{K1}(u_{\phi 1}) + i_{K2}(u_{\phi 2})] R_3. \end{aligned} \right\} \quad (4-12)$$

где  $i_K(u_{\phi 6})$  — статические характеристики транзисторов.

Графически система уравнений изображается рис. 4-5, а. Для наглядности принято, что  $E_1 \neq E_2$ . Как видно, начальная рабочая точка  $A$  лежит на пересечении нагрузочной прямой  $OA$  и статической характеристики суммарного тока

$$i_{\Sigma}(u_{\alpha\beta}) = i_{\kappa 1}(u_{\alpha\beta}) + i_{\kappa 2}(u_{\alpha\beta}).$$

В исходном режиме постоянные напряжения выбираются одинаковыми  $E_1 = E_2 = (0,1 + 0,3) E_K$ . От точки  $B$  ( $u_{\alpha\beta} = E_1 = E_2$ ) строим характеристики транзисторов  $i_{\kappa}(u_{\alpha\beta})$  и характеристику суммарного тока  $i_{\Sigma}(u_{\alpha\beta})$ . Теперь величину  $R_3$  легко найти по наклону нагрузочной прямой, проведенной через точку  $A$ , ордината которой определяется выбранными токами коллектора

$$I_{\Sigma} = I_{\kappa 1} + I_{\kappa 2}.$$

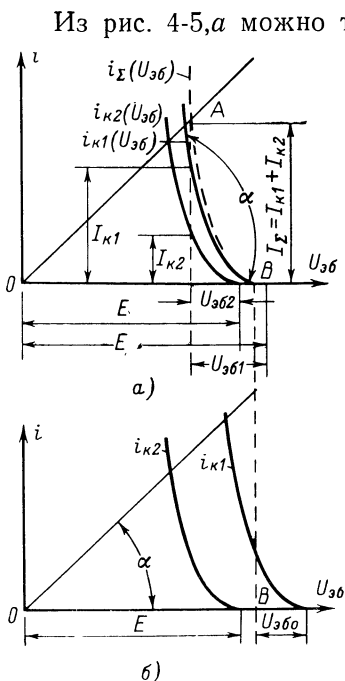


Рис. 4-5. Характеристики каскада ОК—ОБ.

а — в начальном режиме (вверху  $E = E_2$ , внизу  $E = E_1$ ); б — в момент отсечки тока  $T_2$  ( $E = E_2$ ).

Из рис. 4-5, а можно также оценить порог ограничения по входу  $u_{\alpha\beta 0}$ . При действии на базу  $T_1$  синусоидального напряжения статическая характеристика  $i_{\kappa 1}(u_{\alpha\beta})$  движется вдоль горизонтальной оси. Если первая полуволна переменного напряжения  $E$  положительная, то характеристика  $i_{\kappa 1}$  движется вправо от точки  $B$ . Точка пересечения кривых  $A$  смещается в сторону увеличения суммарного тока. Ток  $i_{\kappa 1}$  растет, а  $i_{\kappa 2}$  уменьшается. Ток  $T_2$  прекратится и начнется ограничение, когда кривые займут положение, показанное на рис. 4-5, б. Характеристика  $i_{\kappa 1}$  в этот момент смещена вправо на величину, примерно равную  $u_{\alpha\beta 1} = u_{\alpha\beta 0}$ . Это напряжение и можно считать порогом ограничения по входу.

Величина сопротивления резистора  $R_{\kappa 2}$  определяется шириной полосы пропуска-

ния каскада в линейном режиме. Сопротивление резистора  $R_{к1}$  берут равным  $R_{к2}$  из соображений симметрии схемы.

Режим работы каскада с двумя источниками питания выбирается аналогично. По эквивалентной схеме (рис. 4-2,б) можно найти базовые токи транзисторов

$$I_{б1,2} = \frac{(R_{э2,1} + r_{б2,1}) E_{к} + R_{э} u_{эб2,1} - (R_{э} + R_{э2,1} + r_{б2,1}) u_{эб1,2} -}{(r_{б1} + R_{э1} + R_{э})(r_{б2} +} \rightarrow \\ \rightarrow \frac{-I_{к1,2} [(r_{б2,1} + R_{э2,1} + R_{э})(R_{э2,1} + R_{э}) - R_{э}^2] - R_{э} r_{б2,1} I_{к2,1}}{+ R_{э2} + R_{э}) - R_{э}^2}. \quad (4-13)$$

Далее определяются приращения базовых и коллекторных токов, вызванные нестабильностью параметров. Порядок решения здесь такой же, как и выше. В результате получаем (например, для коллекторных токов) следующие выражения:

$$\Delta I_{к1,2} = S_{11,22} \left[ \frac{\Delta \beta_{1,2}^*}{\beta_{1,2}} (I_{б1,2} + I_{к01,2}) + \frac{\Delta I_{к01,2}}{\alpha'_{1,2}} + \right. \\ \left. + \frac{\gamma_1 \gamma_2}{1 - \gamma_1 \gamma_2} \frac{\Delta u_{эб2,1}}{R_{э}} - \frac{\gamma_{1,2}}{1 - \gamma_1 \gamma_2} \frac{\Delta u_{эб1,2}}{R_{э}} \right] - \\ - S_{12,21} \left[ \frac{\Delta \beta_{2,1}}{\beta_{2,1}} (I_{б2,1} + I_{к02,1}) + \frac{\Delta I_{к02,1}}{\alpha'_{2}} + \right. \\ \left. + \frac{\gamma_2 \gamma_1}{1 - \gamma_1 \gamma_2} \frac{\Delta u_{эб1,2}}{R_{э}} - \frac{\gamma_{2,1}}{1 - \gamma_1 \gamma_2} \frac{u_{эб2,1}}{R_{э}} \right]; \quad (4-14)$$

$$S_{11,22} = \frac{(1 - \gamma_1 \gamma_2) \beta_{1,2} \{1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_{2,1} [(1 + \\ + s_{2,1}) \gamma_{2,1} - \gamma_1 \gamma_2]\}}{\{1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_1 [(1 + s_1) \gamma_1 - \gamma_1 \gamma_2]\} \{1 - \\ - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_2 [(1 + s_2) \gamma_2 - \gamma_1 \gamma_2]\} - \alpha_1 \alpha_2 \gamma_1 \gamma_2}; \\ S_{12,21} = \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_{2,1} \gamma_{1,2} (1 - \gamma_1 \gamma_2)}{\{1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_1 [(1 + s_1) \gamma_1 - \gamma_1 \gamma_2]\} \{1 - \\ - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_2 [(1 + s_2) \gamma_2 - \gamma_1 \gamma_2]\} - \alpha_1 \alpha_2 \gamma_1 \gamma_2}. \quad (4-15)$$

Здесь

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{1,2} &= \frac{R_{э}}{R_{э} + R_{э1,2} + r_{б1,2}}; \\ \alpha_{1,2} &= \frac{r_{б1,2}}{r_{б1,2} + R_{э1,2} + R_{э}}; \\ s_{1,2} &= R_{э1,2}/R_{э}. \end{aligned} \right\} \quad (4-16)$$

Остальные обозначения те же, что и раньше. Для расчета термостабильности схему каскада можно считать симметричной. Тогда

$$\gamma_1 = \gamma_2 = \gamma = \frac{R_9}{R_9 + R_{91} + r_6}; \quad s_1 = s_2 = s = \frac{R_{91}}{R_9};$$

$$\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \frac{r_6}{r_6 + R_{91} + R_9}.$$

Если, кроме этого, учесть, что  $\beta_{1,2} \gg 1$ , то коэффициенты неустойчивости будут:

$$\left. \begin{aligned} S_0 = S_{11} = S_{22} &= \frac{1 - \gamma^2}{\gamma(1 + s - \gamma)}; \\ S_{33} = S_{12} = S_{21} &= \frac{\alpha(1 - \gamma^2)}{\gamma(1 + s - \gamma)^2}. \end{aligned} \right\} \quad (4-17)$$

Можно также показать, что

$$S_{33} = \frac{[1 - (1 + s)\gamma](1 - \gamma^2)}{\gamma(1 + s - \gamma)^2}. \quad (4-18)$$

На рис. 4-6 и 4-7 представлены графики зависимости собственных и взаимных коэффициентов неустойчивости, рассчитанные по формулам (4-17), (4-18). По этим

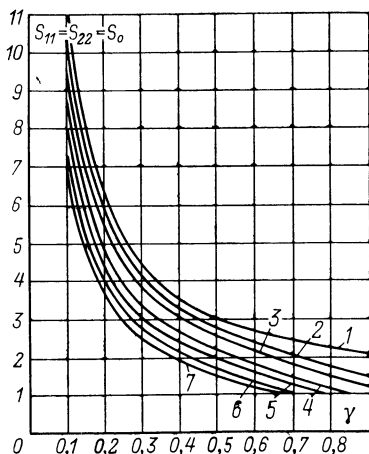


Рис. 4-6. Зависимости собственных коэффициентов неустойчивости для схемы с двумя источниками.

1 —  $s=0$ ; 2 —  $s=0,05$ ; 3 —  $s=0,1$ ; 4 —  $s=0,2$ ; 5 —  $s=0,3$ ; 6 —  $s=0,4$ ; 7 —  $s=0,5$ .

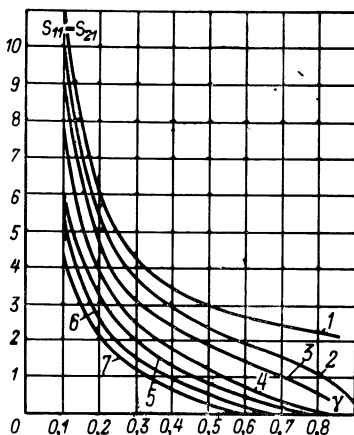


Рис. 4-7. Зависимости взаимных коэффициентов неустойчивости для схемы с двумя источниками, значения параметра  $s$  те же, что и на рис. 4-6.

графикам и формулам (4-16) — (4-18) определяются соотношения сопротивлений резисторов, обеспечивающие заданную симметрию схемы при изменении температуры и разбросе параметров транзисторов. Величина сопротивления  $R_3$ , определяющего токи покоя транзисторов, находится по формуле

$$I_{\kappa 1,2} = \frac{\beta(E_3 - u_{36})}{r_6 + R_{31} + 2R_3 + \beta(2R_3 + R_{31})}, \quad (4-19)$$

полученной из (4-13) при пренебрежении величинами падения напряжения за счет базовых токов и в предположении симметрии схемы.

Если усиление транзисторов велико ( $\beta \gg 1$ ), то

$$R_3 \cong \frac{E_3 - u_{36}}{I_{\kappa}(2 + s)}.$$

Фазовый сдвиг, зависящий от амплитуды сигнала, возникает в основном по двум причинам. При ограничении изменяются входные и выходные сопротивления транзистора, а следовательно, и фазовый сдвиг, вносимый цепями межкаскадной связи. Кроме этого, изменяется задержка радиоимпульса в транзисторе. Показано [Л. 12], что значительное увеличение  $I_3$  приводит к изменению вида уравнения переноса носителей через базу и оно становится нелинейным. Время переноса и фазовый сдвиг при этом растут.

Рассмотрим сначала случай, когда инерцией транзистора как в линейном режиме, так и при ограничении можно пренебречь и он представляет нелинейный безынерционный четырехполюсник. Статические зависимости токов последнего от напряжения  $u_{36}$  можно представить в виде

$$\left. \begin{aligned} i_6 &= A_1 e^{\gamma_1 (u_{36} - E)} = A_{10} e^{\gamma_1 u_{36}} \\ i_{\kappa} &= A_{20} e^{\gamma_2 u_{36}} \end{aligned} \right\} \quad (4-20)$$

Здесь  $A_1$ ,  $A_{10}$ ,  $A_{20}$ ,  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$  — постоянные величины;  $E$  — постоянное смещение.

Малосигнальные параметры транзистора согласно (4-20) будут равны:

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \frac{di_6}{du_{36}} = \gamma_1 A_{10} e^{\gamma_1 u_{36}}; \\ g_{21} &= \frac{di_{\kappa}}{du_{36}} = \gamma_2 A_{20} e^{\gamma_2 u_{36}} \end{aligned} \right\} \quad (4-21)$$

При ограничении больших переменных напряжений  $u_{об} = U_m \cos \omega_0 t$  токи (4-20) становятся несинусоидальными и их можно разложить в ряды:

$$\left. \begin{aligned} i_6(U_m \cos \omega_0 t) &= A_{10} I_0(\gamma_1 U_m) - 2A_{10} I_1(\gamma_1 U_m) \cos \omega_0 t + \dots; \\ i_k(U_m \cos \omega_0 t) &= A_{20} I_0(\gamma_2 U_m) - 2A_{20} I_1(\gamma_2 U_m) \cos \omega_0 t + \dots \end{aligned} \right\} \quad (4-22)$$

Здесь  $I_{0,1}(\gamma U_m)$  — модифицированные функции Бесселя при чисто мнимом аргументе. Выбирая из (4-22) первые гармоники токов, можно получить параметры транзистора для сильных сигналов:

$$\left. \begin{aligned} g_{11c} &= \frac{I_{6m1}}{U_m} = 2A_{10} \gamma_1 \frac{I_1(\gamma_1 U_m)}{\gamma_1 U_m} = g_{11} \cdot 2 \frac{I_1(\gamma_1 U_m)}{\gamma_1 U_m}; \\ g_{21c} &= \frac{I_{km1}}{U_m} = 2A_{20} \gamma_2 \frac{I_1(\gamma_2 U_m)}{\gamma_2 U_m} = g_{21} \cdot 2 \frac{I_1(\gamma_2 U_m)}{\gamma_2 U_m}. \end{aligned} \right\} \quad (4-23)$$

Здесь  $g_{11c}$ ,  $g_{21c}$  — параметры транзистора при сильных сигналах;  $I_{6m1}$ ,  $I_{km1}$  — амплитуды первых гармоник токов.

При малых амплитудах отношение  $2 \frac{I_1(\gamma U_m)}{\gamma U_m}$  стремится к единице, а  $g_{11c}$ ,  $g_{21c}$  принимают свои малосигнальные значения. Для расчета следует экспериментально определить коэффициенты экспоненциальной аппроксимации  $\gamma_1$ ,  $\gamma_2$ ,  $A_{1,2}$  и по формулам (4-23) рассчитать  $g_{11c}$ ,  $g_{21c}$ . Целесообразно построить графики этих параметров для ряда начальных токов ( $I_k$ ,  $I_6$ ), величины которых определяются смещением ( $E$ ). Выходную проводимость  $g_{22}$  для широкополосного ограничителя можно считать постоянной. Далее расчет каскада проводится по формулам линейной теории подстановкой вместо малосигнальных параметров  $g_{11c}$ ,  $g_{21c}$ . Рассчитав фазо-частотную характеристику для минимальной и максимальной амплитуд  $U_m$ , можно определить изменения фазы при ограничении  $\delta\phi$ . Уменьшать  $\delta\phi$  можно, подбирая величину токов покоя  $I_k$ ,  $I_6$ .

Описанная методика пригодна для анализа сравнительно низкочастотных каскадов. На более высоких частотах необходимо учитывать инерцию транзистора. В первом приближении это можно сделать путем осреднения комплексных малосигнальных параметров. Например, для осреднения  $Y_{21}$  снимаются зависимости  $g_{21}$ ,  $b_{21}$  от постоянного напряжения  $E$  при  $U_m \leq 10$  мв. Эти кри-

вые допускают экспоненциальную аппроксимацию и осредняются так же, как в первом случае. Фазовый сдвиг крутизны, зависящий от амплитуды входного сигнала, можно затем найти по формуле

$$\varphi_{21cp} = \arctg \frac{\bar{b}_{21}}{\bar{g}_{21}}, \quad (4-24)$$

где  $\bar{b}_{21}$ ,  $\bar{g}_{21}$  — осредненные за период высокой частоты значения  $b_{21}$ ,  $g_{21}$ .

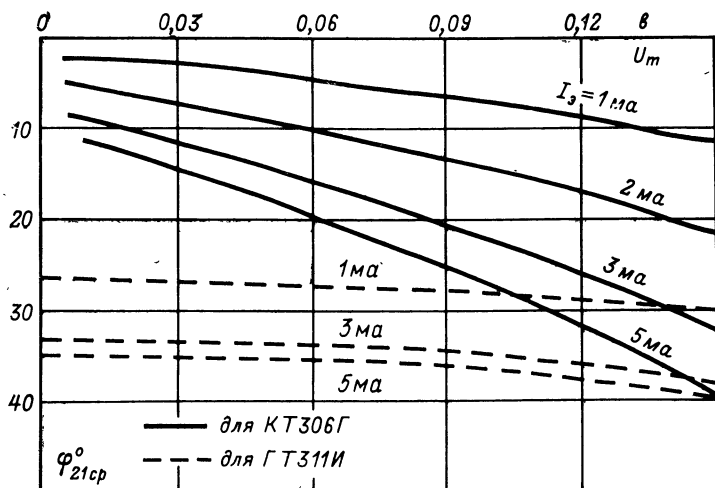


Рис. 4-8. Зависимость фазы постоянной составляющей крутизны от амплитуды переменного напряжения на базе. Отрицательные значения фазы  $\varphi_{21cp}$  соответствуют запаздыванию тока коллектора по отношению к  $U_{эб}$ .

На рис. 4-8 приведены графики зависимости  $\varphi_{21cp}(U_m)$  для транзисторов КТ306Г (частота 10 МГц), ГТ311И (частота 30 МГц) и токов  $I_э = 1 \div 5$  ма. По графикам можно выбрать токи  $I_к$ ,  $I_б$ , соответствующие меньшим изменениям  $\varphi_{21cp}$ .

## 11. ОСНОВЫ РАСЧЕТА МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ-ОГРАНИЧИТЕЛЯ НА ПАРАХ ОК—ОБ

Как показано выше, один из путей повышения фазовой стабильности заключается в применении многокаскадных усилителей, собранных из широкополосных релаксационных каскадов с симметричным ограничением.



Если средняя частота спектра  $f_{\text{ср}}$  усиливаемого колебания невелика, то усилитель-ограничитель должен пропускать только первые гармоники спектра. Частотная характеристика всего усилителя в этом случае формируется двумя фильтрами (рис. 4-9). Один из них  $\Phi_1$  включен на входе и служит для защиты реостатных каскадов от перегрузки собственными шумами. Второй фильтр  $\Phi_2$

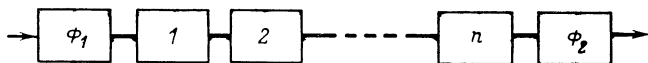


Рис. 4-9. Структурная схема многокаскадного усилителя-ограничителя.

включается на выходе усилителя. Частотные характеристики реостатных каскадов, включенных между  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$ , должны обеспечивать неискаженную передачу первых гармоник спектра и подавление его высших гармонических составляющих.

При более высоких значениях  $f_{\text{ср}}$  реостатный усилитель-ограничитель должен пропускать несколько гармоник основной частоты ( $2f_{\text{ср}}$ ,  $3f_{\text{ср}}$ ) и иметь в этих преде-

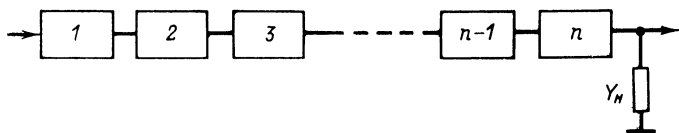


Рис. 4-10. Структурная схема многокаскадного усилителя-ограничителя.

лах линейную фазо-частотную характеристики. Фильтр  $\Phi_1$  в этом случае отсутствует (рис. 4-10).

При  $f_{\text{ср}} = 10 \div 20 \text{ МГц}$  расчет многокаскадного усилителя производится в следующем порядке. Выбирается транзистор и проводится расчет одного каскада-ограничителя, как в § 10. Уточняется ширина полосы пропускания реостатного усилителя: она должна быть не меньше чем  $f_{\text{ср}} + \frac{\Delta F_{\text{сн}}}{2}$ , где  $\Delta F_{\text{сн}}$  — ширина спектра входного сигнала. Выбирается схема без частотной коррекции ( $R_{\text{э1}} = R_{\text{э2}} = 0$  по рис. 4-1, § 10) и проводится расчет усилителя в линейном режиме.

Показано [Л. 13], что матрица  $Y$ -параметров для каскодной схемы ОК — ОБ имеет вид:

$$\|Y_{\text{кб}}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{\Delta Y_1 + Y_{11\text{к}}Y_{11\text{б}}}{Y_{22\text{к}} + Y_{11\text{б}}}, & \frac{-Y_{12\text{к}}Y_{12\text{б}}}{Y_{22\text{к}} + Y_{11\text{б}}} \\ \frac{-Y_{21\text{к}}Y_{21\text{б}}}{Y_{22\text{к}} + Y_{11\text{б}}}, & \frac{\Delta Y_2 + Y_{22\text{к}}Y_{22\text{б}}}{Y_{22\text{к}} + Y_{11\text{б}}} \end{array} \right\|,$$

где

$$\left. \begin{array}{l} \Delta Y_1 = Y_{11\text{к}}Y_{22\text{к}} - Y_{12\text{к}}Y_{21\text{к}}; \\ \Delta Y_2 = Y_{11\text{б}}Y_{22\text{б}} - Y_{12\text{б}}Y_{21\text{б}}. \end{array} \right\} \quad (4-25)$$

Здесь приняты следующие обозначения:  $Y_{\text{к}}$  — параметры при включении ОК;  $Y_{\text{б}}$  — параметры при включении ОБ;  $Y_{\text{кб}}$  — параметры каскодной схемы.

Если выполняются равенства

$$\begin{aligned} Y_{22\text{к}} &\approx Y_{11\text{б}}; \quad Y_{22\text{б}} \approx -Y_{12\text{б}}; \\ Y_{11\text{к}} &\approx -Y_{12\text{к}}; \quad Y_{11\text{б}} \approx -Y_{21\text{б}}; \\ Y_{21\text{к}} &\approx -Y_{22\text{к}}, \end{aligned} \quad (4-26)$$

то матрица  $Y_{\text{кб}}$  упрощается

$$\|Y_{\text{кб}}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{Y_{11\text{к}}}{2} & \frac{Y_{12\text{к}}Y_{12\text{б}}}{2Y_{11\text{б}}} \\ \frac{Y_{21\text{б}}}{2} & \frac{Y_{22\text{б}}}{2} \end{array} \right\|. \quad (4-27)$$

Переходя к параметрам каскада ОЭ, получим выражение:

$$\begin{aligned} Y_{12\text{к}} &= -(Y_{11\text{б}} + Y_{12\text{б}}); \quad Y_{11\text{б}} = Y_{21\text{б}}; \\ Y_{12\text{б}} &= -(Y_{12\text{к}} + Y_{22\text{к}}); \quad Y_{11\text{к}} = Y_{11\text{б}}; \\ Y_{21\text{б}} &= -Y_{21\text{б}}; \quad Y_{22\text{б}} = Y_{22\text{к}}; \end{aligned}$$

$$\|Y_{\text{кб}}\| = \left\| \begin{array}{cc} \frac{Y_{11\text{б}}}{2}, & \frac{(Y_{11\text{б}} + Y_{12\text{б}})(Y_{12\text{б}} + Y_{22\text{б}})}{2Y_{21\text{б}}} \\ -\frac{Y_{21\text{б}}}{2}, & \frac{Y_{22\text{б}}}{2} \end{array} \right\|. \quad (4-28)$$

По известным формулам можно получить выражения для коэффициентов усиления отдельных пар многока-

скадного усилителя без корректирующих и компенсирующих цепей (рис. 4-1):

$$\begin{aligned} \dot{K}_n &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_H + g_K}; \\ \dot{K}_{n-1} &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + g_K + Y_H}}; \\ &\dots\dots\dots \\ \dot{K}_1 &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12}Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + \dots}}}. \end{aligned} \quad (4-29)$$

Здесь  $\dot{K}_1, \dot{K}_2, \dots, \dot{K}_n$  — комплексные коэффициенты усиления каскадов по напряжению;  $g_K = 1/R_{K2}$  — проводимость коллекторной нагрузки выходного транзистора пары;  $Y_H$  — проводимость нагрузки усилителя;  $Y_{11}, Y_{12}$  и т. д. — параметры каскодной схемы.

Индексы кб здесь и далее в этом параграфе опущены.

Так как для широкополосных каскадов проводимость  $g_K$  велика, можно пользоваться упрощенными формулами

$$\begin{aligned} \dot{K}_1 = \dot{K}_2 = \dots = \dot{K}_{n-1} &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K}; \\ \dot{K}_n &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_H + g_K}. \end{aligned} \quad (4-30)$$

Нагрузкой ограничителя обычно является эмиттерный повторитель или каскад с ОЭ, входные проводимости которых того же порядка, что и у пары ОК — ОБ. Поэтому общий коэффициент усиления может быть найден по формуле

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_\Sigma &= \left( \frac{-Y_{21}}{Y_{11} + Y_{22} + g_K} \right)^n; \\ K_\Sigma &= \left[ \sqrt{\frac{g_{21}^2 + b_{21}^2}{(g_{11} + g_{22} + g_K)^2 + (b_{11} + b_{22})^2}} \right]^n. \end{aligned} \right\} \quad (4-31)$$

При расчете одной пары в § 10 был выбран ток покоя ( $I_K$ ) и определены малосигнальные параметры транзистора в начальной рабочей точке на заданной частоте. Если крутизна  $Y_{21}(f_{cp})$  велика, то можно выбрать малое сопротивление коллекторной нагрузки так, что

$$g_K \gg |Y_{11}|, |Y_{22}|.$$

Тогда

$$K_{\Sigma}(f) \approx \left[ \frac{g_{21}(f) + jb_{21}(f)}{g_K} \right]_z^n (-1)^n, \quad (4-32)$$

где  $n$  — число каскадов усилителя (число пар ОК — ОБ);  $Y_{21}(f) = g_{21}(f) + jb_{21}(f)$  — крутизна каскодной схемы на любой частоте

$$K_{\Sigma}(f) = \left[ \sqrt{\frac{g_{21}^2(f) + b_{21}^2(f)}{g_K^2}} \right]^n; \quad (4-33)$$

$$\varphi_{\Sigma}(f) = \pi n + n \operatorname{arctg} \frac{b_{21}(f)}{g_{21}(f)}. \quad (4-34)$$

Здесь  $\varphi_{\Sigma}(f)$  — фазо-частотная характеристика усилителя.

Верхняя граничная частота усилителя равна:

$$F_{\Sigma} = f_s \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}, \quad (4-35)$$

где  $f_s$  — граничная частота транзисторов пары по крутизне.

На основании (4-33) — (4-35) число каскадов ( $n$ ) подбирается таким образом, чтобы коэффициент усиления на средней частоте  $K_{\Sigma}(f_{cp})$  и ширина полосы пропускания  $F_{\Sigma}$  удовлетворяли предъявляемым к усилителям требованиям. Фазовый угол  $\varphi_{\Sigma}(f_{cp})$ , определенный из (4-34), должен быть по возможности меньше.

Далее следует проверить величину максимального напряжения на базе первого транзистора пары в режиме ограничения ( $U_{bm}$ ), которое должно быть в 2—3 раза меньше допустимого обратного напряжения перехода ЭБ ( $U_{э.макс} = 0,5 \div 2$  в). Для того чтобы избежать насыщения транзисторов и процессов рассасывания зарядов, целесообразно выбирать  $U_{bm} = 0,3 \div 0,5$  в. У современных транзисторов неравенство  $g_K > |Y_{11}|$ ,  $|Y_{22}|$  выполняется при токах  $I_K \geq 5$  ма, когда крутизна транзистора велика. Поэтому усиление каскада будет достаточно большим даже при малых сопротивлениях резистора  $R_{K2}$ .

В многокаскадном усилителе-ограничителе должен быть обеспечен поочередный переход каскадов в режим ограничения. Каждый каскад характеризуется величиной диапазона ограничения

$$D_1 = 20 \lg \frac{U_{нх.макс}}{U_{нх.мин}}, \quad (4-36)$$

в пределах которого амплитуда выходного напряжения каскада примерно постоянна, а уходы фазы не превышают заданных. Для того чтобы в каскаде было обеспечено требуемое значение  $D_1$ , следует выполнить условие

$$20 \lg K_1 = D_1, \quad (4-37)$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления одной пары ограничителя в линейном режиме на средней частоте.

Величину  $D_1$  можно оценить по графикам изменения фазы крутизны при ограничении (рис. 4-8). Рассмотрим, например, трехкаскадный ограничитель, собранный на транзисторах КТ306Г по схеме ОК — ОБ. Амплитудные характеристики транзисторных каскадов обычно становятся нелинейными при  $U_{вх} = 10 \div 20$  мВ [Л. 7]. Если принять, что верхняя граница линейного участка амплитудной характеристики каскада заканчивается при  $U_{вх} = 10$  мВ, то для  $I = 4$  мА уход фазы в  $10^\circ$  наступит при  $U_{вх} = 55$  мВ. Отсюда диапазон ограничения каскада

$$D_1 = 20 \lg 5,5 = 14,8 \text{ дБ}. \quad (4-38)$$

Для обеспечения поочередной работы каскадов в усилителе коэффициент усиления каждого из них в линейном режиме должен быть не более 12—14 дБ. Соответственно трехкаскадный ограничитель будет иметь общий диапазон ограничения 44,4 дБ и расчетное изменение фазы при ограничении  $30^\circ$ . Следует отметить, что на практике уход фазы может быть и меньше, так как в каскадах имеются и другие нелинейности, которые вызывают фазовые сдвиги, уменьшающиеся при увеличении амплитуды сигнала. Как указывалось в § 3, к ним относятся, например, переходные RC-цепи. Если коэффициент усиления пары, рассчитанный по (4-37), не совпадает с расчетными данными для линейного режима, то проводится необходимая коррекция.

Если применить режим с малыми сопротивлениями резисторов  $R_{к2}$  нельзя, то характеристики многокаскадного усилителя рассчитываются по точным формулам (4-31). Для упрощения можно воспользоваться выражениями для определения Y-параметров [Л. 14], учитывая, что усилитель работает на частотах  $f \leq 0,1 f_\alpha$ . Но поскольку формулы получаются излишне громоздкими, то проще рассчитать  $K_\Sigma(f)$ ,  $\varphi_\Sigma(f)$  непосредственно по (4-31) для ряда значений  $n$  и  $g_k$ . Из их числа выбирают те, ко-

которые удовлетворяют требованиям к коэффициенту усиления и фазовой характеристике всего усилителя в целом. Дальнейший расчет ведется так же, как в первом случае.

При высоких значениях  $f_{\text{ср}}$  частотную характеристику реостатного усилителя приходится корректировать в области верхних частот, что достигается подбором сопротивлений резисторов  $R_{\text{э1}}$ ,  $R_{\text{э2}}$  и емкостью конденсатора  $C_3$  (рис. 4-1). Если, кроме эмиттерной коррекции, в цепь коллектора выходного транзистора пары включить корректирующий дроссель, то в линейном режиме может быть достигнута ширина полосы пропускания 100—130 МГц. Этого достаточно для фазостабильного ограничения радиоимпульсов с частотой заполнения 30 МГц. Подбор корректирующих элементов проводится экспериментально.

#### Пример расчета

Рассчитать усилитель-ограничитель по следующим данным:

Средняя частота спектра входных радиоимпульсов  $f_{\text{ср}} = 10$  МГц. Ширина спектра  $\Delta F_{\text{сп}} = 4 \div 5$  МГц. Динамический диапазон изменения уровней входных сигналов  $D_{\text{вх}} = 60$  дБ. Во всем диапазоне  $D_{\text{вх}}$  изменения фазы выходного радиоимпульса должны быть минимально возможными. Входное напряжение, при котором начинается амплитудное ограничение —  $U_{\text{вх. мин}} = 200 \div 250$  мкВ. Коэффициент усиления в линейном режиме 60 дБ. Выходное напряжение должно быть 0,2—0,3 В.

#### Решение

1. Так как частота сравнительно низкая, то может быть применен узкополосный реостатный усилитель, выполненный в соответствии с приведенной на рис. 4-1 схемой, без корректирующих цепей в цепи эмиттера. Верхняя граничная частота усилителя выбирается по формуле

$$F_{\text{в}} \geq f_{\text{ср}} + \frac{\Delta F_{\text{сп}}}{2} = 12 \div 12,5 \text{ МГц.}$$

Берем  $F_{\text{в}} = 12,5$  МГц.

2. Для работы в этом диапазоне частот пригодны транзисторы с граничными частотами 200—300 МГц, например кремниевый транзистор КТ306Г с током покоя в начальной рабочей точке  $I_{\text{к}} = 1$  мА. Зададимся также стандартным напряжением питания  $E_{\text{к}} = 12,6$  В и постоянным напряжением на базах транзисторов пары

$$E_1 = E_2 = \frac{E_{\text{к}}}{6} = 2,1 \text{ В.}$$

3. Выполнив построения, описанные в § 10, получим график, представленный на рис. 4-11, из которого определяем:

начальные токи  $I_{\Sigma 1} \approx I_{\Sigma 1} = 1 \text{ мА}$ ,  $I_{\Sigma 2} \approx I_{\Sigma 2} = 1 \text{ мА}$ ,  $I_{\Sigma}^2 = I_{\Sigma 1} + I_{\Sigma 2} = 2 \text{ мА}$ ;

сопротивление резистора в цепи эмиттера  $R_3 = 1000 \text{ ом}$ ; амплитуду переменного напряжения на входе пары ( $U_{\text{мин}}$ ), при котором начинается ограничение,

$$U_{\text{мин}} \approx U_{30} = 0,06 \text{ в.}$$

4. Выбираем отношения сопротивлений резисторов, определяющие стабильность работы каскада так, чтобы можно было восполь-

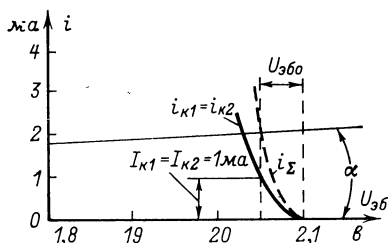


Рис. 4-11. Статические характеристики каскодной схемы ОК—ОБ.

Угол  $\alpha = \arctg \frac{K}{R_3}$ ,  $|K| = 1$ .

зоваться кривыми, изображенными на рис. 4-3, 4-4:

$$x = \frac{R_2}{R_3} = 2,5; R_2 = 2,5 \text{ ком};$$

$$\bar{m} = \frac{R_{\Phi}}{R_3} = 1; R_{\Phi} = 1 \text{ ком};$$

$$z = \frac{r_6}{R_3} = 0,25; r_6 \leq 250 \text{ ом}; s = \frac{R_{31}}{R_3} = 0, R_{31} = 0.$$

При малых токах коллектора постоянные напряжения на базах транзисторов равны:

$$E_1 = E_2 = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_{\Phi}}. \quad (4-39)$$

Отсюда

$$\frac{E_1}{E_K} = \frac{1}{6} = \frac{2,5 R_3}{R_1 + 2,5 R_3 + R_{\Phi}};$$

$$R_1 = 11,5 R_3 = 11\,500 \text{ ом}.$$

Определим величину  $R_6$ :

$$R_6 = r_6 + \frac{R_2 (R_1 + R_{\Phi})}{R_1 + R_2 + R_{\Phi}} = \left( 0,25 + \frac{2,5 \cdot 12,5}{15} \right) R_3;$$

$$R_6 = 2,33 R_3 = 2\,330 \text{ ом}.$$

Коэффициент  $\gamma$  равен:

$$\gamma = \frac{R_3}{R_3 + R_6} = \frac{R_3}{R_3 + 2,33 R_3} = 0,3.$$

По графикам рис. 4-3 и 4-4 находим коэффициенты неустойчивости

$$S_{11}=S_{22}=2,07;$$

$$S_{21}=S_{12}=-0,77.$$

Таким образом, сопротивления резисторов, обеспечивающие режим по постоянному току, следующие:

$$R_1=R_3=12 \text{ ком};$$

$$R_2=R_4=2,4 \text{ ком};$$

$$R_5=1 \text{ ком}; R_{\Phi 1}=R_{\Phi 2}=1 \text{ ком}.$$

5. Определим уходы коллекторных токов транзисторов. При изменении температуры в пределах от  $-40$  до  $+40^\circ\text{C}$  неустойчивости параметров равны:

$$\left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)_{\text{макс}} = \pm 3; \Delta u_{\Phi\Phi} = \pm 60 \text{ мВ}.$$

Изменениями теплового тока  $\Delta I_{K0}$  для кремниевых транзисторов можно пренебречь.

Базовый ток транзисторов равен:

$$I_6 \approx \frac{I_K}{\beta_{\text{ст}}} = 10 \text{ мкА}, \quad (4-40)$$

где  $\beta_{\text{ст}}=100$  — статический коэффициент усиления транзистора по току.

Теперь по (4-7) можно найти неустойчивости коллекторных токов. Считая, что неустойчивости транзисторов одинаковы, получим:

$$\Delta I_K = \Delta I_{K2} = \left[ I_6 \left(\frac{\Delta\beta}{\beta}\right)_{\text{макс}} - \frac{\Delta u_{\Phi\Phi}}{R_5} \right] (S_{11} - S_{12}) =$$

$$= -0,24 \text{ мА} \div -0,08 \text{ мА}.$$

Изменения токов не превышают 25% начальной величины, что допустимо.

6. Выбираем число пар в усилителе  $n=4$ . Тогда коэффициент усиления одной пары на средней частоте будет:

$$K_1(f_{\text{ср}}) = 15 \text{ дБ}.$$

На рис. 4-12 приведены графики зависимости Y-параметров каскада ОК — ОБ на транзисторе КТ3061Г в диапазоне частот 5—20 МГц. Кривые снимались экспериментально для небольшой партии транзисторов при  $U_{K3}=8 \text{ В}$ ,  $I_K=1 \text{ мА}$ . По рис. 4-12 и формуле (4-41) находим проводимость коллекторной нагрузки, обеспечивающую усиление 15 дБ:

$$g_K = \sqrt{\frac{|Y_{21}(f_{\text{ср}})|^2}{K_1^2(f_{\text{ср}})} - (b_{11} + b_{22})^2} - g_{11} - g_{22}. \quad (4-41)$$

Далее находим модуль коэффициента усиления в диапазоне частот 5—20 МГц по формуле (4-31) и определяем верхнюю граничную частоту усилителя, имеющего  $n$  каскадов.



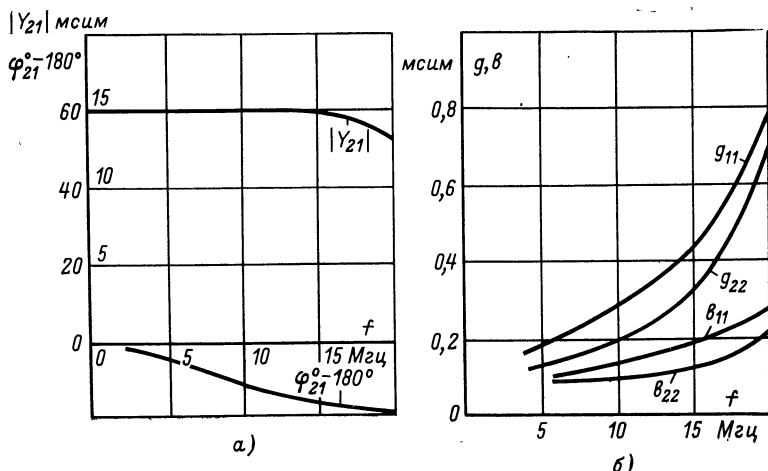


Рис. 4-12. Параметры каскодной схемы ОК—ОБ на транзисторах КТ306Г.  $U_{э.к}=8$  в,  $I_k=1$  ма.

Результаты расчетов для  $n=4, 5, 6$  сведены в табл. 1, из которой окончательно выбираем число каскадов, обеспечивающее заданную верхнюю граничную частоту 12,5 Мгц. Как видно,  $n=5$ ,  $K_1(f_{ср})=12$  дб,  $g_k=3,2$  мсим,  $R_{к1}=R_{к2}=300$  ом.

Таблица 1

Параметр	Число каскадов		
	4	5	6
Общий коэффициент усиления, дб . . . . .	60	60	60
Коэффициент усиления одного каскада, дб . .	15	12	10
Верхняя граничная частота, Мгц . . . . .	11,5	13	10,5
Проводимость нагрузки, мсим . . . . .	2,3	3,2	4,3

Проверим, при каком напряжении на входе  $U_{вх.мин}$  наступает ограничение. По данным табл. 1

$$U_{вх.мин} = \frac{U_{т.мин}}{K_1^4(f_{ср})} = \frac{0,06}{4^4} = 232 \text{ мкв.}$$

7. Ограничение в одной паре наступает при амплитуде переменного напряжения на базе порядка 60 мв (рис. 4-11). Предыдущий каскад при этом работает еще в линейном режиме. Поэтому максимальное напряжение на базе должно быть:

$$U_{б.т} = K_1(f_{ср}) 60 \text{ мв} = 240 \text{ мв,}$$

На самом деле оно меньше из-за уменьшения входного сопротивления пары и нелинейности амплитудной характеристики. Поэтому, оценивая изменения фазы крутизны при ограничении по графику рис. 4-8, можно принять величину ухода фазы порядка  $5-7^\circ$  на каскад. Как видно из графика, небольшие изменения фазы будут и в линейном режиме при амплитуде переменного напряжения, лежащей в пределах  $10\text{ мВ} < U_m < 60\text{ мВ}$ . Результаты расчета показывают, что в заданном диапазоне можно ожидать уходов фазы порядка  $25-35^\circ$ . Для дальнейшего их уменьшения нужно применять описанные в § 3-6 методы компенсации. Простейший из них заключается в подборе емкостей переходных конденсаторов по минимуму фазовой нестабильности.

8. В состав усилителя необходимо включить выходной эмиттерный повторитель с одиночным резонансным контуром на входе. Кроме этого, следует подобрать нагрузку последнего каскада так, чтобы выполнялось условие  $U_{\text{вых}} = 0,2 \div 0,3\text{ в}$ . Эти расчеты выполняются по обычной методике и здесь опущены.

При проектировании амплитудных ограничителей задается также наклон амплитудной характеристики на участке ограничения. В описанных схемах фазостабильных ограничителей с отсечкой тока качество ограничения получается достаточно высоким без принятия каких-либо специальных мер. Для этого достаточно выбрать режимы и параметры ограничителя, как описано выше.

## **12. ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ РАДИОУСИЛИТЕЛЕЙ**

Расчет логарифмических радиоусилителей с фазовыми характеристиками повышенной стабильности можно разделить на следующие этапы:

1. Обоснование и расчет основных параметров усилителя в линейном режиме.

2. Расчет параметров пары каскадов, работающих в режиме усиления и ограничения.

3. Расчет и построение амплитудной характеристики логарифмического радиоусилителя.

4. Определение изменения фазового сдвига сигнала на выходе усилителя и расчет параметров фазосдвигающих цепей.

Методика расчета усилителей на транзисторах в линейном режиме достаточно хорошо разработана, методика расчета пары каскадов ограничителя и всего усилителя-ограничителя изложена в § 10 и 11, поэтому здесь подробно излагается лишь методика по третьему и четвертому этапам.

Обычно при расчетах задаются форма сигнала, спектр сигнала, несущая частота, необходимый коэффициент усиления либо минимальный входной сигнал, динамический диапазон, отклонение амплитудной характеристики

от логарифмического закона и требование к фазо-амплитудной характеристике усилителя.

Вначале определяется ширина полосы пропускания усилителя, выбирается тип транзисторов и схема пары каскадов и всего усилителя. Затем переходят к расчету коэффициента усиления усилителя. Если напряжение на входе усилителя  $U_{вх.у.н}$ , при котором должна начинаться логарифмическая характеристика, задано, то необходимо определить напряжение на входе последнего каскада или пары каскадов, соответствующее началу логарифмического участка характеристики:

$$U_H = U_{пред} = U_{вх.у.н} K^{n-1}, \quad (4-42)$$

где  $U_{пред}$  — напряжение на входе каскада, при котором он переходит в логарифмический режим, точнее это то напряжение, при котором в транзисторе начинается режим отсечки по коллекторному току.

При проектировании фазостабильных радиоусилителей пару каскадов, как отмечалось выше, следует строить по схеме ОК — ОБ с непосредственной связью между транзисторами. В этом случае  $U_{пред} = U_{э0}$  следует рассчитывать так, как изложено в § 10. Задаваясь токами покоя транзисторов в начальной рабочей точке, постоянным напряжением на базах транзисторов и построив статические характеристики транзисторов, а также характеристику для суммарного тока, определяют  $U_{э0} = U_{пред}$  и величину сопротивления резистора цепи эмиттера  $R_э$ . После этого определяют минимально необходимый коэффициент усиления  $(n-1)$  каскада:

$$K'_0 = K^{n-1} = \frac{U_{пред}}{U_{вх.у.н}}. \quad (4-43)$$

Исходя из формулы (4-43), производится ориентировочное определение необходимого числа каскадов усилителя:

$$n = \frac{\lg U_{пред (в)} - \lg U_{вх.у.н (н)}}{\lg K} + 1. \quad (4-44)$$

Из (4-44) можно определить  $n$ , если известно  $K_1$ . При заданном коэффициенте усиления всего усилителя ( $K$ ) коэффициент усиления пары каскадов определяется по следующей формуле:

$$K_1[\partial\delta] = K[\partial\delta] - K_{n-1}[\partial\delta]. \quad (4-45)$$

Если известны  $K$  и  $K_1$ , то число пар каскадов  $n$  равно:

$$n = \frac{K [\partial \delta]}{K_1 [\partial \delta]} \quad (4-46)$$

Зная  $K_1$  и используя (4-31), можно найти сопротивление нагрузки  $R_K = 1/g_K$  в коллекторной цепи второго каскада пары и эквивалентную нагрузку пары каскадов  $R'_{н.э} = 1/g'_{н.э}$ :

$$g_K = \frac{1}{R_K} = \sqrt{\frac{|Y_{21}|^2}{K_1^2} - (b_{11} + b_{22})^2} - g_{11} - g_{22}; \quad (4-47)$$

$$g'_{н.э} = \frac{1}{R'_{н.э}} = \sqrt{(g_K + g_{11} + g_{22})^2 + (b_{11} + b_{22})^2} = \frac{|Y_{21}|}{K_1}. \quad (4-48)$$

Для широкополосных усилителей вторым слагаемым под радикалом  $(b_{11} + b_{22})^2$  можно пренебречь (в силу его малости). Тогда эквивалентная проводимость

$$g_{н.э} = \frac{1}{R_{н.э}} = g_K + g_{11} + g_{22}. \quad (4-49)$$

Параметры транзисторов определяются в соответствии с изложенным в § 10 и 11.

После определения коэффициента усиления пары каскадов и числа пар вычисляется логарифмический диапазон усилителя [Л. 6] для случая, когда число суммируемых напряжений (съемов) равно числу пар каскадов:

$$D_{(\partial \delta)} = 20(n-1) \lg K_1. \quad (4-50)$$

Если величина  $D$  меньше заданной, то число съёмов берут  $(n+1)$ . Тогда

$$D_{(\partial \delta)} = 20n \lg K_1. \quad (4-51)$$

Если и в этом случае динамический диапазон получается меньше заданного, то следует увеличивать число каскадов.

Динамический диапазон выходных сигналов, если число съёмов в усилителе выбрано равным  $n$ , определяют по формуле

$$D_{\text{вых}[\partial \delta]} = 20 \lg \frac{l}{K^n} [1 + (n-1) \ln K_1], \quad (4-52)$$

где

$$l = K_1 + K_1^2 + \dots + K_1^n,$$

или приближенно

$$D_{\text{вых}(\partial\delta)} \approx 20 \lg [1 + (n-1) \ln K_1]. \quad (4-53)$$

Если число съёмов в усилителе равно  $(n+1)$ , то

$$D_{\text{вых}(\partial\delta)} \approx 20 \lg (1 + n \ln K_1) \quad (4-54)$$

или приближенно

$$D_{\text{вых}(\partial\delta)} \approx 20 \lg (1 + n \ln K_1). \quad (4-55)$$

После определения коэффициента усиления пары каскадов можно рассчитать необходимую амплитудную характеристику пары каскадов. Для этого сначала проводят расчет теоретической амплитудной характеристики усилителя  $U_{\text{вых.у}} = \psi(U_{\text{вх.у}})$ :

$$U_{\text{вых.у}} = l U_{\text{вх.у.н}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх.у}}}{U_{\text{вх.у.н}}} + 1 \right), \quad (4-56)$$

используя которую рассчитывают необходимую характеристику каскада по формуле

$$U_{\text{вых } n} = \psi(U_{\text{вх.у}}) - \sum_{i=1}^{n-1} U_{\text{вых } i}. \quad (4-57)$$

Здесь  $n$  — число каскадов в усилителе;  $U_{\text{вх.у}}$  — входное напряжение усилителя;  $U_{\text{вых } n}$  — выходное напряжение последнего каскада;  $U_{\text{вых } i}$  — выходное напряжение  $i$ -го каскада;

$$\psi(U_{\text{вх.у}}) = U_{\text{вых.у}} = l U_{\text{вх.у.н}} \left( \ln \frac{U_{\text{вх.у}}}{U_{\text{вх.у.н}}} + 1 \right). \quad (4-58)$$

При определении необходимой характеристики каскада задаются несколькими амплитудами напряжения на входе усилителя, при которых все каскады, кроме последнего, работают в линейном режиме. Выходные напряжения каскадов, работающих в линейных режимах, легко определить, так как коэффициенты усиления каскадов известны:

$$U_{\text{вых } i} = U_{\text{вх } i} K_1^i. \quad (4-59)$$

Выходное напряжение последнего каскада в нелинейном режиме определяется по формуле (4-54) путем вычитания суммы напряжений всех каскадов, предшествующих последнему, из выходного напряжения усилителя.

После определения теоретически необходимой амплитудной характеристики пары каскадов рассчитывают реальную амплитудную характеристику пары каскадов. Напряжение на выходе пары каскадов, имеющей апериодическую нагрузку, определяется по формуле

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= U_{\text{вх}} K_1 & \text{при } U_{\text{вх}} \leq U_{\text{пред}}; \\ U_{\text{вых}} &= U_{\text{пред}} K_1 & \text{при } U_{\text{вх}} > U_{\text{пред}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-60)$$

Для пары каскадов, на выходе которой включена резонансная нагрузка, выделяющая первую гармонику коллекторного тока  $I_{K1}$

$$U_{\text{вых}} = I_{K1} R_{\text{н.э.}} \quad (4-61)$$

где  $R_{\text{н.э.}}$  — эквивалентная нагрузка пары каскадов для первой гармоники коллекторного тока.

Расчет  $I_{K1}$  для схемы ОК — ОБ производится на основе использования динамических характеристик каскадов ОК и ОБ  $I_K = f(U_{\text{э.б}})$ , которые для выбранных режимов и рассчитанного значения  $R_{\text{э}}$  рекомендуется снимать экспериментально. Затем динамические характеристики аппроксимируют, как правило, прямыми, крутизна которых берется равной крутизне реальной характеристики на линейном участке, а

$$U_{\text{пред}} = U_{\text{э0}}. \quad (4-62)$$

Аппроксимированные динамические характеристики пары каскадов ОК — ОБ приведены на рис. 4-13. Левая характеристика относится к каскаду с ОК, правая — к каскаду с ОБ. Такое представление характеристик позволяет сразу определить первую гармонику напряжения на выходе пары каскадов.

Крутизна характеристик  $S = |Y_{21}|$  определяется экспериментально для динамического режима при подаче напряжения на вход пары каскадов. Если  $U_{2\text{пред}} \geq U_{\text{вх}} \leq U_{1\text{пред}}$ , то

$$U_{\text{вых}} = S U_{\text{вх}} R_{\text{н.э.}} = I_{K1} R_{\text{н.э.}} \quad (4-63)$$

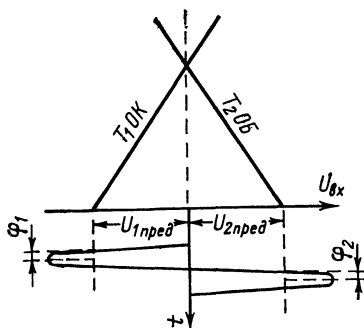


Рис. 4-13. Динамические характеристики первого и второго каскадов пары ограничителей.

Величину  $R_{н.э}$  можно определить по формуле (4-48) или (4-49). Если  $U_{2пред} < U_{вх} < U_{1пред}$ , то (см. рис. 4-13)

$$\left. \begin{aligned} U_{вых} &= S U_{вх} [1 - (1 - \cos \varphi_2) \alpha_1(\varphi_1) - \\ &\quad - (1 - \cos \varphi_2) \alpha_1(\varphi_2)] R_{н.э}; \\ \cos \varphi_1 &= \frac{U_{1пред}}{U_{вх}}; \cos \varphi_2 = \frac{U_{2пред}}{U_{вх}}. \end{aligned} \right\} \quad (4-64)$$

Если  $U_{1пред} = U_{2пред} = U_{пред}$ , то  $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$  и

$$U_{вых} = S U_{вх} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)] R_{н.э}, \quad (4-65)$$

где  $\alpha_1(\varphi)$  — коэффициент первой гармоники импульсов тока.

Рассчитанную амплитудную характеристику сравнивают с теоретически требуемой. Необходимо, чтобы отклонение рассчитанной характеристики каскада от теоретической было бы соизмеримо с допустимым отклонением амплитудной характеристики усилителя от идеальной (теоретической). Если рассчитанная амплитудная характеристика каскада отличается от теоретически требуемой больше, чем это необходимо, то принимают меры для ее приближения к теоретической. С этой целью уменьшают или увеличивают  $U_{э0}$ , оказывающее влияние главным образом на величину максимального выходного напряжения. Форма нелинейного участка амплитудной характеристики в значительной степени зависит от сопротивления резистора  $R_э$  в цепях эмиттера. Увеличение  $R_э$  делает нелинейный участок более пологим. После изменения режима и сопротивления  $R_э$  амплитудную характеристику каскада рассчитывают заново и снова сравнивают ее с теоретически требуемой. Если рассчитанная характеристика достаточно хорошо соответствует теоретической, то приступают к построению амплитудной характеристики усилителя.

Реальную амплитудную характеристику усилителя строят с помощью рассчитанной амплитудной характеристики каскада. Вначале задаются таким напряжением на входе усилителя, чтобы в нелинейном режиме работал только последний каскад, при этом напряжение на его входе, т. е. на выходе  $(n-1)$  каскада, определяют по формуле

$$U_{вых(n-1)} = U_{вх.у} K^{n-1}. \quad (4-66)$$

Выражение (4-66) — это частный случай более общей формулы, позволяющей определить напряжение на выходе любого каскада, работающего в линейном режиме:

$$U_{\text{вых}i} = U_{\text{вх}y} K^i, \quad (4-67)$$

где  $i$  — номер каскада.

Напряжение на выходе последнего каскада определяют, пользуясь расчетной амплитудной характеристикой каскада. Выходное напряжение усилителя находится как сумма выходных напряжений каскадов и определяет одну точку на амплитудной характеристике усилителя.

Когда в нелинейный режим вступает предпоследний каскад, выходные напряжения каскадов находятся по формуле (4-67) вплоть до входа предпоследнего. Напряжение на выходе предпоследнего и последнего каскадов определяют, используя расчетную характеристику каскада. Суммируя выходные напряжения всех каскадов, получают выходное напряжение усилителя.

Задаваясь, таким образом, различными напряжениями на входе усилителя, определяют выходные напряжения усилителя описанными выше методами и строят всю характеристику усилителя.

Следует остановиться на разделительных каскадах. Как отмечалось выше, если несущая частота ниже  $15 \text{ Мгц}$ , то необходимости в разделительных каскадах нет и суммирование выходных напряжений каскадов производится на общей нагрузке. Если же разделительные каскады применяются, то в принципе при суммировании необходимо учитывать их коэффициент передачи. Для того чтобы разделительные каскады не оказывали влияния на форму амплитудной характеристики усилителя, они должны работать в линейном режиме и иметь одинаковые коэффициенты передачи. Это означает, что амплитудную характеристику усилителя можно строить без учета разделительных каскадов, а затем, умножая выходное напряжение усилителя на коэффициент передачи, разделительного каскада, получить амплитуду выходного напряжения на выходе сумматора после разделительных каскадов.

Остановимся далее на определении фазовых сдвигов сигналов на выходе логарифмического радиоусилителя. Фазо-амплитудная характеристика логарифмического ра-



диоусилителя, как было показано выше, определяется фазовыми сдвигами, создаваемыми парами каскадов, и фазовыми соотношениями, получаемыми при геометрическом суммировании. Фазовые сдвиги, вносимые парой каскадов, обусловлены, во-первых, самими транзисторами и могут быть определены по формуле (4-24); во-вторых, цепями межкаскадной связи. Фазовый сдвиг, вносимый цепями межкаскадной связи, при работе пары каскадов в линейном режиме равен:

$$\varphi_{\text{л}} = \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.л}} \left( 1 - \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{вл}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}}} \right]. \quad (4-68)$$

Изменение фазы усиливаемого сигнала за счет цепей межкаскадной связи при ограничении равно:

$$\Delta \varphi = \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н0}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх0}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{в0}}}{1 + \frac{C_{\text{вх0}}}{C_{\text{п}}}} \right] - \\ - \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{\text{н.л}} \left( 1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}} \right)} - \frac{\omega \tau_{\text{вл}}}{1 + \frac{C_{\text{вх.л}}}{C_{\text{п}}}} \right]; \quad (4-69)$$

$$\tau_{\text{н}} = C_{\text{п}} R_{\text{вх.э}}; \quad \tau_{\text{в}} = C_{\text{вх}} R_{\text{н.э}}; \quad \frac{1}{R_{\text{н.э}}} = \frac{1}{R_{\text{вых}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} + \frac{1}{R_{\text{вх.э}}}; \\ \frac{1}{R_{\text{вх.э}}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{R_{\text{д}}}. \quad (4-70)$$

В выражениях для  $\tau_{\text{н}}$  и  $\tau_{\text{в}}$  величины  $R_{\text{вх.э}}$ ,  $R_{\text{вых}}$ ,  $R_{\text{н.э}}$ ,  $C_{\text{вх}}$  зависят от уровня входного сигнала. В широкополосных усилителях  $R_{\text{н.э}}$  обычно меняется незначительно. Для того чтобы определить, как изменяются  $C_{\text{вх}}$  и  $R_{\text{вх}}$  и какое влияние они оказывают на фазу сигнала, обратимся к блок-схеме, приведенной на рис. 4-14. Отметим, что при работе  $i$ -й пары каскадов в режиме ограничения ее входное сопротивление и входная емкость изменяются и оказывают влияние на параметры переходной цепи, передающей сигнал на вход этой пары. Таким образом, результирующий фазовый сдвиг пары каскадов зависит от переходной цепи, включенной на входе.

Среднее за период радиочастоты входное сопротивление  $R_{\text{вх}}$  обратно пропорционально, если применяются резонансные нагрузки, первой гармонике тока во входной

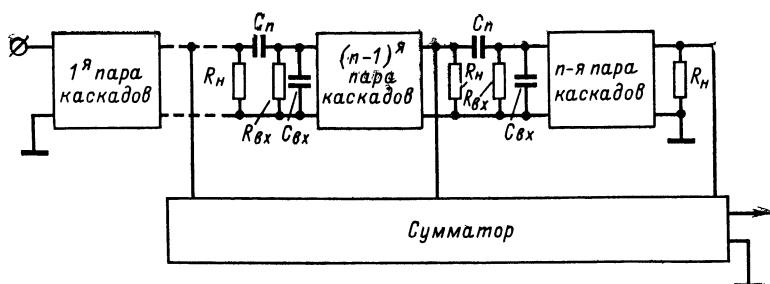


Рис. 4-14. Блок-схема логарифмического радиопередающего усилителя.

цепи, а средняя величина входной емкости  $C_{вх}$  — прямо пропорциональна. Поэтому для  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$ , исходя из рис. 4-13, можно записать:

$$R_{вх} = \frac{R_{вх.л} U_{вх}}{U_{вх} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)]} = \frac{R_{вх.л}}{[1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)]}, \quad (4-71)$$

где  $R_{вх.л}$  — входное сопротивление в линейном (исходном) режиме;

$$C_{вх} = C_{вх.л} \frac{U_{вх} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)]}{U_{вх}} = C_{вх.л} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)]. \quad (4-72)$$

Если в каскадах применяются апериодические нагрузки, то приближенно, пока на входе действуют гармонические колебания,  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$  могут определяться по формулам (4-71) и (4-72); когда же на входе действуют ограниченные полуволны, близкие к прямоугольным импульсам,  $R_{вх}$  и  $C_{вх}$  могут определяться по формулам

$$\left. \begin{aligned} R_{вх} &= R_{вх.л} \frac{U_{вх} \Pi}{U_{пред}}; \\ C_{вх} &= C_{вх.л} \frac{U_{пред}}{U_{вх} \Pi}. \end{aligned} \right\} \quad (4-73)$$

Эквивалентное входное сопротивление (если применяется делитель для создания смещения на базе транзистора по отношению к эмиттеру) равно:

$$R_{вх.э} = \frac{R_{вх} R_d}{R_{вх} + R_d}. \quad (4-74)$$

Так как сопротивление резистора  $R_d$  обычно мало,  $R_{вх.э}$  изменяется с увеличением уровня входного сигнала незначительно и слабо влияет на величину  $\Delta\varphi$ . Основное влияние оказывает изменение емкости  $C_{вх}$ .

Итак, фазовый сдвиг сигнала, создаваемый парой каскадов при ограничении, равен (см. рис. 4-15):

$$\alpha = \delta\varphi - \Delta\varphi. \quad (4-75)$$

Значение  $\Delta\varphi$  определяется из (4-69), а

$$\delta\varphi = \varphi_{21} - \varphi_{л.к}; \quad (4-76)$$

$$\varphi_n = \varphi_{л} + \varphi_{л.к}. \quad (4-77)$$

Величина  $\varphi_{л}$  находится из (4-68), а  $\varphi_{л.к}$  определяется фазовым сдвигом, создаваемым каскадом при слабых сигналах:

$$\varphi_{л.к} = \varphi_{21л}.$$

Зная максимальное значение фазового сдвига, создаваемого парой каскадов  $\alpha_0$  и  $\varphi_n$ , можно рассчитать

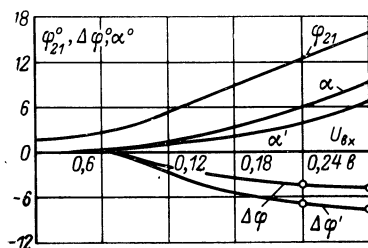


Рис. 4-15. Изменения фазы сигнала, создаваемые парой каскадов.

необходимые сдвиги, создаваемые ФСЦ при суммировании. Но если  $\alpha_0 = \varphi_n$ , то фазовые сдвиги, создаваемые ФСЦ, должны быть равны нулю. Для того чтобы  $\alpha_0 = \varphi_n$ , можно путем изменения емкости разделительного конденсатора увеличить или уменьшить  $\varphi_{л}$  [см. (4-68)] так, чтобы  $\varphi_n = \alpha_0$ .

Рассчитав форму амплитудной характеристики пары каскадов и зависимость  $\alpha = f(U_{вх})$  по (4-75), можно определить фазовый сдвиг сигнала на выходе логарифмического усилителя с учетом реальных амплитудных характеристик и реальной зависимости  $\alpha = f(U_{вх})$  по следующей формуле:

$$\gamma = \psi_{\Sigma} - n\varphi_n, \quad (4-78)$$

где  $\varphi_n$  — начальный фазовый сдвиг, создаваемый парой каскадов;  $n$  — число каскадов;  $n\varphi_n$  — фазовый сдвиг выходного сигнала по отношению к входному при полной

компенсации фазовых изменений, создаваемых парами каскадов;  $\psi_{\Sigma}$  — фазовый сдвиг выходного сигнала с учетом реальных характеристик.

Для вычисления  $\psi_{\Sigma}$  [необходимо определить фазовые сдвиги попарно складываемых напряжений так, как было показано в § 6. Затем полученные напряжения снова попарно складываются и так до тех пор, пока не получится результирующее напряжение с фазовым сдвигом  $\psi_{\Sigma}$ . Для усилителя, состоящего из  $n$  пар каскадов, фазовые сдвиги для сумм попарно складываемых сигналов определяются следующими выражениями. Если все пары каскадов, кроме первого, создают фазовые сдвиги за счет ограничения, равные  $\alpha_0$ , то фазовый сдвиг суммы сигналов, снимаемый с выхода последней пары и с выхода первой ФСЦ:

$$\psi_{n1} = \operatorname{arctg} \frac{U_0 \sin [n\varphi + (n-1)\alpha_0 + \alpha] + U \sin n(\varphi - \alpha_0)}{U_0 \cos [n\varphi + (n-1)\alpha_0 + \alpha] + U \cos n(\varphi - \alpha_0)}; \quad (4-79)$$

с выхода предпоследнего и второй ФСЦ

$$\begin{aligned} \psi_{(n-1)2} &= \operatorname{arctg} \frac{U_0 \sin [n\varphi + (n-3)\alpha_0 + \alpha] +}{U_0 \cos [n\varphi + (n-3)\alpha_0 + \alpha] +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{+ U_0 \sin [n\varphi - (n-1)\alpha_0 + \alpha]}{+ U_0 \cos [n\varphi - (n-1)\alpha_0 + \alpha]} \end{aligned} \quad (4-80)$$

и т. д.

Если все каскады, кроме двух первых, работают в конце режима ограничения (рис. 2-19), это означает, что первый каскад работает в линейном режиме и не приводит к изменению фазового сдвига, а второй каскад работает в режиме ограничения и вызывает появление добавочного фазового сдвига  $\alpha < \alpha_0$ . В этом случае сигналом с выхода первой ФСЦ можно пренебречь. Тогда фазовый сдвиг суммы сигналов — с выхода последнего каскада и второй ФСЦ

$$\psi_{n2} = \operatorname{arctg} \frac{U_0 \sin [n\varphi + (n-2)\alpha_0 + \alpha] + U \sin [n\varphi - (n-1)\alpha_0]}{U_0 \cos [n\varphi + (n-2)\alpha_0 + \alpha] + U \cos [n\varphi - (n-1)\alpha_0]}; \quad (4-81)$$

с выхода предпоследнего и третьей ФСЦ

$$\begin{aligned} \psi_{(n-1)3} &= \operatorname{arctg} \frac{U_0 \sin [n\varphi + (n-4)\alpha_0 + \alpha] +}{U_0 \cos [n\varphi + (n-4)\alpha_0 + \alpha] +} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{+ U_0 \sin [n\varphi - (n-2)\alpha_0 + \alpha]}{+ U_0 \cos [n\varphi - (n-2)\alpha_0 + \alpha]} \end{aligned} \quad (4-82)$$

и т. д.

Поясним определение  $\varphi_\Sigma$  более подробно на примере усилителя, состоящего из трех пар каскадов (рис. 4-16). Сначала вычисляются  $\psi_{31}$  и  $\psi_{22}$ , затем вычисляются  $U_{31}$ ,  $U_{22}$  и  $\varphi_\Sigma$ . Предположим, что вторая и третья пары каскадов работают в конце режима ограничения, а первая —

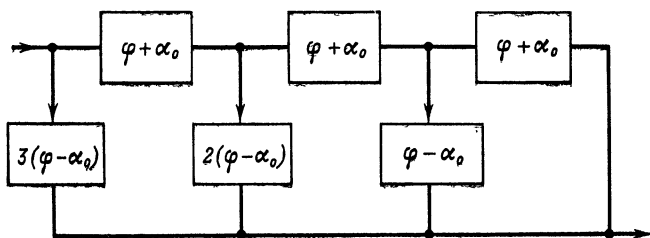


Рис. 4-16. Блок-схема трехкаскадного логарифмического радиопередавателя.

в режиме ограничения и создает дополнительный фазовый сдвиг  $\alpha$ . Тогда

$$\psi_{31} = \arctg \frac{U_0 \sin [3\varphi + 2\alpha_0 + \alpha] + U \sin [3(\varphi - \alpha_0)]}{U_0 \cos [3\varphi + 2\alpha_0 + \alpha] + U \cos [3(\varphi - \alpha_0)]}; \quad (4-83)$$

$$\psi_{22} = \arctg \frac{U_0 \sin [3\varphi + \alpha] + U_0 \sin [3\varphi - 2\alpha_0 + \alpha]}{U_0 \cos [3\varphi + \alpha] + U_0 \cos [3\varphi - 2\alpha_0 + \alpha]}; \quad (4-84)$$

$$U_{31} = \sqrt{U_0^2 + U^2 + 2U_0U \cos (5\alpha_0 + \alpha)}; \quad (4-85)$$

$$U_{22} = \sqrt{2(1 + \cos 2\alpha_0)}; \quad (4-86)$$

$$\varphi_\Sigma = \arctg \frac{U_{31} \sin \psi_{31} + U_{22} \sin \psi_{22}}{U_{31} \cos \psi_{31} + U_{22} \cos \psi_{22}}. \quad (4-87)$$

#### Пример расчета

Рассчитать логарифмический усилитель по следующим данным. Средняя частота спектра входных радиосимпульсов  $f_{cp} = 10 \text{ МГц}$ , ширина спектра  $\Delta f_{cp} = 4 \div 5 \text{ МГц}$ . Динамический диапазон входных сигналов  $D_{вх} = 60 \text{ дБ}$ . Коэффициент усиления в линейном режиме  $K_0 = 60 \text{ дБ}$ . Входное напряжение, при котором характеристика становится логарифмической,  $U_{вх.у н} = 250 \text{ мкВ}$ . Отклонение расчетной амплитудной характеристики от логарифмического закона  $\Delta = 5\%$ . Максимальное изменение фазы выходного сигнала в заданном динамическом диапазоне не должно превышать  $2^\circ$ .

## Расчет

Так как средняя частота спектра сигналов достаточно низкая, то выбирается узкополосный усилитель, в котором пары каскадов выполнены по схеме, изображенной на рис. 2-5. Верхняя граничная частота усилителя

$$F_{\text{в}} = f_{\text{ср}} + \frac{\Delta F_{\text{ср}}}{2} = 12,5 \text{ МГц}.$$

Для работы в этом диапазоне частот пригодны транзисторы с граничными частотами 200—300 МГц, например кремниевый транзистор КТ306Г с током покоя в начальной рабочей точке  $I_{\text{к}} = 1 \text{ ма}$ . Выбираем  $E_{\text{к}} = 12,6 \text{ в}$  и постоянное напряжение на базах транзисторов

$$E_1 = E_2 = \frac{E_{\text{к}}}{6} = 2,1 \text{ в}.$$

Как и в § 11, строятся кривые рис. 4-11, по которым определяют начальные токи

$$I_{\text{э}1} = I_{\text{э}2} \approx I_{\text{к}1} = I_{\text{к}2} \approx 1 \text{ ма}; I_{\Sigma} = I_{\text{к}1} + I_{\text{к}2} = 2 \text{ ма}.$$

Сопротивление резистора в цепи эмиттера  $R_{\text{э}} = 1000 \text{ ом}$ , амплитуда напряжения, при котором начинается ограничение;

$$U_{\text{т мин}} = U_{\text{э}0} = U_{\text{пред}} = 0,06 \text{ в}.$$

Сопротивления резисторов и коэффициенты неустойчивости получаются такими же, как в § 11.

Минимально необходимый коэффициент усиления  $(n-1)$  пары каскадов

$$K' = K_1^{n-1} = \frac{U_{\text{пред}}}{U_{\text{вх. у. н}}} = \frac{0,06}{25 \cdot 10^{-5}} = 240$$

или в децибелах

$$K' = 47,6 \text{ дБ} \approx 48 \text{ дБ}.$$

Коэффициент усиления каскада равен:

$$K_{1[\text{дБ}]} = K_{[\text{дБ}]} - K_{(n-1)[\text{дБ}]} = 60 \text{ дБ} - 48 \text{ дБ} = 12 \text{ дБ}.$$

Число пар каскадов равно:

$$n = \frac{K_{[\text{дБ}]}}{K_{1[\text{дБ}]}} = \frac{60}{12} = 5.$$

После этого можно рассчитать проводимость нагрузки

$$g_{\text{к}} = \sqrt{\frac{|Y_{21}|^2}{K_1^2} - (b_{11} + b_{22})^2} - g'_{11} - g_{22};$$

$g'_{11}$  учитывает не только входную проводимость транзистора, но и проводимость резистора  $R_2$ , входящего в делитель:

$$g'_{11} = g_{11} + g_{\text{к}} = \frac{1}{R_{\text{вх}}} + \frac{1}{R_{\text{д}}}.$$

При  $R_2=2,4 \text{ ком}$  ( $R_1=12 \text{ ком}$ ),  $|Y_{21}|=S=15 \text{ ма/в}$ ,  $K_1=4$ ,  $b_{11}=0,12 \text{ мсим}$ ,  $b_{22}=0,08 \text{ мсим}$ ,  $g_{22}=0,18 \text{ мсим}$ ,  $g'_{11}=g_{11}+g_d=0,28+0,42=0,7 \text{ мсим}$  (параметры транзисторов определены на основании графиков, приведенных на рис. 4-11)

$$g_k = \sqrt{\frac{15^2}{4^2} - (0,12 + 0,08)^2} - 0,7 - 0,18 = 2,87 \text{ мсим};$$

$$R_k = \frac{1}{g_k} = \frac{10^3}{2,87} = 350 \text{ ом};$$

$$g_{н.э} = \frac{1}{R_{н.э}} = g_k + g'_{11} + g_{22} = 2,87 + 0,7 + 0,18 = 3,75 \text{ мсим};$$

$$R_{н.э} = 267 \text{ ом}.$$

Логарифмический диапазон усилителя для числа съемов  $(n+1)$

$$D = 20n \lg K = 20 \cdot 5 \lg 4 = 60 \text{ дб}.$$

Так как к амплитудной характеристике усилителя не предъявляется особых требований, динамический диапазон выходных сигналов не задан, а точность соответствия логарифмическому закону велика, то нет нужды рассчитывать теоретически необходимые амплитудные характеристики усилителя и пары каскадов. Рассчитаем реальную амплитудную характеристику пары каскадов и по ней построим амплитудную характеристику всего усилителя. Если ее отклонения от логарифмического закона будут лежать в заданных пределах, то на этом расчет амплитудных характеристик может быть закончен. Если же отклонения превышают допустимые, то придется рассчитывать необходимую характеристику пары каскадов и к ней приобщать реальную характеристику методами, изложенными выше.

При расчете амплитудной характеристики реальной пары каскадов используются аппроксимированные динамические характеристики так, как показано на рис. 4-13 ( $U_{пред}=0,06 \text{ в}$ ). Крутизна динамических характеристик  $S=|Y_{21}|=15 \text{ ма/в}$ .

Расчет амплитудной характеристики пары каскадов для резонансной нагрузки проводится по формулам (4-63), (4-65). Результаты расчета амплитудной характеристики реальной пары каскадов приведены в табл. 2.

Расчеты  $U_{вых}$  проведены для постоянных значений  $R_{н.э}=267 \text{ ом}$ , т. е. как бы для последней пары, к выходу которой подключен

Т а б л и ц а 2

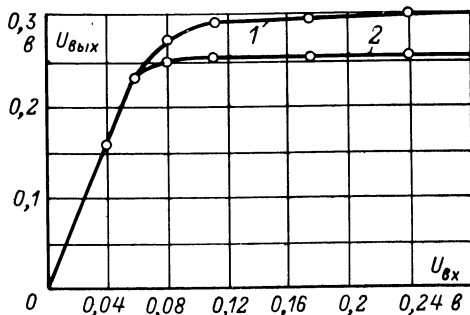
$U_{вх}, \text{ в}$	$SU_{вх}, \text{ ма}$	$\cos \varphi$	$\varphi, \text{ град}$	$1 - \cos \varphi$	$\alpha_1(\varphi)$	$(1 - \cos \varphi) \times \alpha_1(\varphi)$	$I_{к1}, \text{ ма}$	$U_{вых}, \text{ в}$
0,06	1,2	—	—	—	—	—	—	0,24
0,079	1,58	0,765	40	0,235	0,28	0,066	1,37	0,274
0,111	2,22	0,54	57	0,46	0,376	0,172	1,46	0,292
0,167	3,35	0,359	69	0,641	0,432	0,277	1,49	0,298
0,240	4,82	0,25	75,5	0,75	0,457	0,342	1,52	0,305

линейный каскад. Так как влияние изменений  $R_{вх.э}$  на амплитудную характеристику незначительно, для упрощения расчетов они не учитываются. Рассчитанная зависимость  $U_{вых} = f(U_{вх})$  построена на рис. 4-17 (кривая 1).

Далее строим амплитудную характеристику усилителя, используя расчетную характеристику пары каскадов. Результаты расчета

Рис. 4-17. Расчетные амплитудные характеристики пары каскадов.

1 — с резонансной нагрузкой, 2 — с аperiodической нагрузкой.



характеристики сведены в табл. 3. Сама характеристика построена на рис. 4-18 (кривая 1). Из табл. 3 видно, что расчетная амплитудная характеристика усилителя отклоняется от логарифмического

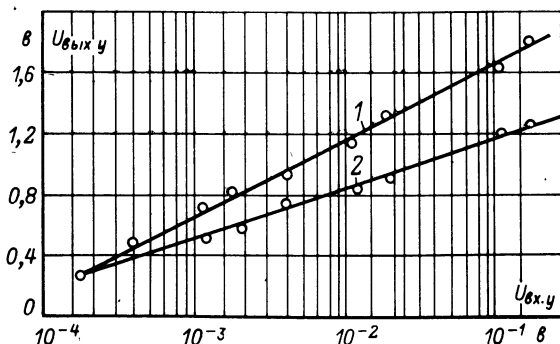


Рис. 4-18. Расчетные амплитудные характеристики логарифмического радиоусилителя.

1 — с резонансной нагрузкой; 2 — с аperiodической нагрузкой.

закона менее чем на 5%, что вполне удовлетворяет техническим требованиям.

Переходим к расчету фазовых сдвигов усиливаемого сигнала. Для этого необходимо знать, по крайней мере,  $\alpha_0$  и  $\varphi_n$ :

$$\alpha_0 = \delta\varphi_{\max} - \Delta\varphi_{\max};$$

$$\delta\varphi_{\max} = \varphi_{21\max} - \varphi_{л.к};$$

$$\varphi_n = \varphi_l + \varphi_{л.к}.$$



Таблица 3

$U_{вх.у' \delta}$	$U_{вхх1' \delta}$	$U_{вхх2' \delta}$	$U_{вхх3' \delta}$	$U_{вхх4' \delta}$	$U_{вхх5' \delta}$	$U_{вхх.у' \delta}$	Формула для расчета
$2,5 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$6,4 \cdot 10^{-2}$	0,252	0,337	$U_{вхх.у} = U_{вх} + \sum_{i=1}^5 U_{вхх \ i}$
$5 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$3,2 \cdot 10^{-2}$	0,128	0,293	0,464	
$1,25 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$8 \cdot 10^{-2}$	0,274	0,305	0,680	
$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$4 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-1}$	0,296	0,305	0,813	
$5 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$8 \cdot 10^{-2}$	0,292	0,305	0,305	1,007	
$1,25 \cdot 10^{-2}$	$5 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-1}$	0,303	0,305	0,305	1,176	
$2,5 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	0,288	0,305	0,305	0,305	1,328	
$1,25 \cdot 10^{-1}$	0,294	0,305	0,305	0,306	0,305	1,639	
$2,5 \cdot 10^{-1}$	0,305	0,305	0,305	0,305	0,305	1,775	

Таблица 4

$U_{вх' \delta}$	$\cos \varphi$	$\varphi, \text{ град}$	$\alpha_1(\varphi)$	$(1 - 2 \cos \varphi) \times \alpha_1(\varphi)$	$R_{вх' \text{ ом}}$	$C_{вх' \text{ нд}}$	$R_{\text{н}} = 2400 \text{ ом}$			$R_{\text{н}} = 600 \text{ ом}$		
							$R_{вх.з' \text{ ом}}$	$R_{\text{н.з' ом}}$	$R_{\text{н.з' ом}}$	$R_{вх.з' \text{ ом}}$	$R_{\text{н.з' ом}}$	$R_{\text{н.з' ом}}$
0,06	—	—	—	—	3 560	15	1 435	267	512	512	267	267
0,079	0,77	40	0,280	0,868	4 100	13	1 515	270	532	532	270	270
0,111	0,54	57	0,376	0,656	5 400	9,8	1 670	275	540	540	275	275
0,167	0,36	69	0,432	0,446	8 000	6,7	1 845	279	558	558	279	279
0,240	0,25	75,5	0,457	0,316	11 200	4,7	1 970	281,5	571	571	281,5	281,5
0,25	0,24	76	0,459	0,304	11 700	4,6	2 000	282	572	572	282	282
0,305	0,19	79	0,469	0,242	14 600	3,6	2 060	284	576	576	284	284

Максимальные значения фазовых сдвигов рассчитываются при максимальном значении напряжения на входе пары каскадов,  $\varphi_{21\text{макс}}$  находятся из (4-24) или из рис. 4-8, а  $\Delta\varphi_{\text{макс}}$  — из (4-69). Для определения  $\varphi_{\text{л}}$  и  $\Delta\varphi_{\text{макс}}$  необходимо знать величины  $R_{\text{вх.л}}$ ,  $C_{\text{вх.л}}$  и характер их зависимости от изменений  $U_{\text{вх}}$ . Значения  $R_{\text{вх}}$  и  $C_{\text{вх}}$  рассчитываются по формулам (4-71) — (4-72). Результаты расчета сведены в табл. 4. Величина входной емкости пары каскадов на транзисторах КТ306Г по схеме с непосредственной связью между транзисторами составляет примерно 15 пф. В этой же таблице приведены значения  $R_{\text{вх.э}}$  и  $R_{\text{н.э}}$ :

$$R_{\text{вх.э}} = \frac{R_{\text{д}} R_{\text{вх}}}{R_{\text{д}} + R_{\text{вх}}};$$

$$\frac{1}{R_{\text{н.э}}} = g_{\text{н.э}} = g_{\text{к}} + g_{22} + g'_{11}; \quad g'_{11} = \frac{1}{R_{\text{вх.э}}}.$$

Величина  $\varphi_{\text{л}}$  определяется по (4-68),  $\Delta\varphi$  — по (4-69). Начальное значение емкости ( $C_{\text{р}} = C_{\text{вх}} + C_1$ ), подключаемой ко входу пары каскадов, может быть различной и зависит главным образом от того, откуда снимается напряжение на сумматор. Если напряжение снимается с выхода каскада с общей базой, то величина добавочной емкости  $C_1$  может составить 20—25 пф. Если же съём напряжения производится с выхода эмиттерного повторителя, то  $C_1$  определяется емкостью монтажа, равной примерно 5 пф. Во втором случае разделительные каскады включаются по схеме с общей базой и работают в таком же режиме, как каскад ОБ, входящий в пару каскадов. Нагрузкой разделительных каскадов обычно является резонансный контур, выделяющий колебания основной частоты.

Расчеты  $\varphi_{\text{л}}$  и  $\Delta\varphi$  проведены для значений емкости  $C_{\text{р}} = C_{\text{вх}} + C_1 = 15 + 5 = 20$  пф, т. е. для случая, когда съём сигналов для суммирования производится с выхода эмиттерного повторителя. Величина  $C_{\text{п}} = 65$  пф подобрана так, чтобы  $\varphi_{\text{п}} \cong \alpha_0$ . Результаты расчетов  $\varphi_{\text{л}}$  и  $\Delta\varphi$  приведены в табл. 5.

Таблица 5.

$U_{\text{вх}}, \text{ в}$	$C_{\text{п}} = 65 \text{ пф}, C_{\text{р}} = 20 \text{ пф},$ $R_{\text{д}} = 2400 \text{ ом}$			$C_{\text{п}} = 130 \text{ пф}, C_{\text{р}} = 20 \text{ пф},$ $R_{\text{д}} = 600 \text{ ом}$		
	$\varphi_{\text{л}},$ град	$\varphi_0,$ град	$\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi_{\text{л}},$ град	$\varphi_{\text{л}},$ град	$\varphi_0,$ град	$\Delta\varphi',$ град
0,06	7,1	7,1	0	4,7	4,7	0
0,079	7,1	6,5	—0,6	4,7	4,0	—0,7
0,111	7,1	5	—2,1	4,7	1,6	—3,1
0,167	7,1	3,5	—3,6	4,7	—0,6	—5,3
0,240	7,1	2,5	—4,6	4,7	—2,3	—7,0
0,250	7,1	2,3	—4,8	4,7	—2,5	—7,2
0,305	7,1	1,9	—5,2	4,7	—3,1	—7,8

Тогда  $\varphi_{\text{н}} = \varphi_{\text{л}} + \varphi_{\text{л.к}} = 7,1^\circ + 1,5^\circ + 8,6^\circ;$   $\delta\varphi_{\text{макс}} = \varphi_{21\text{макс}} - \varphi_{\text{л.к}} = 15,5^\circ - 1,5^\circ = 14^\circ;$   $\alpha_0 = \delta\varphi_{\text{макс}} - \Delta\varphi_{\text{макс}} = 14^\circ - 5,2^\circ = 8,8^\circ;$   $\alpha_0 \cong \varphi_{\text{н}}.$

Графики зависимости  $\alpha$  и  $\Delta\varphi$  от  $U_{\text{вх}}$  приведены на рис. 4-15. Как видно, фазовый сдвиг сигнала имеет сложную зависимость от  $U_{\text{вх}}$  и появляется при работе каскада в линейном режиме. Так как

$\alpha_0 \approx \varphi_n$ , то, основываясь на § 6, можно утверждать, что при суммировании сигналов не нужно производить дополнительные фазовые сдвиги. Однако, чтобы окончательно убедиться в этом, необходимо, используя зависимости  $\alpha = f(U_{вх})$  и  $U_{вых} = f(U_{вх})$ , по формулам (4-79) — (4-82) вычислить фазовый сдвиг результирующего сигнала в пределах всего динамического диапазона. Если он окажется меньше заданного, то переходные цепи с разделительными каскадами имеют одинаковые параметры, если же нет, то путем подбора параметров переходных цепей осуществляется коррекция фазо-амплитудной характеристики усилителя.

При расчетах для того, чтобы  $\varphi_n \approx \alpha_0$ , приходится существенно уменьшить  $C_n$ , что приводит к нежелательному уменьшению коэффициента передачи цепей межкаскадной связи. Для увеличения  $C_n$  при  $\varphi_n = \alpha_0$  необходимо уменьшить  $R_{вхз}$  за счет уменьшения  $R_d$ . В табл. 4 приведены значения  $R_{вхз}$  и  $R_{нз}$  для  $R_d = 600 \text{ ом}$ . В табл. 5 приведены расчетные значения  $\varphi_n$ ,  $\varphi_0$  и  $\Delta\varphi$  для  $R_d = 600 \text{ ом}$ . Величина  $C_n$  и в данном случае подобрана так, чтобы  $\varphi_n = \alpha_0$ . Для этого  $\varphi_n = 4,7^\circ + 1,5^\circ = 6,2^\circ$ ;  $\delta\varphi_{\max} = 15,5^\circ - 1,5^\circ = 14^\circ$ ;  $\alpha'_0 = 14^\circ - 7,8^\circ = 6,2^\circ$ ;  $\alpha'_0 = \varphi_n$ .

Из расчетных данных видно, что чем меньше  $R_d$ , т. е. чем меньше  $R_{вхз}$  зависит от  $U_{вх}$ , тем в большей степени можно скомпенсировать фазовый сдвиг сигнала, создаваемый парой каскадов. Для увеличения  $\Delta\varphi$  следует уменьшить  $C_n$ . Именно так и поступают при корректировке фазовых сдвигов сигналов за счет переходных цепей в усилителях-ограничителях.

Расчеты были выполнены для резонансных нагрузок на выходе пар каскадов. Если же применяются аperiodические нагрузки, то амплитудная характеристика каскада рассчитывается по формуле (4-60) и ее форма подобна кривой 2, показанной на рис. 4-17. Амплитудная характеристика усилителя для данного случая построена на рис. 4-18 (кривая 2). Величины  $C_{вх}$  и  $R_{вх}$  при действии на входе ограниченных полуволн, близких к прямоугольным импульсам, определяются по формулам (4-73). Так как  $U_{вх \max}$  в этом случае меньше, а  $C_{вх}$  меняется примерно так же, то можно в большей степени (за счет  $\Delta\varphi$ ) скомпенсировать фазовый сдвиг, создаваемый парой каскадов.

### 13. НАСТРОЙКА ФАЗОСТАБИЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Процесс настройки усилителей с фазовыми характеристиками повышенной стабильности включает следующее:

1. Проверку и установку исходных режимов каскадов по постоянному току.

2. Снятие и корректировку частотной характеристики.

3. Снятие амплитудной характеристики.

4. Снятие и корректировку фазовых характеристик.

Первая операция выполняется таким же образом, как и для любых усилителей.

Специфика корректировки амплитудно-частотной характеристики состоит в увеличении ее равномерности в пределах двух-трех гармоник промежуточной частоты или в подавлении этих гармоник.

Снятие амплитудной характеристики производится обычным образом.

Последним этапом настройки являются снятие и корректировка фазовых характеристик усилителя. Существующие для измерения

фазовых характеристик усилителей приборы позволяют исследовать стабильность фаз выходных напряжений только при непрерывных сигналах; необходимая точность измерений обеспечивается умножением частоты. Кроме того, эти приборы позволяют исследовать фазочастотные характеристики. Во многих случаях (в радиолокации, телеметрии, радионавигации и т. д.) основным видом сигнала является импульсный сигнал, а работа нелинейных усилителей в режиме усиления импульсного и непрерывного сигналов существенно отличается. Дело в том, что при нелинейном усилении сигнала в усилительном тракте может происходить фазовая модуляция в результате

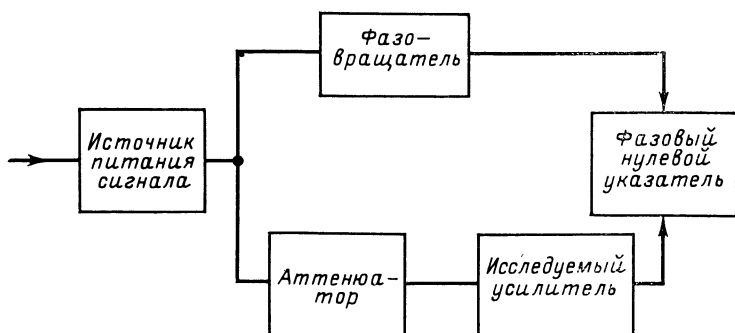


Рис. 4-19. Блок-схема установки для снятия фазо-амплитудных характеристик.

переходных процессов, а эти явления при исследовании непрерывным сигналом не могут быть учтены. Все это вынуждает при исследовании фазовых характеристик импульсных усилителей отказываться от приборов, работающих с непрерывными сигналами, и прибегать к использованию специальной установки, предназначенной для измерения фазо-амплитудных характеристик [Л. 15].

На рис. 4-19 представлена блок-схема такой установки, основанной на использовании так называемого «компенсационного метода». Сигнал от специального источника подается через аттенюатор и исследуемый усилитель на один из выходов фазового нулевого указателя (фазовый детектор и осциллограф) и, будучи использован в качестве опорного, — на другой вход фазового нулевого указателя через отградуированный фазовращатель. Наличие аттенюатора и индикатора позволяет снимать и амплитудную характеристику усилителя.

Измерение стабильности фазы на выходе усилителя производится следующим образом. При амплитуде входного сигнала, соответствующей работе каскадов усилителя в линейном режиме, с помощью фазовращателя устанавливается нулевое показание на выходе фазового детектора. Показание на шкале фазовращателя принимается за «ноль». При изменении амплитуды входного сигнала уход нуля фазового детектора (если он происходит) компенсируется фазовращателем, по шкале которого отсчитывается нестабильность фазы выходного радиосигнала. Используемый метод компенсации обеспечивает высокую точность измерения, определяемую в основном

тщательностью изготовления и точностью калибровки фазовращателя, а также чувствительностью фазового нулевого указателя. Для повышения точности отсчета можно использовать два фазовращателя: «грубый» и «точный».

В качестве источника радиосигнала можно использовать генератор с контуром ударного возбуждения. Однако устройства с контурами ударного возбуждения имеют ограниченный частотный диапазон, в связи с чем их применение на частотах выше 20—25 Мгц сопряжено с определенными трудностями. Это вынуждает — с целью упрощения установки — применять стробирование непрерывного колебания несущей частоты, в качестве источника которого могут быть использованы любые стандартные приборы.

К аттенуатору предъявляется требование абсолютной стабильности фазы выходного сигнала. На частотах порядка 20—25 Мгц можно использовать описанные в литературе ступенчатые аттенуаторы. Строго говоря, они не позволяют получить стабильной фазы выходных сигналов из-за разброса выходных емкостей тумблеров: как показал эксперимент, на указанных частотах ступенчатые аттенуаторы при тщательном подборе деталей дают нестабильность фазы порядка (1—1,5°). Однако на более высоких частотах они не обеспечивают требуемой от установки точности, в связи с чем необходимо пользоваться фазоневращающими аттенуаторами, построенными на принципе предельного волновода. В некоторых случаях возможно использовать емкостные аттенуаторы, применяемые в стандартных ГСС. Их анализ показывает, что фаза выходного сигнала существенно изменяется лишь при введении малых затуханий.

На рис. 4-20 представлен типичный график зависимости изменения фазы сигнала на выходе аттенуатора ГСС при изменениях коэффициента ослабления.

Как видно, фазовые ошибки аттенуатора невелики, если введено начальное ослабление порядка 10—20 дб. При увеличении частоты фазовые ошибки растут приблизительно линейно. Следовательно, с ростом частоты необходимо увеличивать начальное затухание.

Поскольку фазовращатель является одним из основных элементов, определяющих точность измерения, он должен быть достаточно широкополосным. На низких частотах фазовращатель представляет собой линию задержки с распределенными параметрами с непосредственным, индуктивным или емкостным съемом. Параметры линий задержки зависят от диапазона изменения фазы и требуемой точности. Как правило, сдвиг, превышающий 180°, не нужен. Для повышения точности целесообразно использовать два фазовращателя: грубый — с большим сдвигом (порядка 180°) и плавный — с малым сдвигом (порядка 10°).

На частотах ниже 20—30 Мгц можно использовать спиральные линии задержки плоского или барабанного типа, а на более высоких частотах — полосковые линии. К их преимуществам относятся: более широкая рабочая полоса частот, простая конструкция и небольшие размеры. На рис. 4-21, а, б приведены эскизы возможных вариантов полосковых линий для грубого и точного фазовращателей. Линии несимметричны и выполняются из фольгированного гетинакса или стеклотекстолита. Линия, показанная на рис. 4-21, а, имеет длину  $l \approx 30$  см. При активном нагрузочном сопротивлении 50 ом частотная характеристика линии является равномерной вплоть до частот 50 Мгц (рис. 4-22, а). На частоте 30 Мгц линия обеспечивала фазо-

вый сдвиг  $10-12^\circ$ . Изменение фазы на  $1^\circ$  соответствовало перемещению вдоль линии на  $20-30$  мм. Вторая линия задержки (грубая) (рис. 4-21,б) также несимметричная, но ее полоска имеет форму

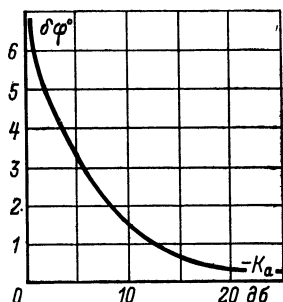


Рис. 4-20. Зависимость фазового сдвига, вносимого емкостным аттенуатором от величины ослабления ( $K_a$ ).

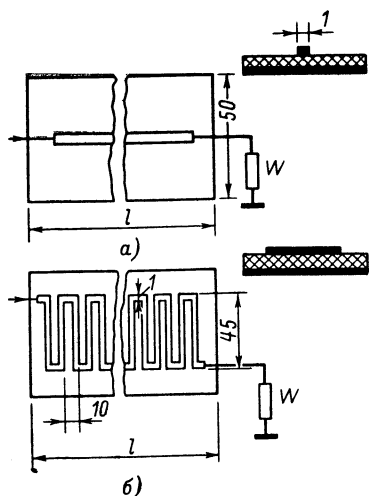


Рис. 4-21. Полосковые линии для фазовращателей.

а — линия с прямой узкой полоской; б — линия типа «меандр»;  $W$  — волновое сопротивление линий.

меандра. Изгибы линии, а также взаимная связь между соседними витками приводят к сужению полосы пропускания (рис. 4-22,б). Линия с размерами, указанными на рис. 4-21,б, имеет полный фазовый сдвиг  $210^\circ$ , т. е. примерно  $6-8^\circ$  на один виток. Съем высокочастотного напряжения с линии может производиться с помощью скользящего или емкостного контакта. Для того чтобы не вносить боль-

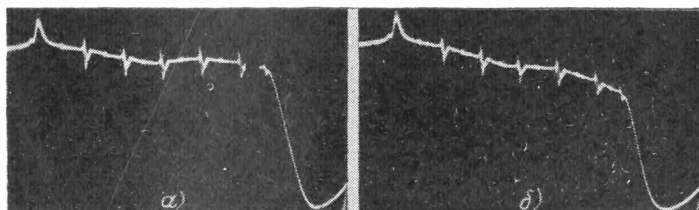


Рис. 4-22. Фотографии осциллограмм частотных характеристик линий фазовращателя.

а — характеристика линии, показанной на рис. 4-21,а; б — характеристика линии рис. 4-21,б.

ших искажений в частотные характеристики, между линией и последующим буферным усилителем необходимо ввести ослабление порядка  $20-30$  дБ.

Калибровка фазовращателя довольно проста. Сигнал подается на один из входов фазового детектора непосредственно от источника, минуя аттенуатор и усилитель, а на другой вход — через фазовращатель. При калибровке измеряется величина линейного перемещения контакта фазовращателя, приводящего к изменению фазы сигнала на выходе фазового детектора на  $90^\circ$  или  $180^\circ$ .

В заключение можно отметить, что указанный принцип может быть использован для исследования усилителей, предназначенных для усиления сигналов с более высокой несущей частотой. Для этого генерирование импульсного радиосигнала с использованием фазоневращающих аттенуаторов и плавных фазовращателей можно выполнять в диапазоне СВЧ с последующим гетеродинированием сигналов.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоприемные устройства. Под ред. Боброва Н. В. М., «Советское радио», 1971.
2. Кривицкий Б. Х. Автоматические системы радиотехнических устройств. М.—Л., Гэсэнергоиздат, 1962.
3. Приемники радиолокационных станций. Пер. с англ., под ред. Сиверса А. П., М., «Советское радио», 1952.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967.
5. Левин Б. Р. Оптимальные фазовые методы обнаружения сигналов.— «Радиотехника и электроника», 1960, № 4.
6. Лукошкин А. П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. М., «Советское радио», 1964.
7. Волков В. М. Логарифмические усилители на транзисторах. Киев, «Техника», 1965.
8. Крылов Г. М. Особенности логарифмических усилителей на транзисторах. «Полупроводниковые приборы и их применение». Под ред. Федотова Я. Л., 1964, вып. 11.
9. Крылов Г. М., Какунин А. С., Панов В. И. Расчет логарифмических усилителей с нелинейными элементами в цепях нагрузки. М., «Энергия», 1969.
10. Бруевич А. Н., Евтянов С. И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М., «Советское радио», 1965.
11. Монахов Ю. Е., Чудаковский М. П. Применение обратной связи при стабилизации фазово-амплитудных характеристик в нелинейных усилителях.— «Труды ЛИАП», 1971, вып. 70.
12. Спиридонов Н. С., Вертоградов В. И. Дрейфовые транзисторы. М., «Советское радио», 1964.
13. Мурогов Н. М. Анализ усилительных схем на составных полупроводниковых триодах.— «Вопросы радиоэлектроники, сер. XII, общетехническая», 1962, вып. 14.
14. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. М., «Советское радио», 1971.
15. Петров О. В. Установка для изменения стабильности фазы выходного радиосигнала УПЧ.— «Труды ЛИАП», 1966, вып. 46.
16. Schwarzkopf D. A high precision monopuls receiver.— «Microwave Journal», 1967, VIII, v. 10, № 9.

17. **Thomas Lee C.** Eliminating broadband distortion in transistor amplifiers.—«Bell Syst. Techn. J.», 1968, 47, № 3, p. 315—342.

18. **Graves Ross E., Hetland George Jr., Samulon Henry A., Stephenson Richard G.** High — phase stability coherent radion signal receiver [TRW. Inc.]. Official Gazette, January 3, v. 834, № 1, 1967.

19. **Graham E. A.** Passive compensation theory for advanced system circuits.—«IEEE Trans. Circuit Theory». 1967, 14, № 4, p. 408—414.

20. **Vannicola Vincent C.** Comments on phase intercept distortion.—«Proc. IEEE», 1968, 56, № 1, p. 103—104.

21. **Batteau Dwight W.** Zero phase shift active element filter. [United Research Inc.]. Offizial Gazette, may 30, v. 838, № 5, 1967.

22. **Dlugatch I.** Design simple phase stable.—«Limiter Electronic Design», 1966, 7.VI, № 42, p. 53—55.



## ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
<b>Глава первая. Причины нестабильности фазы выходного сигнала в радиоусилителях на транзисторах с большим динамическим диапазоном . . . . .</b>	<b>5</b>
1. Усилители на транзисторах с большим динамическим диапазоном . . . . .	5
2. Причины нестабильности фазы выходного сигнала в радиоусилителях на транзисторах и пути ее уменьшения . . . . .	9
<b>Глава вторая. Способы стабилизации фазы выходного сигнала в усилителях с большим динамическим диапазоном . . . . .</b>	<b>13</b>
3. Повышение стабильности фазы выходного сигнала за счет схемы ограничения и цепей межкаскадной связи . . . . .	13
4. Стабилизация фазы выходного сигнала усилителя с помощью прямых и обратных связей . . . . .	23
5. Стабилизация фазы выходного сигнала усилителя с помощью компенсационного способа . . . . .	27
6. Способ геометрического суммирования . . . . .	37
<b>Глава третья. Схемы усилителей с ограничением и логарифмических радиоусилителей с фазовыми характеристиками повышенной стабильности . . . . .</b>	<b>48</b>
7. Некоторые варианты схем радиоусилителей с ограничением сигналов . . . . .	48
8. Схемы усилителей-ограничителей с дополнительными способами стабилизации фазы выходного сигнала . . . . .	55
9. Схемы логарифмических радиоусилителей . . . . .	60
<b>Глава четвертая. Расчет и проектирование радиоусилителей с фазовыми характеристиками повышенной стабильности . . . . .</b>	<b>66</b>
10. Расчет симметричного ограничителя, построенного по каскадной схеме ОК—ОБ . . . . .	66
11. Основы расчета многокаскадного усилителя-ограничителя на парах ОК—ОБ . . . . .	79
12. Основы расчета логарифмических радиоусилителей . . . . .	89
13. Настройка фазостабильных усилителей . . . . .	106
Список литературы . . . . .	110

Цена 33 коп.