



# **УСИЛИТЕЛИ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ НА МИКРО- СХЕМАХ**

Выпуск 71

УСИЛИТЕЛИ  
С ШИРОКИМ  
ДИНАМИЧЕСКИМ  
ДИАПАЗОНОМ  
НА МИКРОСХЕМАХ

МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1981



ББК 32.846

У74

УДК 621.375.1.049.77

Авторы: А. П. Лукошкин, И. Г. Киренский,  
Ю. Е. Монахов, О. В. Петров

**Усилители с широким динамическим диапазоном**  
У74 на микросхемах/А. П. Лукошкин, И. Г. Киренский,  
Ю. Е. Монахов, О. В. Петров. — М.: Радио и связь,  
1981. — 120 с., ил. — (Б-ка по радиоэлектронике;  
Вып. 71).

40 к.

Рассматриваются особенности построения и расчета усилителей с широким динамическим диапазоном и широкополосных апериодических усилителей на микросхемах.

Приводятся практические схемы и основные характеристики нелинейных усилителей с широким динамическим диапазоном. Описываются микросхемы широкого применения на базе дифференциального каскада.

Предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся разработкой радиоэлектронной аппаратуры.

У 30404-087  
046(01)-81 — 205-81 (Э.) 2402020000

ББК 32.846  
6Ф2.12

РЕЦЕНЗЕНТ Е. А. БОГАТЫРЕВ

Редакция литературы по конструированию и технологии производства  
радиоэлектронной аппаратуры

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Усилители с широким динамическим диапазоном (ШДД) являются в настоящее время важнейшим составным узлом радиоэлектронных устройств, применяемых в различных областях науки и техники. Особенности их теоретического исследования, методам расчета и практической реализации посвящено значительное количество публикаций [1—12]. Отличительной чертой усилителей ШДД, входящих в состав современной радиоаппаратуры, является широкое использование интегральных микросхем (ИМ). Общая тенденция к комплексной микроминиатюризации и системному подходу при проектировании радиоэлектронной аппаратуры характеризуется следующим: использованием существующих ИМ; совершенствованием схемотехники и функциональных возможностей отдельных усилительных каскадов на основе их интеграции; стремлением к функционально завершенным узлам, субблокам, блокам [2]. Исходя из сказанного при определении методов построения усилителей ШДД, а также при решении задач обеспечения необходимых показателей и стабилизации характеристик усилителей в изменяющихся условиях эксплуатации необходимо учитывать схемотехнические и конструктивно-технологические возможности выполнения отдельных усилительных каскадов и параметры выпускаемых промышленностью ИМ.

В процессе реализации усилителей ШДД следует иметь в виду их принципиальную особенность, заключающуюся в том, что требования большой широкополосности и безынерционности усилителя, независимости формы его характеристик от изменений уровня входного сигнала вступают в противоречие с необходимостью согласования широкого динамического диапазона изменений уровней входных сигналов со сравнительно узким динамическим диапазоном выходных сигналов. Это обстоятельство находит свое отражение при выборе электрических схем отдельных каскадов.

В соответствии со сказанным в книге рассматриваются методы построения апериодических нелинейных усилителей ШДД, обеспечивающих стабилизацию формы амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик при изменении уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне. На основе анализа результатов исследований даются рекомендации по выбору наиболее эффективных схемотехнических решений.

Предисловие, гл. 1, 2, 6 написаны А. П. Лукошкиным совместно с О. В. Петровым, гл. 3 и 4 — И. Г. Киренским, гл. 5 — О. В. Петровым, гл. 7 — Ю. Е. Монаховым.

Авторы выражают благодарность Н. П. Кочкину и С. Г. Логвиненко за участие в экспериментальных исследованиях, результаты которых приведены в книге.

Замечания и пожелания по книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Главпочтамт, а/я 693, изд-во «Радио и связь».

*Авторы*

## Глава первая

# ОСНОВНЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

### 1. Фильтрация и усиление сигналов

Усилители ШДД представляют широкий класс усилительных устройств, предназначенных для усиления сигналов любой частоты и входящих в состав любых частей приемно-усилительных трактов. Наиболее часто необходимость расширения динамического диапазона по входным сигналам возникает в радиоприемных устройствах различного назначения. В них усилители ШДД могут являться основной частью как высокочастотного тракта приемного устройства, так и трактов промежуточной и низкой частоты. Кроме того, такие усилители находят широкое применение в измерительной технике, экспериментальной физике, устройствах контроля, медицинских и биологических исследованиях.

В книге основное внимание уделено усилителям промежуточной частоты приемных трактов супергетеродинного типа. Вообще же данное определение усилителей ШДД распространяется на более широкий класс усилительных устройств, предназначенных для усиления сигналов любой частоты и входящих в состав любых частей приемно-усилительных трактов. В связи с этим может быть дано более широкое определение: к усилителям с широким динамическим диапазоном относятся усилительные устройства, обеспечивающие передачу к последующим звеньям тракта сигналов, уровень которых изменяется в значительном интервале, и открывающие возможность непрерывной индикации этих изменений на оконечном устройстве.

К основным задачам, решаемым при помощи усилителей ШДД, относятся фильтрация полезного сигнала и обеспечение необходимого усиления для нормальной работы последующих устройств. Возможность решения указанных задач определяется соответствующими характеристиками усилителя: частотной, фазовой, амплитудной. Кроме того, о возможностях применения усилителя в конкретной радиоаппаратуре можно судить по так называемым сопутствующим показателям технико-экономического характера. К ним относятся обеспечение заданных параметров усилителя при наименьшем числе активных элементов или наименьших габаритах, или наименьшей потребляемой мощности, обеспечение требуемых условиями эксплуатации надежности работы, малой себестоимости и т. п.

Теоретически основные задачи могут решаться независимо одна от другой. Действительно, необходимое усиление обеспечивается соответствующим количеством активных элементов, а заданные избирательные свойства — соответствующим выбором типа и количества избирательных цепей. С этой точки зрения усилители

ШДД можно разделить на две группы, различающиеся способом осуществления функции избирательности, а именно: с распределенной и сосредоточенной избирательностью.

Характерной особенностью усилителей первого типа (в них избирательность обеспечивается наличием колебательных систем в каждом каскаде) является то, что колебательные системы, обеспечивающие требуемую избирательность, одновременно влияют и на усиление каждого каскада, поскольку входят в состав его нагрузочных цепей. Поэтому изменение избирательности неизбежно оказывает влияние на усиление каскада. И наоборот, изменение усиления приводит к изменению не только усилительных свойств активного элемента, но и таких его параметров, как комплексные входная и выходная проводимости, что в свою очередь влияет на свойства избирательных систем. Это обстоятельство в общем случае делает невозможным независимое управление усилением и избирательностью, что является одним из существенных недостатков данного типа усилителей.

Распределение избирательности вдоль тракта приводит также к тому, что каждый каскад усиления имеет в среднем невысокие избирательные свойства. В результате воздействию помех подвергаются не только первый каскад усилителя, но и последующие, и, следовательно, становится возможным появление перекрестных искажений одновременно в нескольких каскадах. Необходимо также отметить и такое свойство, как несовместимость технологии изготовления интегральных микросхем и высокочастотных катушек индуктивности. Сказанное позволяет считать выполнение усилителей ШДД с распределенной избирательностью, основанное на использовании резонансных  $LC$ -контуров, малоперспективным.

Широкое применение до настоящего времени усилителей ШДД такого типа объяснялось возможностью обеспечения требуемого усиления при малом числе каскадов, но при условии, что не предъявлялись жесткие требования к частотным свойствам. Например, при построении приемников радиолокационных станций главным является достижение в УПЧ значительного усиления. Что же касается требований к форме частотной характеристики, то они в большинстве случаев определяются лишь необходимостью обеспечить заданную полосу пропускания. Это и обусловило использование резонансных контуров в составе цепей межкаскадной связи. При большом различии выходных и входных сопротивлений, свойственном усилителям на биполярных транзисторах и интегральных микросхемах, резонансная система выполняла роль согласующего трансформатора и позволяла тем самым увеличить коэффициент усиления одного каскада и уменьшить общее число каскадов. Это безусловно может быть отнесено к числу достоинств рассмотренного метода.

Сущность второго метода построения избирательных усилителей заключается в том, что необходимая избирательность обеспечивается системой, сосредоточенной, как правило, в одном из первых каскадов усилителя, а требуемое усиление обеспечивается

последующими аperiodическими каскадами или каскадами с малой избирательностью. К достоинствам этого метода можно отнести возможность получения требуемой избирательности при меньшем числе резонансных систем, практическую нечувствительность характеристик избирательности к разбросу параметров транзисторов или избирательных цепей, высокую устойчивость аperiodических усилителей в изменяющихся условиях эксплуатации.

Разделение функций избирательности и усиления существенно ослабляет связь между изменениями формы частотной и амплитудной характеристик усилителя. Тем самым открывается возможность их независимого формирования и управления. Установка узкополосных избирательных систем на входе усилителя позволяет увеличить чувствительность по отношению к собственным шумам.

Рассмотренный метод представляется наиболее эффективным для усилителей в интегральном исполнении, поскольку позволяет использовать не только микросхемы в отдельных корпусах, но и выполненные на одной подложке аperiodические, многокаскадные, широкополосные усилители с определенным коэффициентом усиления. Успехи в области разработки и применения интегральных пьезоэлектрических фильтров позволяют надеяться на возможность комплексной микроминиатюризации усилителей ШДД [2].

Таким образом, усилители с сосредоточенной избирательностью более пригодны к микроминиатюризации, что дает возможность получить выигрыш (по сравнению с усилителями, которые построены по принципу распределенной избирательности) по стоимости сборки, технологии настройки, обслуживания, в надежности, габаритах и потребляемой энергии.

## 2. Амплитудные характеристики

Диапазон изменения уровней входных сигналов в усилителях ШДД достаточно велик и может достигать 100 дБ и более. В то же время диапазон сигналов, обеспечивающих нормальную работу оконечных (регистрирующих) устройств, значительно меньше. В большинстве случаев он не превышает 10—15 дБ. Именно в

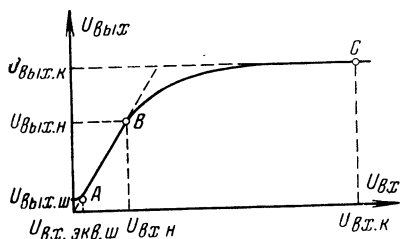


Рис. 1. Амплитудная характеристика усилителя ШДД.

этих пределах должен изменяться уровень выходного сигнала усилителя. Существенное различие между диапазонами сигналов на входе и выходе усилителя требует принятия специальных мер по их согласованию. Обычно оно достигается путем введения в тракт передачи сигналов устройств, предназначенных для управления усилением. Наличие этих устройств и является отли-

чительной чертой усилителей ШДД. Основные требования к усилителю ШДД могут быть сформулированы из рассмотрения типичной амплитудной характеристики усилителя (рис. 1).

Наличие внутренних источников шума приводит к появлению напряжения на выходе усилителя даже при отсутствии входного сигнала  $U_{\text{вых.ш.}}$ . Это напряжение шумов при работе всех каскадов в линейном режиме может быть пересчитано ко входу усилителя:

$$U_{\text{вх.экв.ш}} = \frac{U_{\text{вых.ш.}}}{K_0}, \quad (1)$$

где  $U_{\text{вх.экв.ш}}$  — эквивалентное напряжение шумов, приведенное ко входу усилителя;  $K_0$  — коэффициент усиления по напряжению.

Назовем напряжение входного сигнала, равное  $U_{\text{вх.экв.ш}}$  пороговым  $U_{\text{вх.пор.}}$ . При изменении уровня входного сигнала  $U_{\text{вх.пор.}} \leq U_{\text{вх.}} \leq U_{\text{вх.н}}$  усилитель работает в линейном режиме и между входным и выходным напряжениями существует следующая зависимость:

$$U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}} \quad \text{при} \quad K_0 = \text{const.} \quad (2)$$

Уровень  $U_{\text{вых.н}}$  соответствует минимальному значению выходного напряжения усилителя, обеспечивающего нормальную (номинальную) работу оконечного устройства. С ним связано номинальное напряжение входного сигнала  $U_{\text{вх.н}}$

$$U_{\text{вых.н}} = K_0 U_{\text{вх.н}}. \quad (3)$$

Для реализации максимальной чувствительности усилителя, ограниченной шумами, а не недостатком усиления, должно выполняться условие

$$U_{\text{вх.н}} = a U_{\text{вх.пор.}} \quad (4)$$

где  $a$  — требуемое превышение амплитуды полезного входного сигнала над приведенным напряжением шумов. При этом, естественно, обеспечивается требуемое отношение сигнал/шум на выходе:

$$U_{\text{вых.н}} = K_0 a U_{\text{вх.пор.}} = a U_{\text{вых.ш.}} \quad (5)$$

Динамические диапазоны, дБ, изменения уровней входных и выходных сигналов определяются отношениями:

$$D_{\text{с.вх}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вх.к}}}{U_{\text{вх.н}}}; \quad (6)$$

$$D_{\text{с.вых}} = 20 \lg \frac{U_{\text{вых.к}}}{U_{\text{вых.н}}}, \quad (7)$$

где  $U_{\text{вх.к}}$  — конечное или максимальное значение уровня входного сигнала;  $U_{\text{вых.к}}$  — максимальное значение выходного напряжения усилителя, определяемое условиями работы оконечного устройства.

Приведенные соотношения (2)–(7) и графическое построение на рис. 1 являются достаточно общими и в силу этого позволяют охарактеризовать практически любой усилитель, в том числе и линейный, в составе которого отсут-



вуют системы управления усилением. Различия имеют количественный характер и проявляются главным образом при определении значения  $U_{вх.к.}$ . Так, в линейном усилителе  $U_{вх.к.}$  соответствует концу линейного участка амплитудной характеристики и определяется как уровень входного сигнала, при котором коэффициент нелинейных искажений имеет значение, допустимое техническим требованием. Для логарифмического усилителя  $U_{вх.к.}$  соответствует концу логарифмического участка амплитудной характеристики и определяется как уровень входного сигнала, при котором отклонения амплитудной характеристики от идеального логарифмического закона не превышают допустимых значений.

Распространив сказанное на более общий случай функционального усилителя, т. е. усилителя, амплитудная характеристика которого описывается произвольной математической функцией, в том числе линейной и логарифмической, можно уточнить данные соотношениями (6) и (7) понятия динамического диапазона по входным и выходным сигналам; они определяются протяженностью того участка амплитудной характеристики, в пределах которого отклонение последней от идеального математического закона не превышает допустимых значений. Аналогично может быть дана количественная оценка усилителя-ограничителя, являющегося разновидностью усилителей ШДД, а именно: диапазон ограничения определяется по протяженности горизонтального (или близкого к нему) участка амплитудной характеристики.

Обычно в процессе технического расчета задаются  $U_{вх.н.}$ ;  $a$ ;  $D_{с.вх.}$ ;  $U_{вых.н.}$ ;  $D_{с.вых.}$ . На основе приведенных соотношений определяют следующие показатели усилителя:  $K_0$ ;  $U_{вх.экв.ш.}$ , а также способ и диапазон изменения коэффициента усиления, необходимый для обеспечения согласования  $D_{с.вх.}$  и  $D_{с.вых.}$ .

Методика технического расчета усилителя ШДД в общих чертах одинакова для всех разновидностей усилителей, но в зависимости от типа усилителя и примененного способа управления усилением появляются определенные различия. В настоящее время известно большое количество работ по теории и практике построения усилителей с управляемым усилением [3—11]. В [4] сделана попытка рассмотрения усилителя ШДД как управляемой передаточной цепи с привлечением элементов теории информации и общей теории связи. При этом качество построения передаточной цепи оценивается с самых универсальных позиций — сохранения величины информативного параметра сигнала. В силу этого открывается возможность сформулировать достаточно общие рекомендации. В частности, введение схемы обобщенной модели каскада позволило выделить две разновидности управляемых усилителей: с замкнутой и разомкнутой системами автоматического регулирования.

Выбор способа управления усилением определяется прежде всего назначением приемно-усилительного тракта. Так, например, в радиовещательных, телевизионных, связных и некоторых других приемниках, где основным требованием является обеспечение малых искажений выходного сигнала, амплитуда входного сигнала не является информативным параметром. В этих случаях замкнутая система регулирования усиления следящего типа является более предпочтительной.

В современной радиотехнике широкое применение находят устройства, у которых между выходным и входным сигналами должна существовать вполне определенная функциональная за-

висимость, сохраняющаяся в большом динамическом диапазоне. Здесь амплитуда сигнала является информационным параметром. К числу указанных устройств можно отнести усилители, используемые в измерительной технике, экспериментальной физике, биологических исследованиях. В этих случаях способ управления усилением определяется из условия формирования требуемой амплитудной характеристики, описываемой необходимой функциональной зависимостью между изменениями уровней входных и выходных сигналов. Наиболее распространенной разновидностью функциональных устройств являются усилители с логарифмической амплитудной характеристикой.

Характер входного сигнала также оказывает влияние на выбор способа управления усилением. Так, например, в тех случаях, когда уровень входного сигнала характеризуется быстрыми изменениями, следует использовать безынерционные способы управления усилением, т. е. разомкнутые системы АРУ. В усилителях этого типа изменение усиления в зависимости от уровня входного сигнала либо обусловлено нелинейными свойствами самих активных элементов, либо происходит за счет введения нелинейных элементов в состав цепей нагрузки и обратной связи отдельных каскадов. Замкнутые системы АРУ являются принципиально инерционными, и их следует применять в приемно-усилительных трактах, предназначенных для усиления сигналов, характеризующихся сравнительно медленными изменениями уровня.

Использование современных интегральных микросхем позволяет строить усилители ШДД обоих типов [12—15]. Повышение степени интеграции современных микросхем, тенденция к переходу от отдельных микросхем к блокам и устройствам [2] позволяют считать, что схемотехника безынерционных нелинейных усилителей может послужить основой построения многофункциональных усилителей ШДД. Поэтому им в данной работе и уделяется основное внимание.

Наибольшее распространение среди нелинейных усилителей ШДД в настоящее время находят усилители с логарифмическими амплитудными характеристиками (логарифмические усилители) и усилители с ограничением (усилители-ограничители). Ниже дано общее рассмотрение амплитудных характеристик этих усилителей.

Амплитудная характеристика логарифмических усилителей описывается системой уравнений [3—5, 8, 9]:

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}} &= K_0 U_{\text{вх}} \quad \text{при} \quad U_{\text{вх}} < U_{\text{вх.н}}; \\ U_{\text{вых}} &= K_0 U_{\text{вх.н}} + b \ln \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх.н}}} \quad \text{при} \quad U_{\text{вх}} \geq U_{\text{вх.н}}, \end{aligned} \quad (8)$$

где  $K_0$  — коэффициент усиления в линейном режиме;  $U_{\text{вх.н}}$  — уровень входного сигнала, начиная с которого амплитудная характеристика становится логарифмической;  $b$  — коэффициент, определяющий наклон логарифмической характеристики.

Введенные обозначения в выражениях (8) совпадают с соотношениями, которые были использованы ранее для описания амплитудной характеристики усилителя ШДД (рис. 1). Как видно из приведенных уравнений, реальные характеристики изменяются по линейно-логарифмическому закону. Линейный участок (участок  $AB$  на рис. 1) в зависимости от требований, предъявляемых к усилителю, может быть различным по форме и переходит в логарифмический участок при напряжениях, амплитуда которых как выше, так и ниже уровня собственных шумов, т. е. точка  $B$  может быть расположена как выше, так и ниже точки  $A$  на рис. 1.

Известно несколько способов построения безынерционных логарифмических усилителей: шунтирование цепей нагрузки нелинейными элементами (обычно полупроводниковыми диодами), многоканальное параллельное или последовательное суммирование выходных напряжений ряда усилителей. Особенности реализации указанных разновидностей логарифмических усилителей достаточно подробно описаны в литературе [3, 5, 7].

Логарифмические усилители с шунтированием нагрузок отдельных каскадов отличаются наибольшей простотой, но в то же время им присущ ряд недостатков, а именно: усилитель обладает сравнительно небольшим динамическим диапазоном по входным сигналам, в зависимости от уровня входного сигнала изменяется форма частотной и фазовой характеристик усилителя, параметры нелинейных элементов, а следовательно, и эффективность логарифмирования зависят от изменения условий эксплуатации, например от температуры окружающей среды. Все это требует введения в логарифмирующие каскады усилителя дополнительных элементов, что уменьшает эффективность метода и прежде всего с точки зрения возможностей комплексной микроминиятуризации.

Логарифмические усилители с многоканальным суммированием, как уже отмечалось, могут быть выполнены в двух разновидностях. В одной из них используется параллельное включение ряда усилителей, коэффициент усиления каждого из которых отличается в  $K$  раз. Для защиты от перегрузок и повышения стабильности характеристик такого усилителя в изменяющихся условиях эксплуатации на выходе каждого канала ставится двусторонний ограничитель [3]. Параллельный метод суммирования обладает рядом достоинств, но увеличение общих габаритов, связанное со значительным числом каналов в усилителях ШДД, обуславливает большее распространение в настоящее время усилителей с логарифмической амплитудной характеристикой, построенных по методу последовательного суммирования (рис. 2). Такой усилитель представляет собой последовательное соединение нескольких каскадов, каждый из которых в общем случае содержит линейный усилитель и двусторонний ограничитель. Выходы усилительных каскадов соединены с сумматором через буферные каскады (БК), которые способствуют увеличению развязки между усилительными каскадами и повышению устойчивости усилителя в целом.

Для получения амплитудной характеристики, достаточно хорошо приближающейся к логарифмической, все каскады должны быть идентичными и выполняются в соответствии с изображенной на рис. 2 обобщенной схемой. Однако в зависимости от особенностей реализации и назначения логарифмического усилителя в обобщенной схеме имеют место изменения. Это может быть сов-

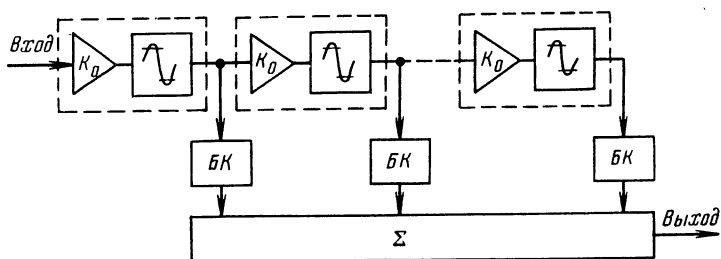


Рис. 2. Структурная схема логарифмического усилителя с последовательным суммированием.

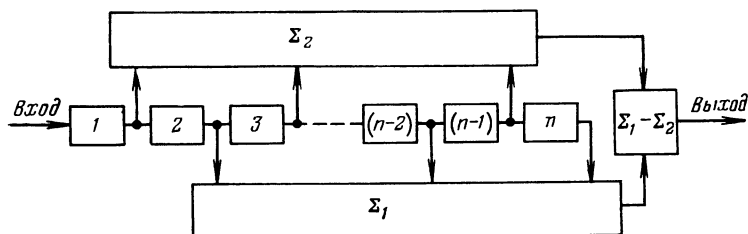


Рис. 3. Структурная схема усилителя с пилообразной амплитудной характеристикой.

мещение функций линейного усиления и двустороннего ограничения (усилители-ограничители); выполнение сумматора в виде резистора  $R$ , либо усилительного каскада, либо линии задержки; использование буферных каскадов также и для целей коррекции частотной и фазовой характеристик усилителя. Необходимо отметить, что структура обобщенной схемы остается одной и той же как для видеоусилителей, так и для радиоусилителей. В частном случае усиление может производиться на радиочастоте, а суммирование — на видеочастоте. Усилитель с таким режимом работы известен как усилитель с непрерывным детектированием сигналов. Функции детектора могут выполнять усилительный каскад или буферный каскад. При необходимости в состав усилителя могут быть введены отдельные детекторы.

В логарифмических усилителях с многоканальным суммированием выходных напряжений достигается высокая стабильность частотных характеристик и может быть обеспечено значительно меньшее изменение фазы выходного сигнала в пределах динамического диапазона по сравнению с усилителями других типов.

В современной радиоаппаратуре находят применение усилители с пилообразной амплитудной характеристикой. На рис. 3 приведена структурная схема такого усилителя, состоящего из  $n$  каскадов и двух сумматоров. В первом складываются выходные напряжения четных каскадов, во втором — нечетных, а затем из

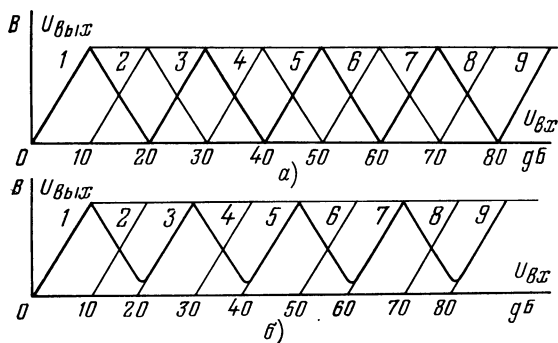


Рис. 4. Амплитудные характеристики усилителя. а — без перекрытия амплитудных характеристик отдельных каскадов; б — с перекрытием амплитудных характеристик нечетных каскадов.

выходного напряжения первого сумматора вычитается выходное напряжение второго. Амплитудная характеристика такого усилителя, построенная в линейно-логарифмическом масштабе, имеет пилообразную форму (рис. 4).

Усилители этого типа могут быть отнесены к классу устройств, коэффициент усиления которых характеризуется дискретным (или ступенчатым) изменением в заданном интервале уровней входного сигнала (или регулирующих сигналов, если управление усилением осуществляется путем использования систем регулировки усиления). Эти устройства могут быть определены как «усилители с дискретно-изменяющимся коэффициентом усиления» или с дискретной (ступенчатой) регулировкой усиления. Отличительной чертой указанных устройств является независимость коэффициента усиления от изменений уровня входного (регулирующего) сигнала в пределах одного дискрета, т. е. между двумя скачками коэффициента усиления. По существу это свойство открывает возможность не допустить изменений коэффициента усиления при случайных изменениях интенсивности усиливаемого колебания или уровня управляющего сигнала, т. е. способствует повышению помехозащищенности тракта в целом. Усилители с дискретной регулировкой усиления в настоящее время получают широкое распространение в приемно-усилительной аппаратуре.

Динамический диапазон выходных сигналов усилителя практически определяется выходным диапазоном одного каскада, т. е. значительно меньше, чем в логарифмическом усилителе. Это свойство приобретает особое значение в тех случаях, когда выход усилителя подключается к индикаторному устройству с малым динамическим диапазоном и по условиям работы требуется различать градации сигналов, а информация об интенсивности сигналов особого значения не имеет.

Амплитудная характеристика такого усилителя более стабильна, так как каждый ее участок формируется лишь двумя каскадами, а не  $n$ , как в логарифмическом. Максимальное и минимальное выходные напряжения усилителя определяются степенью перекрытия амплитудных характеристик отдельных каскадов. Сказан-

ное иллюстрируется на рис. 4, где приведены идеализированные амплитудные характеристики девятикаскадного усилителя.

Ко второму типу безынерционных усилителей ШДД, также получившему значительное распространение, относятся усилители-ограничители. Они могут либо выполнять роль самостоятельных нелинейных усилителей (например, в устройствах, предназначенных для приема и усиления сигналов с частотной или фазовой модуляцией), либо входить в состав логарифмических радио- и видеоусилителей.

Идеализированная амплитудная характеристика усилителя-ограничителя описывается следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{вых}} &= K_0 U_{\text{вх.н}} \quad \text{при} \quad U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх.н}}; \\ U_{\text{вых}} &= U_{\text{вых.огр}} \quad \text{при} \quad U_{\text{вх}} > U_{\text{вх.н}} \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

Здесь  $U_{\text{вх}}$ ,  $U_{\text{вых}}$  — входное и выходное напряжения;  $U_{\text{вых.огр}}$  — выходное сопротивление усилителя в режиме ограничения.

В современной радиоэлектронной аппаратуре широкое применение нашли различные модификации усилителей с ограничением, которое осуществляется за счет либо шунтирования нагрузки нелинейными элементами с меняющимся в зависимости от уровня входного сигнала сопротивлением, либо отсечки коллекторного тока в транзисторах. Первый способ обладает существенными недостатками. В частности, качество ограничения зависит от уровня входного сигнала, так как его изменение оказывает значительное воздействие на параметры ограничивающих диодов. Одновременно изменяется соотношение действительной и мнимой составляющих сопротивления цепей межкаскадной связи, а следовательно, и фаза выходного сигнала.

Отличительной чертой логарифмических усилителей и ограничителей, построенных по принципу нелинейного шунтирования нагрузочных цепей, является применение различных нелинейных элементов, сопротивление которых изменяется в зависимости от уровня усиливаемого сигнала. Как показано в ряде работ, метод достаточно эффективен в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения. Необходимо, однако, отметить, что используемые в качестве нелинейных элементов полупроводниковые диоды, переходы транзисторов, варисторы, магнитодиоды, датчики Холла, фотодиоды и др. главным образом предназначены для решения других радиотехнических задач, например модуляции, детектирования, преобразования частоты и т. д. Поэтому промышленностью изготавливаются нелинейные элементы, ориентируясь именно на указанные применения, и по существу игнорирует те применения нелинейных элементов, которые требуют наличия вольт-амперных характеристик (ВАХ), более или менее точно описываемых определенной функциональной зависимостью. В частности, заводы-изготовители совершенно не гарантируют форму нелинейных участков ВАХ тех элементов, которые используются для целей логарифмирования, и их стабильность в изменяющихся условиях эксплуатации. Сказанное вынуждает при построении логарифмических усилителей и ограничителей и обеспечении надлежащей формы их амплитудных характеристик ориентироваться на эмпирические методы, связанные с необходимостью введения в состав логарифмирующих цепей значительного числа дополнительных элементов, например резисторов и терморезисторов, а также с подачей на нелинейные элементы постоянных напряжений смещения.

Следовательно, требуется разработка нелинейных элементов, ВАХ которых не только описывается определенными математическими функциями, но и, самое

главное, гарантируется заводом-изготовителем. Очевидно, что это будет способствовать как достижению высокой точности функционального преобразования вообще и логарифмирования в частности, так и обеспечению стабильности характеристик соответствующих узлов радиоаппаратуры.

Наибольшее распространение получили радиоусилители с ограничением за счет отсечки коллекторного тока транзисторов. В ограничителях этого типа качество ограничения достаточно хорошее, и оно практически не зависит от уровня входного сигнала. Однако использовать режим насыщения транзисторов для ограничения сигналов в усилителях, работа которых должна характеризоваться высокой фазовой стабильностью, недопустимо. Известно, что в указанном режиме параметры транзисторов претерпевают значительные изменения, в свою очередь обуславливающие нежелательные приращения фазы усиливаемого сигнала, т. е. фазовую нестабильность усилителя [6].

### 3. Амплитудно-частотные характеристики

При определении требований к амплитудно-частотным характеристикам нелинейных усилителей ШДД необходимо учитывать следующее. При построении усилителей возможно конструктивно-пространственное разделение функций избирательности и формирования амплитудной характеристики. Как уже отмечалось, такое разделение позволяет управлять формой одной характеристики усилителя, практически не влияя на форму другой характеристики, и тем самым открывает возможность существенного ослабления тех трудностей, которые возникают при проведении комплекса регулировочно-настроечных операций.

Амплитудно-частотная характеристика избирательных усилителей определяется центральной (резонансной) частотой  $f_0$  и шириной полосы пропускания  $\Delta f_0$ . Соотношение  $\Delta f_0/f_0$  позволяет условно отнести усилитель к узкополосным (при  $\Delta f_0/f_0 \leq 0,1 \div 0,15$ ) или к широкополосным (при  $\Delta f_0/f_0 \geq 0,15 \div 0,2$ ). Параметры и форма амплитудно-частотной характеристики определяются типом используемого фильтра сосредоточенной избирательности (ФСИ) или цепи межкаскадной связи. Диапазон резонансных частот ФСИ на сосредоточенных LC-контурах может изменяться в пределах 0,1—20 МГц, интегральных пьезофильтров на объемных волнах 0,01—150 МГц, интегральных пьезофильтров на поверхностных волнах 5—200 МГц [2]. Имеются сообщения о разработке интегральных пьезофильтров на поверхностных волнах с верхней граничной частотой порядка 1 ГГц [16, 17]. Естественно, что для уменьшения взаимного влияния операций по управлению формой частотных характеристик ФСИ и амплитудных характеристик нелинейного усилителя ШДД последний должен быть достаточно широкополосным.

Поскольку нелинейный апериодический усилитель может непосредственно применяться для усиления быстроменяющихся или кратковременных сигналов, значение верхней граничной частоты

может достигать 500 МГц и более. В таких усилителях переход от режима усиления слабых сигналов к режиму усиления сильных сигналов сопровождается изменением параметров активных элементов, что обуславливает заметную зависимость формы амплитудно-частотной характеристики усилителя от уровня входного сигнала. Применение двухсторонних усилителей-ограничителей, работающих в режиме отсечки коллекторного тока, уменьшает пределы изменения параметров активных элементов и способствует тем самым стабилизации формы амплитудно-частотной характеристики.

Необходимо отметить, что применительно к нелинейным усилителям понятие амплитудно-частотной характеристики является в достаточной степени условным. Известно, что АЧХ любой передаточной цепи (в том числе и усилителя) определяется на основе принципа суперпозиции, который может быть использован лишь при анализе линейных цепей и в предположении стационарности входного воздействия — гармонического колебания постоянной амплитуды и переменной частоты. Очевидно, при наличии в тракте усиления значительной нелинейности происходит не только обогащение спектра усиливаемого сигнала, но и нарастание амплитуды выходного колебания непропорционально изменениям амплитуды входного колебания. Это означает, что частотные свойства усилителя (равно как и другие) находятся в сложной функциональной зависимости от изменений уровня входного сигнала. Соответствующим образом изменяются форма характеристик и показатели усилителя, описывающие электрическое состояние последнего. Следовательно, использование общепринятых методов для оценки ширины полосы пропускания — наиболее универсального показателя, определяющего АЧХ, — в общем случае принципиально невозможно; при этом возникают серьезные погрешности. Соответственно при строгом анализе нелинейного усилителя (например, логарифмического) понятием ширины полосы пропускания в общепринятом смысле пользоваться не следует. Однако для ориентировочной оценки изменения частотных свойств усилителя в широком динамическом диапазоне уровней входных сигналов может быть использован метод, заключающийся в том, что аналитическое исследование усилителя производится в двух фиксированных электрических состояниях, которые соответствуют минимальной и максимальной амплитудам усиливаемого колебания. Поскольку нелинейные эффекты проявляются при изменении уровня входного сигнала, то с некоторыми приближениями усилитель, находящийся в указанных состояниях, можно полагать линейным и производить определение показателей усилителя (в том числе и ширины полосы пропускания) в каждом из фиксированных состояний обычными методами линейной теории. На основе полученных результатов может быть найдено (конечно, приближенно) изменение исследуемого показателя.

Верхние граничные частоты интегральных микросхем широкого применения достигают 150 МГц у полупроводниковых (серия 175) и 200 МГц у гибридно-пленочных (серия 235) [13].

Необходимо отметить, что потенциальные частотные возможности микросхем зависят от разных причин: типа активных элементов, структуры пассивных цепей, топологии и т. д. Так, частотные ограничения полупроводниковых микросхем в большей степени определяются не транзисторами, а частотными свойствами пассивных элементов: резисторов и конденсаторов [18—23]. Это объясняется тем, что образующиеся в процессе изготовления паразитные (или конструктивные) емкости шунтируют нагрузочные резисторы, что обуславливает значительное снижение верхней граничной частоты микросхем. У гибридно-пленочных микросхем пас-



сивные элементы в меньшей степени влияют на граничную частоту, которая в основном определяется свойствами транзистора (граничными частотами, входными и выходными емкостями, индуктивностями выводов). Из сказанного следует, что гибридно-пленочные микросхемы являются более высокочастотными, чем полупроводниковые. Возможности реальных микросхем оцениваются на основе результатов теоретических и экспериментальных исследований, которые показывают, что при использовании транзисторов с  $f_T = 3 \div 4$  ГГц верхняя граничная частота усилителя достигает 300—400 МГц [24].

Дальнейшее расширение полосы пропускания ограничивается влиянием реактивных элементов, в частности из-за того, что межэлектродные емкости транзистора не могут быть меньше определенной величины, а его крутизна имеет конечное значение. Это приводит к тому, что коэффициент усиления отдельного каскада оказывается близким к единице. В связи со сказанным каскадный принцип построения широкополосных усилителей, когда коэффициент усиления всего тракта определяется произведением коэффициентов усиления входящих в него каскадов, становится неэффективным. Более целесообразным является построение сверхширокополосных трактов на основе использования усилителей с распределенным усилением (УРУ) [25].

Подобные усилители относятся к классу устройств, работающих по принципу направленного усиления и сложения высокочастотных сигналов на искусственных длинных линиях, называемых передающими линиями. Один каскад УРУ содержит несколько активных элементов, включаемых в простейшем случае входными электродами в подводящую сигнал искусственную длинную линию, а выходными электродами в выходную искусственную длинную линию, с выхода которой снимается усиленный сигнал. При таком принципе построения реактивные элементы каскада являются компонентами искусственных длинных линий и оказывают влияние лишь на параметры отдельных звеньев, а коэффициент усиления определяется суммой коэффициентов усиления активных элементов каскада.

На рис. 5 приведена схема УРУ с параллельным включением активных элементов. Такой усилитель отличается наибольшей простотой и применяется в случаях, когда активный или усилительный элемент (УЭ) обладает достаточно большими входными и выходными сопротивлениями. Сигнал, приложенный ко входу, распространяется вдоль исходной искусственной линии, образованной реактивными элементами: индуктивностями  $L1$  и емкостями  $C1$ . Так как к каждой секции линии присоединены входные электроды УЭ, то емкости  $C1$  частично или полностью образованы входными емкостями УЭ, а также емкостями монтажа. Сигнал снимается с выходной искусственной линии, образованной индуктивностями  $L2$  и емкостями  $C2$ , которые образованы выходными емкостями УЭ и емкостями монтажа. В выходной линии имеет место двухсторонний режим бегущей волны. Волна входного сиг-

нала, перемещаясь вдоль входной линии, возбуждает в выходной линии по две волны от выходного электрода каждого УЭ, одна из которых распространяется влево и поглощается согласующим сопротивлением, а вторая достигает нагрузки. Волны напряжения, образуемые каждым УЭ, должны складываться на нагрузке синфазно.

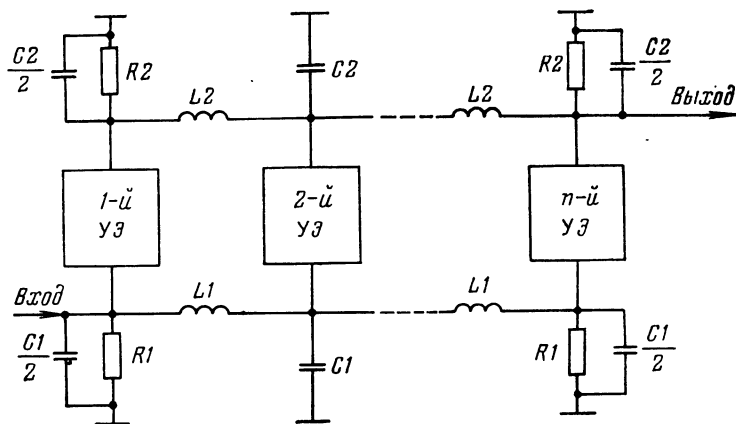


Рис. 5. Структурная схема усилителя с распределенным усилением.

В силу сказанного усилитель с распределенным усилением позволяет получить усиление в широкой полосе частот от долей мегагерц до нескольких сотен мегагерц. Обеспечение широкого динамического диапазона в сверхширокополосных трактах на основе УРУ достигается путем использования описанных выше методов. Разумеется, специфика построения УРУ обуславливает определенные особенности как формы характеристик, так и закономерностей их изменения в интервале уровней входных сигналов. Так, стабильность амплитудно-частотной характеристики при изменении уровня входного сигнала определяется тем влиянием, которое оказывает усилительный элемент при переходе из режима усиления слабых сигналов к режиму усиления сильных сигналов на параметры соответствующих звеньев искусственных длинных линий. Это означает, что, как и в предыдущих случаях, определенный стабилизирующий эффект может быть достигнут за счет использования усилителей-ограничителей с отсечкой коллекторного тока. Необходимо отметить, что осуществляемое в УРУ суммирование сигналов, снимаемых с выходов отдельных каскадов, дает возможность получить амплитудную характеристику усилителя, близкую к логарифмической.

#### 4. Фазоамплитудные характеристики

При построении радиоусилителей ШДД, особенно тех, которые входят в состав приемных трактов фазовых систем, наряду с амплитудно-частотной  $U_{\text{ВЫХ}} = f(\omega)$  при  $U_{\text{м вх}} = \text{const}$  и фазочастотной

$\varphi = \varphi(\omega)$  характеристиками должна быть обязательно учтена зависимость фазового сдвига выходного сигнала от интенсивности усиливаемого колебания или фазоамплитудная характеристика. Под фазоамплитудной характеристикой в современной литературе понимается зависимость изменений фазового сдвига, вносимого усилителем и определяемого или на центральной (резонансной) частоте  $\Delta\varphi_0$ , или на какой-либо произвольной частоте в пределах полосы пропускания ( $\Delta\varphi$ ), от уровня входного сигнала. В некоторых случаях о закономерностях изменения фазовых свойств усилителя в диапазоне уровней сигнала можно судить на основе зависимости относительного приращения времени группового запаздывания сигнала, определяемого на центральной (резонансной) частоте  $\Delta\tau_0/\tau_0$  или в пределах полосы пропускания  $\Delta\tau/\tau$ , от уровня входного сигнала. Как известно, фазовая характеристика и время группового запаздывания усилителя связаны между собой следующим соотношением:

$$\tau = \left| -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right|. \quad (10)$$

Присущая ряду явлений зависимость вносимого передаточной цепью (усилителем в частности) фазового сдвига от изменения интенсивности усиливаемого колебания терминологически определяется как «амплитудно-фазовая конверсия» (или АФК). Ее количественная оценка производится по фазоамплитудной характеристике, т. е. путем определения приращения фазового сдвига в некотором интервале уровней входных сигналов. В некоторых случаях интенсивность АФК может быть оценена по зависимости времени дифференциального фазового запаздывания от уровня входного сигнала.

В многокаскадном усилителе результирующий фазовый сдвиг равен сумме фазовых сдвигов, обусловленных активными элементами и цепями межкаскадной связи [26]:

$$\varphi_{\Sigma} = \sum_{i=1}^n \varphi_{0i} + \sum_{j=1}^k \varphi_{nj}, \quad (11)$$

где  $n$  — число активных элементов, участвующих в усилении входного сигнала;  $k$  — количество пассивных (межкаскадных) цепей усилителя.

Такой характер формирования фазовой характеристики усилителя как суммы нескольких компонентов, обусловленных различными каскадами, определяет принципиально иную (по сравнению с амплитудно-частотной характеристикой) зависимость фазового сдвига от уровня входного сигнала. Как было отмечено выше, разделение задач частотной избирательности и формирования требуемой амплитудной характеристики между отдельными узлами усилительного тракта, который выполнен на базе нелинейного апериодического усилителя с широкой полосой пропускания, позволяет обеспечить амплитудно-частотную характеристику, форма которой не зависит от изменений уровня входного сигнала (или, по крайней мере, близка к таковой). В то же время задача стабилизации фазовой характеристики нелинейного широкополосного

усилителя, форма которой претерпевает существенные изменения в интервале уровней входного сигнала, сопряжена с рядом трудностей. Основные причины нестабильности фазового сдвига  $\Delta\varphi$  в нелинейном усилителе при изменении входного сигнала в большом динамическом диапазоне весьма подробно рассмотрены в [6, 47]. Они могут быть сведены к следующим:

- изменение внутренних параметров транзистора при переходе от режима усиления слабых сигналов к нелинейному режиму усиления сильных сигналов;

- изменение внешних параметров транзистора (входной и выходной проводимости), приводящие к изменению эквивалентных параметров цепей межкаскадной связи, которые непосредственно присоединены ко входному и выходному электродам транзисторов;

- одновременное наличие линейных и нелинейных искажений в каскадах усилителя.

Указанные факторы являются причиной того, что фазоамплитудная характеристика отличается по форме от горизонтальной линии. Очевидно, последнее присуще идеальному усилителю, в котором обеспечено постоянство фазового сдвига в интервале амплитуд усиливаемых колебаний.

В связи со сказанным можно сделать ряд рекомендаций, обеспечивающих повышение стабильности фазовых свойств усилителя в динамическом диапазоне уровней входных сигналов, а именно:

- применение высокочастотных транзисторов, граничная частота по крутизне которых в 3—5 раз превышает верхнюю частоту широкополосного апериодического усилителя;

- использование двухстороннего ограничения за счет отсечки коллекторного тока, что уменьшает пределы изменений внешних параметров транзистора;

- обеспечение линейной фазочастотной характеристики межкаскадной цепи в широком диапазоне частот по крайней мере вплоть до частоты, соответствующей третьей гармонике центральной частоты сигнала, или обеспечение фильтрации высших гармоник;

- введение в состав усилителя корректирующих или компенсирующих цепей;

Для коррекции рекомендуется использование обратной связи, охватывающей отдельные каскады или группы каскадов, либо фазовая компенсация. Смысл последней заключается в том, что благодаря наличию специальных элементов и цепей с амплитудно-зависимыми параметрами в усилителе создается дополнительная составляющая фазового сдвига, которая противоположна по знаку компонентам, обусловленным воздействием различных дестабилизирующих факторов. С точки зрения решения поставленной задачи весьма эффективным является многоканальное суммирование сигналов, когда используется способ геометрического суммирования, заключающийся в том, что на оконечном устройстве имеет место сложение радиосигналов с выходов усилителей-ограничителей с определенными фазовыми сдвигами [6, 27]. Это обстоятельство приводит к тому, что максимальное изменение фазового сдви-

га сигнала на выходе усилителя не превышает фазоамплитудной нестабильности одного каскада. По этому принципу строятся как логарифмические усилители, так и усилители с ограничением.

Таким образом, рассмотрение основных параметров усилителей ШДД с учетом тенденций комплексной микроминиатюризации позволяет сделать следующий вывод. Разделение функций избирательности и усиления создает предпосылки для построения многофункциональных интегральных усилителей ШДД.

Большими возможностями обладают нелинейные безынерционные усилители с логарифмической амплитудной характеристикой или с ограничением. Схемотехнической основой построения таких усилителей является двухсторонний усилитель-ограничитель, в котором ограничение осуществляется за счет отсечки коллекторного тока транзистора. Его применение позволяет стабилизировать форму частотных и фазовых характеристик усилителя при изменении уровня входного сигнала в большом динамическом диапазоне.

Для стабилизации фазоамплитудных характеристик необходимо применять корректирующие цепи или компенсационные методы.

## **5. Связь между характеристиками усилителя ШДД**

Отличительной чертой практически всех разновидностей усилителей с широким динамическим диапазоном является наличие определенных взаимосвязей между различными характеристиками усилителя. В данном случае речь идет о связи между амплитудной (или регулировочной) характеристикой, описывающей поведение усилителя в динамическом режиме при изменении интенсивности входного сигнала, и частотной (или фазовой) характеристикой, которая позволяет проанализировать усилитель в статическом режиме (т. е. его работу при неизменном уровне входного воздействия) в некотором интервале частот. Существование указанных связей обусловлено прежде всего неидеальностью характеристик и во многом определяется методами формирования последних, т. е. способами схемотехнической реализации усилителя, а также его компонентами. Взаимосвязь характеристик проявляется в том, что в процессе управления усилением, кроме коэффициента усиления (его изменение рассматривается как полезный (или требуемый) эффект), изменяется также форма частотной и фазовой характеристик, что является побочным эффектом процесса управления усилением. Количественно они могут быть оценены величиной изменения ширины полосы пропускания или фазового сдвига. Иногда о нестабильности фазовых свойств управляемого усилителя можно судить по изменениям времени дифференциального фазового запаздывания.

В ряде случаев указанные эффекты нежелательны, так как приводят к появлению дополнительных искажений усиливаемых сигналов, причем тем более значительных, чем шире диапазон уровней входных (или при использовании систем АРУ — управляющих) сигналов. Кроме того, возникают трудности и технологического характера: в процессе регулировки и настройки изменение параметров тех или иных элементов, производимое с целью обеспечения требуемой формы какой-либо характеристики, приводит к тому, что форма других характеристик усилителя отклоняется от заданной. Соответственно существенно возрастает объем регулировочно-настроечных операций, необходимых для достижения требуемых показателей усилителя.

Отмеченная особенность усилителей с управляемым усилением вынуждает при их построении выдвигать требование по обеспечению полной или частичной стабилизации частотно-фазовых свойств усилителя, т. е. ширины полосы пропускания и времени дифференциального фазового запаздывания, в заданном диапазоне уровней входных (или управляющих) сигналов. Выполнение этого требования, достигаемое использованием различных схемотехнических решений,

означает полное или частичное устранение связей между характеристиками усилителя. Очевидно, стабильность частотно-фазовых свойств в диапазоне изменения коэффициента усиления, а следовательно, и степень развязки характеристик определяются примененным способом управления усилением, структурой цепей межкаскадной связи, типом усилительных приборов и другими факторами. В общем же случае при построении усилительных устройств с управляемым усилением принципиально невозможно произвольное задание формы амплитудной (или регулировочной) характеристики, т. е. диапазона изменения коэффициента усиления, и формы частотной (или фазовой) характеристики, т. е. изменений ширины полосы пропускания или времени дифференциального фазового запаздывания. Сформулированное положение по существу может быть определено как принцип физической осуществимости (или реализуемости) усилительных устройств с управляемым усилением (или усилителей ШДД).

Как уже отмечалось, эта особенность существенно затрудняет реализацию усилителей ШДД. Таким образом, введение в состав усилительного тракта элементов и цепей, способствующих стабильности частотно-фазовых свойств в процессе управления модулем коэффициента усиления, уменьшая связь между характеристиками, в то же время позволяет ослабить роль сформулированного выше принципа, а следовательно, и облегчает возможности реализации усилителя ШДД с заданными показателями.

## **Глава вторая**

### **ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ**

#### **6. Особенности построения интегральных усилителей ШДД**

При разработке усилителей с широким динамическим диапазоном, предназначенных для работы в радиоэлектронной аппаратуре различного назначения, самое серьезное внимание должно быть обращено к способам обеспечения необходимой стабильности параметров в изменяющихся условиях эксплуатации. Практическая реализация этих способов связана с конструктивно-технологическими, технологическими и схемотехническими особенностями построения многокаскадных усилителей ШДД.

К конструктивно-технологическим способам обеспечения стабилизации параметров усилителей ШДД может быть отнесено использование соответствующих разновидностей источников вторичного электропитания (ИБЭ). Для усилителей на микросхемах в настоящее время разработаны стабилизированные источники электропитания в интегральном исполнении. Некоторые из них рассмотрены ниже.

Микросхемы серии К142 обеспечивают стабилизированное напряжение 3—12 и 12—30 В при максимальном токе нагрузки 150 мА; они работоспособны в интервале температур от —60 до +125 °С [14, 28]. Схемы изготавливаются по эпитаксиально-планарной технологии и конструктивно оформлены в прямоугольном металлотеклянном корпусе 402.16-2.

Микросхемы серии К181 обеспечивают стабилизированное напряжение 3—15 В. Максимальный ток нагрузки 150 мА. Схемы оформлены в корпус 301.12-1 [13, 14].

Каждая из микросхем серии К275 стабилизирует одно из напряжений:  $-6,3$ ;  $+6,3$ ;  $-12,6$ ;  $+12,6$  В. Номинальный ток нагрузки равен 20 мА.

Применение микросхем позволяет разводить по блокам нестабилизированное питание, требуемое высокостабилизированное напряжение формировать на месте, что позволяет ослабить помехи, возникающие в цепях питания. Одновременно улучшается развязка по цепям питания как отдельных блоков, так и устройства в целом. Преимущества применения локальных источников питания особенно заметны в интегральных нелинейных широкополосных многокаскадных усилителях ШДД. В таких усилителях открываются возможности стабилизировать не только форму и параметры амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик, но и уменьшить влияние изменений температуры окружающей среды на показатели усилителя. Выполненный подобным образом субблок отличается большей функциональной завершенностью.

Для получения необходимого усиления в широкополосных усилителях ШДД обычно применяется несколько каскадов. Непосредственное соединение каскадов ограничено трудностями согласования исходных (независимых) режимов работы активных элементов по постоянному току при условии сохранения одинаковых коэффициентов усиления. В связи с этим возникает необходимость во введении в состав усилителя разделительных и блокировочных конденсаторов. Полупроводниковые конденсаторы имеют ограничения по максимальным значениям емкости и верхним граничным частотам. Выходом является использование навесных или пленочных конденсаторов, т. е. переход к гибридным интегральным микросхемам. Пленочные резисторы также обладают лучшими частотными свойствами и меньшей зависимостью параметров от температуры, чем полупроводниковые [18, 23]. Для повышения устойчивости работы и увеличения произведения коэффициента усиления на верхнюю граничную частоту (добротности) каскад целесообразно выполнять не на одном, а на нескольких транзисторах. Современное состояние технологии производства интегральных устройств позволяет строить каскад, содержащий от двух до четырех транзисторов. Транзисторы могут соединяться между собой различным способом и изготавливаться в одном кристалле полупроводника, образуя транзисторную микросборку [29].

Таким образом, с позиций комплексной микроминиатюризации нелинейный широкополосный усилитель ШДД представляется как гибридно-пленочная интегральная микросхема. Активные элементы каждого каскада усилителя изготавливаются методами полупроводниковой технологии, пассивные элементы — методами пленочной технологии.

Рассмотренный способ построения каскада не является единственно возможным. В отдельном кристалле могут формироваться также вспомогательные узлы каскада (например, стабилизатор тока содержит активный элемент с пассивными цепями смещения). Известны интегральные устройства, отличительной осо-

бенностью которых является выполнение в одном кристалле активного элемента каскада вместе с вспомогательными цепями. В этом случае общее количество транзисторов в одном кристалле может быть довольно большим, но это не противоречит принципу интеграции и не создает заметных трудностей с точки зрения как схемотехники, так и конструкции усилителя. Решающим фактором, который обуславливает возможности применения подобных интегральных узлов, является рациональное использование преимуществ полупроводниковых и пленочных компонентов интегральных микросхем.

## 7. Общие замечания о схемотехнике нелинейных каскадов

Как показано в известной литературе — отечественной и зарубежной, из всех методов логарифмирования наилучшие результаты (с точки зрения точности функционального преобразования, стабильности показателей и характеристик в изменяющихся условиях эксплуатации, возможностей рационального конструктивно-технологического исполнения) обеспечивает метод многоканального суммирования.

Отличительной чертой усилителей этого типа является наличие в составе каждого канала двухстороннего ограничителя, благодаря чему обеспечивается достаточно высокая степень приближения амплитудной характеристики к идеальной логарифмической кривой. Говоря о способах практической реализации, необходимо указать на применение широкополосных апериодических усилителей-ограничителей в качестве наиболее эффективного схемного решения. Это обеспечивает безынерционность работы усилителя ШДД, позволяет стабилизировать форму частотной и фазовой характеристик при изменении уровня сигнала в большом динамическом диапазоне. При выборе способа ограничения необходимо иметь в виду, что лучшими свойствами обладают ограничители, использующие отсечку коллекторного тока транзисторов [6, 9, 10].

Форма амплитудной характеристики усилителя-ограничителя оказывает существенное влияние на точность результирующей логарифмической амплитудной характеристики. Известно, что для достижения наивысшей точности необходимо, чтобы каскады обеспечивали режим «жесткого» ограничения, когда величина  $D_{с.вых}$  (7) в пределах диапазона ограничения стремится к нулю.

Для получения двухстороннего ограничения каждый каскад с использованием отсечки коллекторного тока должен содержать по крайней мере два транзистора. Один транзистор ограничивает отрицательную полуволну входного колебания, другой — положительную. Схемы включения транзисторов могут быть различными: общий эмиттер — общий эмиттер (ОЭ—ОЭ), общий эмиттер — общий коллектор (ОЭ—ОК), общая база — общий коллектор (ОБ—ОК), общая база — общий эмиттер (ОБ—ОЭ), общий коллектор — общая база (ОК—ОБ). В некоторых случаях возможно применение каскада общий эмиттер — общая база (ОЭ—ОБ) [10].



Поскольку обеспечиваемый одиночным каскадом диапазон ограничения сравнительно невелик, то для его увеличения применяется последовательное включение нескольких каскадов (рис. 6).

При выборе схем каскадов усилителей-ограничителей необходимо учитывать особенности, присущие различным способам включения транзисторов. Так, малое входное сопротивление транзистора с ОБ ограничивает применение каскадов типов ОБ—ОК, ОБ—ОЭ при построении многокаскадных широкополосных апе-

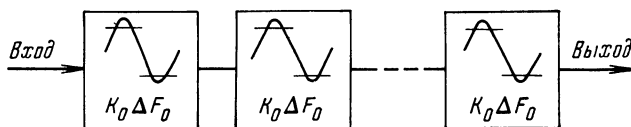


Рис. 6. Структурная схема усилителя-ограничителя.

риодических усилителей. В каскаде ОЭ—ОК наличие отрицательной обратной связи по напряжению, обусловленной включением нагрузки в эмиттерную цепь второго транзистора, затрудняет получение симметричного ограничения. Сопряжено с определенными трудностями получение симметричного ограничения в каскадах ОЭ—ОЭ и ОЭ—ОБ, особенно при непосредственном соединении транзисторов. Образующееся за счет одностороннего ограничения приращение постоянного тока транзисторов приводит к смещению рабочих точек, изменению входных и выходных сопротивлений, к снижению «жесткости» ограничения. В широкополосных апериодических усилителях ШДД желательно, чтобы каждый каскад двухстороннего ограничителя имел симметричную амплитудную

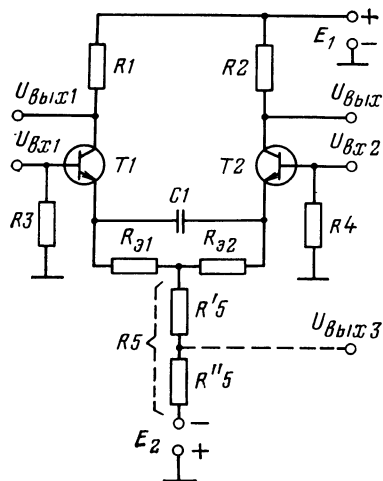


Рис. 7. Принципиальная схема дифференциального усилителя.

характеристику и режим работы транзисторов по постоянному току не зависел от уровня входного сигнала [6]. Наилучшим образом этим требованиям отвечает каскад ОК—ОБ. Соединение типа ОК—ОБ является основой широко распространенного в современной радиотехнике дифференциального усилителя (ДУ), который является естественным ограничителем. Основным достоинством ДУ является наличие стабилизаторов тока в эмиттерной цепи, что обуславливает высокую стабильность режима транзисторов по постоянному току и его независимость от уровня входного сигнала [10, 30]. Принадлежность ДУ к устройствам балансного типа делает его идеальным усилительным уст-

ройством в интегральных микросхемах. Принципиальная схема одного из распространенных вариантов ДУ приведена на рис. 7. Ниже рассматривается назначение отдельных элементов каскада.

Усилительный каскад представляет собой симметричное устройство на транзисторах  $T1$  и  $T2$  с нагрузочными резисторами  $R1$  и  $R2$ . Резисторы  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  и конденсатор  $C1$  принципиально могут отсутствовать. Особенно это относится к полупроводниковым интегральным микросхемам. Тогда резистор  $R5$  совместно с источником питания  $E_2$  образует цепь стабильного тока. Если пренебречь напряжением смещения ( $U_{эБ0}$ ) по сравнению с  $E_2$ , то ток через резистор  $R5$

$$I_0 = \frac{E_2}{R_5}. \quad (12)$$

При идентичности транзисторов  $T1$  и  $T2$ , а также при условии равенства сопротивлений нагрузки  $R1=R2=R_K$  токи, протекающие через каждое плечо усилителя, в исходном режиме одинаковы и равны  $I_0/2$ .

Входные сигналы могут подаваться на базу любого транзистора ( $U_{вх1}$ ,  $U_{вх2}$ ), а выходное напряжение — сниматься с их коллекторных нагрузок ( $U_{вых1}$ ,  $U_{вых2}$ ). Как видно, напряжение  $U_{вых2}$  является неинвертированным по отношению к  $U_{вх1}$  и инвертированным по отношению к  $U_{вх2}$ . Аналогично отношение напряжения  $U_{вых1}$  к входным напряжениям  $U_{вх2}$  и  $U_{вх1}$ . В исходном режиме постоянные выходные напряжения должны быть одинаковы [31]:

$$U_{вых1} = U_{вых2} = E_1 - \frac{I_0 R_K}{2}. \quad (13)$$

При использовании ДУ в качестве линейного усилителя или двухстороннего усилителя-ограничителя входной сигнал подается на базу  $T1$  ( $U_{вх1}$ ), а выходной сигнал снимается с коллекторной нагрузки  $T2$  ( $U_{вых2}$ ). База  $T2$  заземляется, резистор  $R1$  может отсутствовать или шунтироваться конденсатором. По переменному току транзисторы ДУ оказываются включенными по схеме ОК—ОБ. При подаче на базу  $T1$  гармонического колебания отрицательные полуволны ограничиваются за счет отсечки тока  $T1$ , а положительные полуволны ограничиваются за счет отсечки тока  $T2$ . Так как суммарный ток двух плеч каскада фиксируется стабилизатором тока на уровне  $I_0$ , то пределы изменения коллекторного тока  $T2$  ограничены значениями  $\pm I_0/2$ . Соответственно каскад обладает симметричной характеристикой ограничения с пределами

$$U_0 = \pm \frac{I_0 R_K}{2}. \quad (14)$$

Цепь  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  и  $C1$  в общем случае может выполнять несколько функций.

В гибридно-пленочных интегральных микросхемах (ИМ) с навесными транзисторами резисторы  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  выполняют роль элементов отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному то-

ку, уменьшающих влияние технологического разброса параметров транзисторов на симметричность характеристики ограничения. Конденсатор  $C1$  предназначен для устранения ООС по переменному току во всем частотном диапазоне работы усилителя. В полупроводниковых ИМ в цепи  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$ ,  $C1$  нет необходимости.

Рассматриваемая цепь может быть использована для целей высокочастотной коррекции. Сопротивления резисторов  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  выбираются так, чтобы на низких и средних частотах они обеспечивали возникновение ООС по переменному току. Емкость конденсатора  $C1$  выбирается такой, чтобы его шунтирующее действие проявлялось лишь на высоких частотах. Вызванное этим уменьшение глубины ООС компенсирует спад амплитудно-частотной характеристики каскада на высоких частотах, который обусловлен влиянием паразитных емкостей.

Наличие резисторов  $R_{э1}$  и  $R_{э2}$  способствует увеличению протяженности линейного участка передаточной характеристики каскада. При этом кривизна передаточных характеристик уменьшается, ограничительная способность ДУ ухудшается [30].

Одностороннее ограничение входного сигнала в транзисторе  $T1$  приводит к появлению протектированного напряжения в его коллекторной и эмиттерной цепях ( $U_{вых2}$ ,  $U_{вых3}$ ). Необходимо отметить, что это свойство может быть использовано в логарифмических усилителях с непрерывным детектированием: сигналы, снимаемые с указанных выходов, непосредственно подаются в суммирующую цепь. Для обеспечения развязки между усилителем-ограничителем и цепями суммирования резистор  $R5$  целесообразно разделить на две части:  $R'_5$  и  $R''_5$  ( $U_{вых3}$ ). При использовании коллекторной цепи  $T1$  такой дополнительной развязки не требуется.

Для обеспечения высокой стабильности режима работы каскада по постоянному току необходимо сопротивление резистора  $R5$

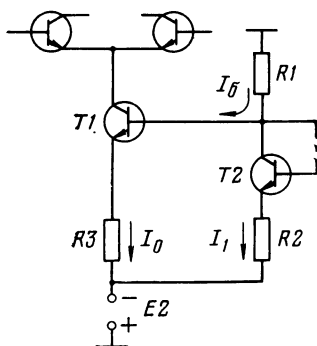


Рис. 8. Схема стабилизатора тока с термокомпенсацией.

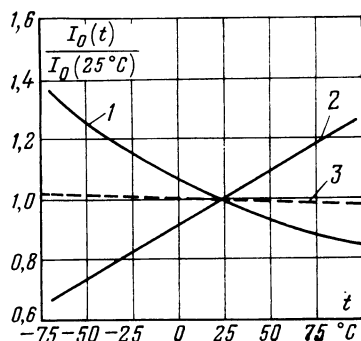


Рис. 9. Графики зависимости тока  $I_0$  от температуры.

1 — с диффузионными резисторами; 2 — с резисторами с нулевым ТКР; 3 — со специальными диодами.

выбирать возможно большим. Но при этом приходится увеличивать напряжение источника питания  $E_2$ . На практике для стабилизации исходного тока  $I_0$  резистор  $R5$  заменяется транзистором, включенным по схеме с ОЭ (рис. 8). Резистор  $R3$  является элементом ООС по току. Он способствует увеличению стабильности работы транзистора  $T1$  и его выходного сопротивления. Базовый делитель —  $R1$ ,  $T2$  (включенный диодом) и  $R2$  — обеспечивает исходный режим  $T1$ . Диод включен в прямом направлении и выполняет роль термосопротивления, изменение сопротивления которого компенсирует влияние температуры на напряжение база—эмиттер транзистора  $T1$ . Эффективность такого метода термостабилизации иллюстрируется графиком температурных зависимостей тока  $I_0$  для разных типов резисторов, используемых в базовом делителе стабилизатора тока (рис. 9).

В интегральном исполнении ДУ может быть дополнен выходным эмиттерным повторителем. Введение повторителя позволяет расширить полосу пропускания усилителя, улучшить развязку между усилителем-ограничителем и цепями суммирования. В многокаскадных усилителях-ограничителях эмиттерный повторитель уменьшает взаимное влияние отдельных каскадов и улучшает их согласование. Разумеется, промышленность выпускает и другие разновидности интегральных усилителей, в основе которых лежат самые разнообразные схемные решения.

## 8. Обзор интегральных микросхем на базе ДУ

В настоящее время промышленность выпускает большое количество интегральных ДУ, как полупроводниковых, так и гибридных. Практически каждая серия аналоговых ИМ содержит дифференциальные усилители или усилители, схема которых может быть приведена к схеме усилителя-ограничителя ОК—ОБ. Усилители различаются технологией изготовления, значениями верхних граничных частот, степенью интеграции, напряжениями источников питания, степенью схемной завершенности [13, 14, 30].

На рис. 10,а приведена схема дифференциального усилителя типа К1УТ221Б (А, В). Аналогичную схему и параметры имеют микросхемы К1УТ181Б (А, В) и К1УТ221. Усилители различаются конструктивным оформлением: серия К118 имеет тип корпуса 201.14-1; серия К122 — 301.12-1; серия К722 является бескорпусной. В каскадах используются транзисторы типа 2Т307. Основные параметры: коэффициент усиления на частоте 5 МГц не менее 8, входное сопротивление 3 кОм, выходное сопротивление 3—7 кОм; диапазон рабочих температур  $-60 \div +85^\circ\text{C}$ . На рис. 10,б приведена схема включения усилителя-ограничителя. Вывод 5 может использоваться для снятия протектированного сигнала.

На рис. 11,а изображена принципиальная схема ИМ типа 1УС752А (Б). Каскад является многофункциональным. Основу усилителя составляют транзисторы  $T2$  и  $T4$  с эмиттерной связью. На транзисторах  $T1$  и  $T5$  могут быть построены эмиттерные по-

вторители (входные и выходные). Каскад оформлен в корпусе 401.14-3. Максимальная частота входного сигнала при работе каскада в режиме ограничения 5 МГц, в режиме усиления до 80 МГц. Входное сопротивление больше или равно 3,5 кОм; крутизна больше 10 мА/В. На рис. 11,б представлена схема одного

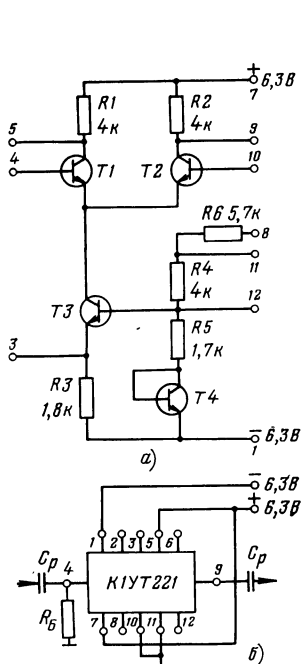


Рис. 10. Интегральная микросхема типа К1УТ221.

а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

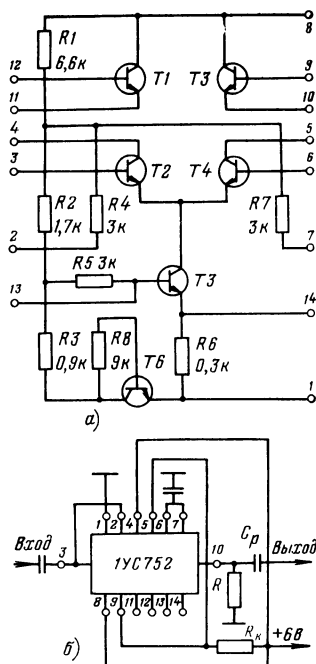


Рис. 11. Интегральная микросхема типа 1УС752.

а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

из возможных способов построения усилителя-ограничителя с выходным эмиттерным повторителем.

В этой же серии имеется еще один дифференциальный каскад типа К1УС754, принципиальная схема которого приведена на рис. 12,а. Основные параметры каскада: верхняя граничная частота в режиме усиления 150 МГц, в режиме ограничения 10 МГц, крутизна 10 мА/В, входное сопротивление более 2 кОм, потребляемый ток 3 мА, напряжение питания +6,3 В. Диапазон рабочих температур обеих ИМ —  $-60 \div +125^\circ\text{C}$ . На рис. 12,б приведена схема включения ИМ типа К1УС754 в качестве усилителя-ограничителя.

В серии К198 имеются две разновидности ИМ, на базе которых могут быть построены усилители-ограничители: многофунк-

циональный усилитель общего назначения К1УТ981А (Б) (рис. 13) и универсальный линейный каскад К1УС981А (Б, В) (рис. 14). Конструктивно микросхемы оформлены в прямоугольном металlostеклянном корпусе 401.14-4. Питание осуществляется от двух источников  $E_1 = +6,3 \text{ В} \pm 10\%$ ;  $E_2 = -6,3 \text{ В} \pm 10\%$ . Верх-

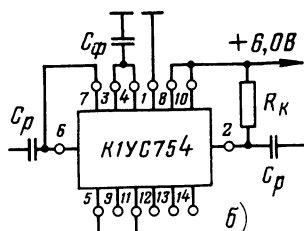
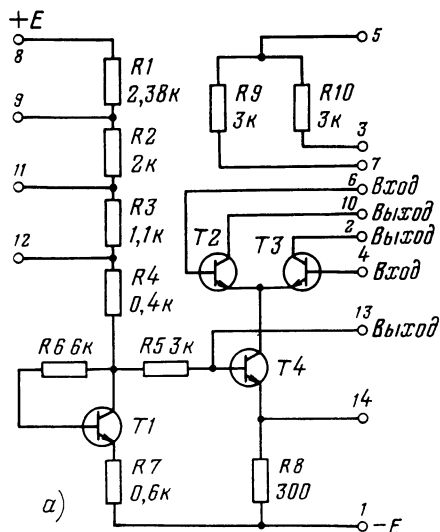


Рис. 12. Интегральная микросхема типа К1УС754.

а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

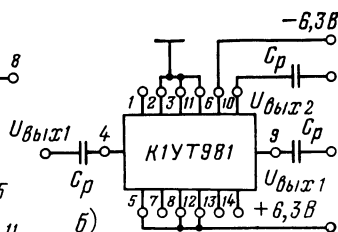
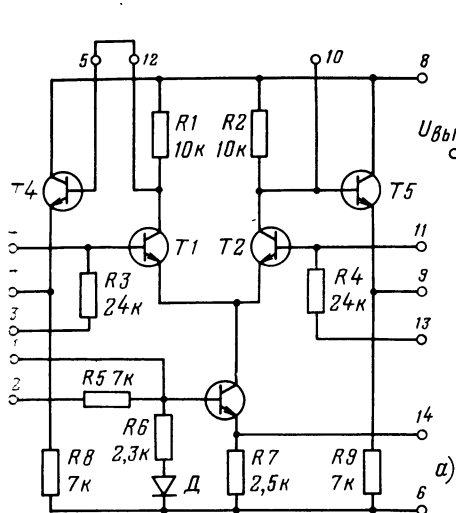


Рис. 13. Интегральная микросхема К1УТ981.

а — принципиальная схема; б — схема включения АМ при построении усилителя-ограничителя.

няя граничная частота в линейном режиме 1 МГц, в режиме ограничения 0,5 МГц; крутизна более 3 мА/В для К1УТ981 и более 7 мА/В для К1УС981. Диапазон рабочих температур  $-45 \div +85^\circ \text{C}$ . Выходное сопротивление зависит от способа снятия выходного

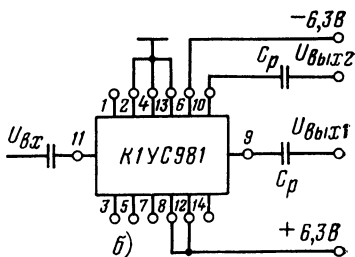
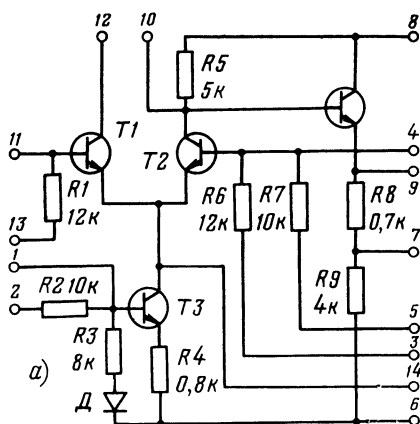


Рис. 14. Интегральная микросхема К1УС981.  
а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

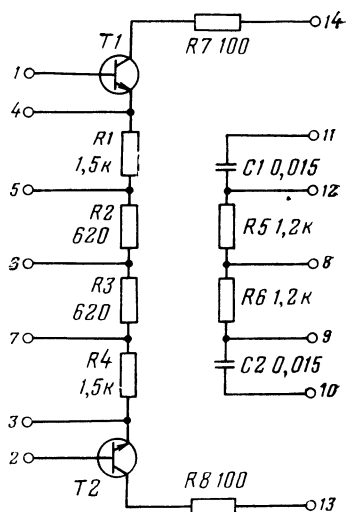
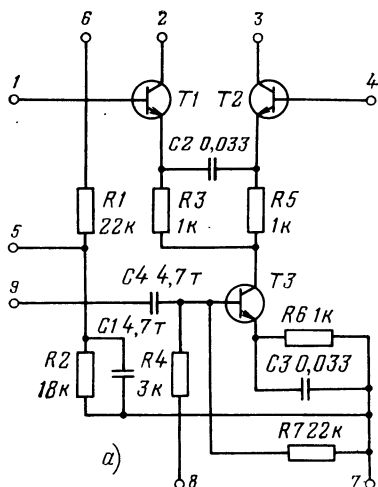


Рис. 15. Интегральная микросхема К2УП241.  
а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.  
Рис. 16. Принципиальная схема ИМ типа К2УС654.

напряжения. Использование эмиттерных повторителей уменьшает выходное сопротивление до сотен ом.

На рис. 15,а представлена схема дифференциального усилителя К2УП241. Каскад выполнен в прямоугольном пластмассовом корпусе «Трап». В микросхеме применены транзисторы КТ359, параметры которых близки к параметрам транзистора КТ307. Для

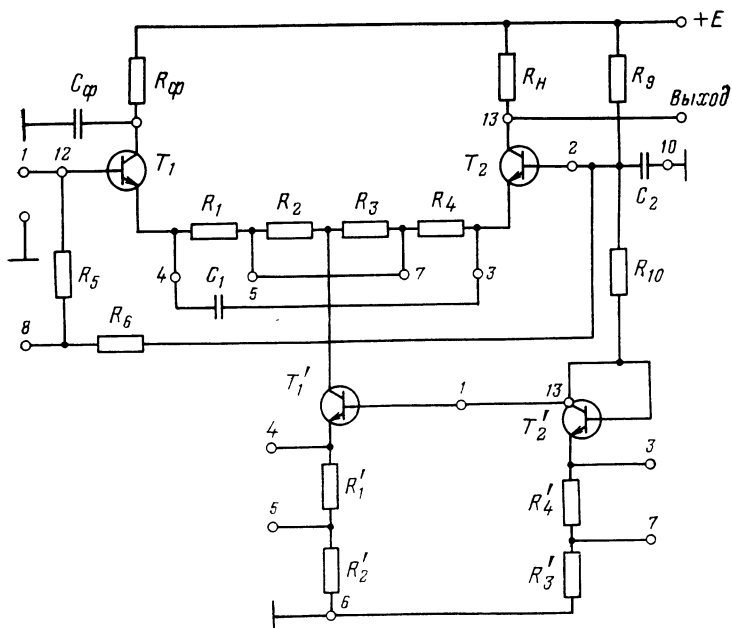


Рис. 17. Принципиальная схема усилителя-ограничителя со стабилизатором тока, составленная из двух ИМ типа К2УС654.

снижения влияния технологического разброса параметров транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  в их эмиттерные цепи включены стабилизирующие резисторы, создающие ООС по постоянному току. Конденсатор  $C$  устраняет ООС по переменному току. Микросхема может применяться в диапазоне частот 0,05—110 МГц. Крутизна вольт-амперной характеристики в диапазоне 0,15—30 МГц не менее 10 мА/В, в диапазоне 30—110 МГц не менее 5 мА/В. Напряжение питания 5,4—9 В, потребляемая мощность не выше 20 мВт. Диапазон рабочих температур  $-30 \div +50^\circ \text{C}$ . На рис. 15, б при-

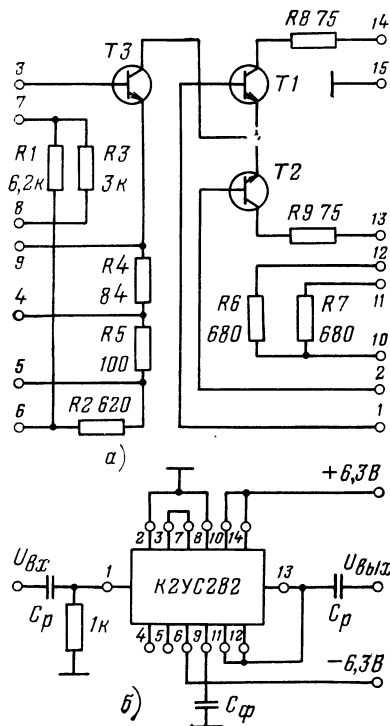


Рис. 18. Интегральная микросхема К2УС282.

а — принципиальная схема;  
б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.



ведена схема включения рассматриваемого устройства в качестве широкополосного усилителя-ограничителя. Серия К224 содержит также регулируемый высокочастотный усилитель К2УС246, который может также использоваться в качестве усилителя-ограничителя.

Близкими по своим параметрам и конструктивному оформлению являются микросхемы серий К228 и К265: К2УС282, К2УС284, К2УС654, К2УС656. Они оформлены в металлостекля-

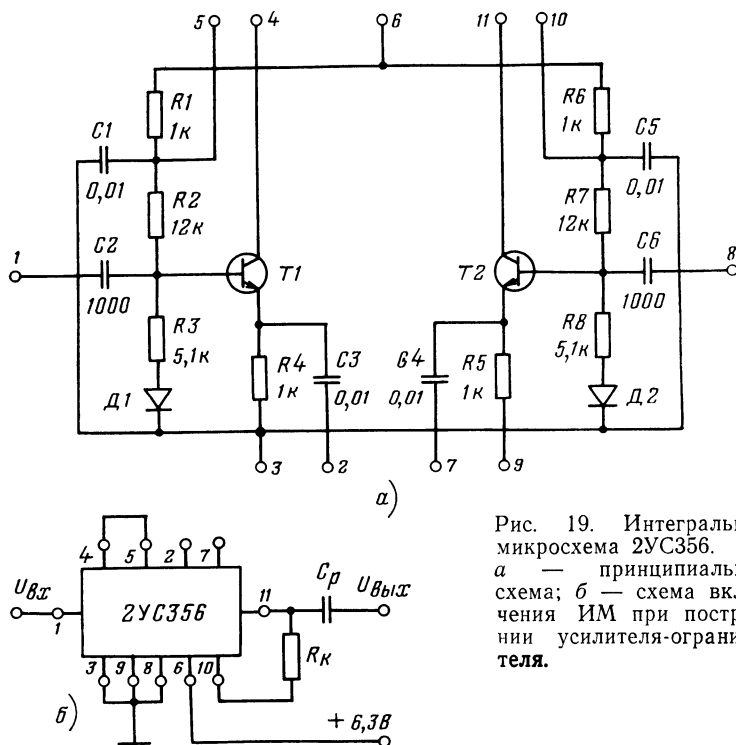


Рис. 19. Интегральная микросхема 2УС356.  
а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

ном прямоугольном корпусе 151.15-2 (К228) и 151.15-4 (К265). Напряжение источников питания всех микросхем  $E_1 = +6,3 \text{ В} \pm 10\%$  и  $E_2 = -6,3 \text{ В} \pm 10\%$ . Усилители выполнены на транзисторах типа 2Т307. Основные параметры: верхняя граничная частота 60 МГц; крутизна вольт-амперной характеристики усилителей К2УС282 и К2УС656 на частоте 10 МГц не менее 10 мА/В, балансных усилителей К2УС284 и К2УС654 не менее 5 мА/В, на частоте 60 МГц для К2УС282 и К2УС656 не менее 5 мА/В, входные сопротивления на частоте 60 МГц не менее 400 Ом. Диапазон рабочих температур  $-60 \div +70^\circ\text{C}$ .

На рис. 16 приведена схема балансного усилителя К2УС654. Его отличием является отсутствие конденсаторов  $C1$ ,  $C2$  и рези-

сторы  $R7$ ,  $R8$ ; цоколевка и номиналы совпадают. Отсутствие стабилизатора тока может быть восполнено за счет применения двух микросхем К2УС654 (рис. 17).

На рис. 18 приведены принципиальная схема и схема включения усилителя-ограничителя, выполненного на базе регулируемого усилителя К2УС282.

Большими функциональными возможностями обладают микросхемы серии 235 [14]. Около 50% микросхем этой серии выполнено на базе дифференциального каскада с использованием бескорпусных транзисторов 2Т307 и конструктивно оформлено в корпусах типа «Акция». Напряжение питания  $+6,3 \text{ В} \pm 10\%$ , диапазон рабочих температур  $-60 \div +70^\circ \text{C}$ . Универсальный усилитель 2УС356 (рис. 19) имеет диапазон рабочих частот  $0,5\text{—}200 \text{ МГц}$ . Для обеспечения температурной стабильности режима работы по постоянному току в состав базовых делителей введены в качестве

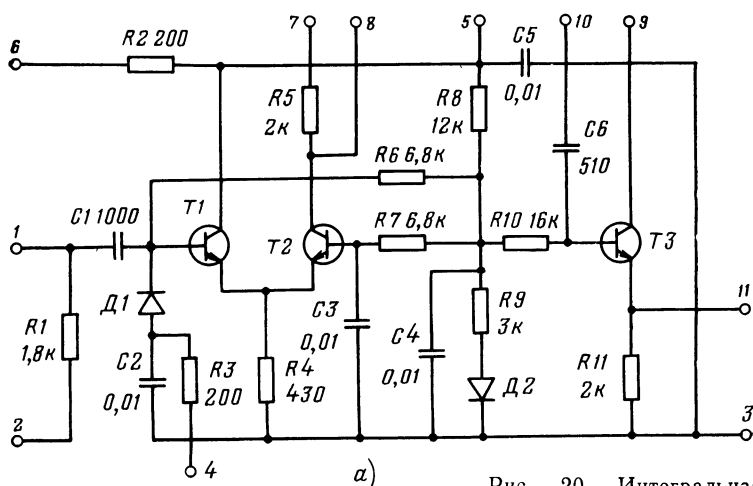
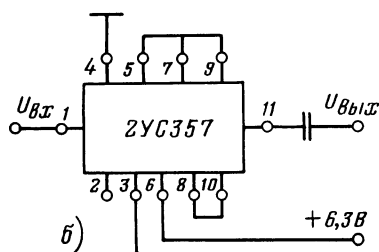


Рис. 20. Интегральная микросхема 2УС357.

а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.



термочувствительных элементов диоды  $D1$  и  $D2$  (типа КД902Е), а также использована глубокая ООС по постоянному току через резисторы  $R4$  и  $R5$ . Основные параметры: крутизна на частоте  $10 \text{ МГц}$  превышает  $12 \text{ мА/В}$ , а на частоте  $200 \text{ МГц}$  не менее  $5 \text{ мА/В}$ . На частоте  $10 \text{ МГц}$  входное сопротивление не менее  $2\text{—}17$

1,2 кОм, выходное сопротивление не менее 20 кОм. Потребляемая мощность не более 20 мВт.

Микросхема типа 2УС357 (рис. 20,а) содержит три транзистора, из которых  $T1$  и  $T2$  образуют дифференциальную пару. Каскад на транзисторе  $T3$  является многоцелевым и, в частности, может быть использован как развязывающий эмиттерный повторитель. Диапазон частот 0,1—100 МГц, на частоте 1,6 МГц крутизна проходной характеристики более 10 мА/В, а на частоте 100 МГц более 5мА/В. Входное сопротивление на частоте 1,6 МГц не менее 2 кОм. Потребляемая мощность не более 30 мВт. Схема включения усилителя-ограничителя представлена на рис. 20,б.

С точки зрения схемотехнического построения каскада определенный интерес может представлять полупроводниковая ИМ типа SL521 (рис. 21), которая состоит из дифференциального уси-

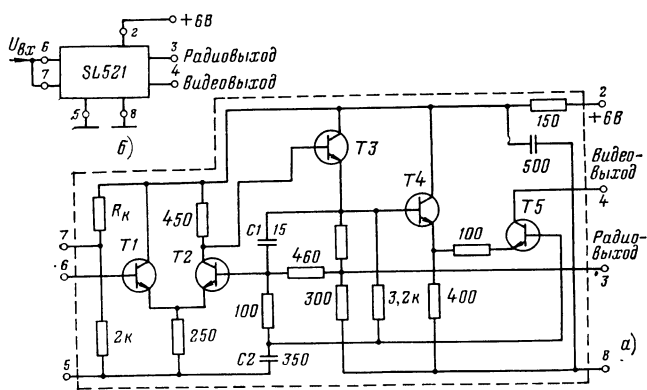


Рис. 21. Интегральная микросхема SL 521.

а — принципиальная схема; б — схема включения ИМ при построении усилителя-ограничителя.

лителя, эмиттерного повторителя и детектора. Основные параметры: верхняя граничная частота 170 МГц, усиление 12 дБ, напряжение питания 6 В, диапазон рабочих температур  $-55 \div +125^\circ\text{C}$ . Этот тип микросхемы можно использовать при построении как усилителей-ограничителей, так и логарифмических видео- и радиусилителей. Отсутствие стабилизатора тока снижает стабильность характеристик, однако наличие глубокой отрицательной обратной связи позволяет обеспечить достаточно высокую стабильность параметров во всем диапазоне рабочих температур.

На рис. 21,б приведена схема включения ИМ SL521 при построении усилителя-ограничителя с эмиттерным повторителем и детектором.

## Глава третья

### РАСЧЕТ НЕКОТОРЫХ ПАРАМЕТРОВ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

#### 9. Расчет режима работы ДУ по постоянному току

Технический расчет нелинейных широкополосных усилителей с характеристиками повышенной стабильности отличается значительной сложностью. Это объясняется тем, что в процессе расчета необходимо определять большое число качественных показателей усилителя, а также те специфические изменения в методах расчета, которые обусловлены использованием усилительных элементов различных типов. Кроме того, следует иметь в виду отсутствие точных способов определения ряда параметров активных элементов, недостаточный объем справочных данных, значительную зависимость параметров активного элемента от изменений как его режима работы по постоянному току, так и амплитуды усиливаемых колебаний. Сказанное вынуждает несколько ограничить тот круг вопросов, которые предполагается рассмотреть в процессе изложения. В частности, последующие параграфы посвящены расчету основных параметров тех разновидностей усилительных каскадов, которые в настоящее время наиболее часто применяются при построении широкополосных логарифмических усилителей и фазостабильных ограничителей, а также являются базой ряда ИМ, как серийных, так и частного применения. Как указывалось выше, именно таким устройством является дифференциальный усилительный каскад (ДУ).

Ниже изложена методика расчета некоторых параметров ДУ. Она может быть рекомендована при разработке усилителей, выполненных как на транзисторах, так и серийных ИМ (для последнего случая при условии, что в распоряжении имеются достаточно полные данные об их параметрах).

На рис. 22 приведена принципиальная схема усилителя-ограничителя на базе дифференциального каскада. Расчет каскада включает ряд взаимно связанных этапов, целью которых являются обеспечение режима работы транзисторов по постоянному току и термостабилизации, определение частотных характеристик и параметров элементов коррекции, количественная оценка режима ограничения и фазовой стабильности. Сразу же отметим следующее. Как показывает анализ результатов теоретического и экспериментального исследования ограничителей, наивысшая фазовая стабильность усилителя достигается при использовании высокочастотных транзисторов, у которых граничная частота  $f_T$  в 20—40 раз превышает верхнюю граничную частоту усилителя.

Расчет режима работы ДУ (равно как и других разновидностей усилительных устройств) по постоянному току по существу сводится к анализу неустойчивости, вызванной действием различных дестабилизирующих факторов — температуры, режима и т. п.,

и определению конкретных способов, обеспечивающих повышение стабильности. При этом также необходимо иметь в виду, что нестабильность (в ДУ она проявляется как асимметрия) сказывается и на других показателях. Например, если коллекторные токи транзистора  $I_{H1}$ ,  $I_{H2}$  в исходном режиме работы неодинаковы, то

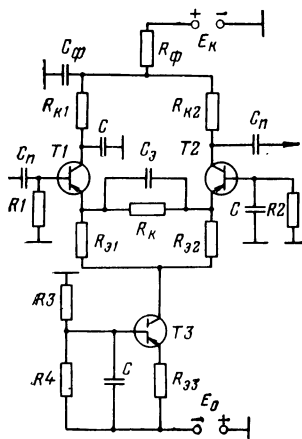


Рис. 22. Принципиальная схема усилителя-ограничителя на базе дифференциального каскада.

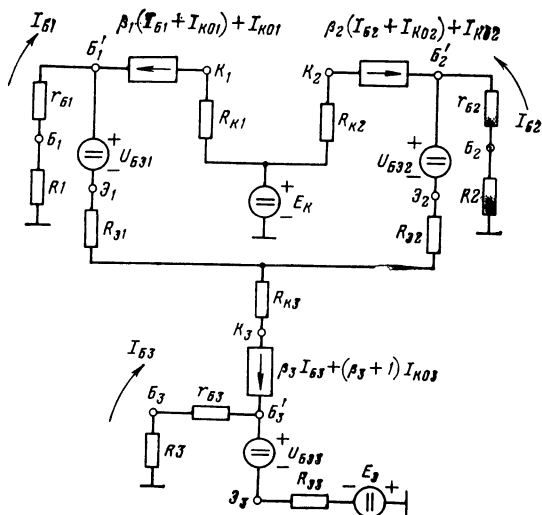


Рис. 23. Эквивалентная схема дифференциального каскада

$I_{B1}-I_{B3}$ ,  $I_{K1}-I_{K3}$  — постоянные токи транзисторов;  $\beta_1-\beta_3$  — коэффициенты передачи тока в каскаде с ОЭ;  $r_{B1}-r_{B3}$  — распределенные сопротивления базы транзисторов  $T_1-T_3$ ;  $I'_{KBO}=\beta I_{KBO}$  — тепловой ток в каскаде с ОЭ;  $I_{KBO}$  — тепловой ток в каскаде с ОБ.

в режиме ограничения на выходе ДУ появляется видеоимпульс (или «пьедестал»). Вместе с ограниченным радиоимпульсом «пьедестал» поступает на вход следующего каскада, вызывает изменение параметров входного транзистора и как следствие дополнительный уход фазы выходного сигнала  $\delta\varphi$ . В связи с этим выбор режима работы ДУ по постоянному току следует проводить так, чтобы условие симметрии ( $I_{H1}=I_{H2}$ ) с достаточной точностью выполнялось при изменениях температуры, параметров транзисторов и других компонент каскада, а также при наличии других дестабилизирующих факторов.

Некоторые резисторы, которые определяют режим работы ДУ по постоянному току, непосредственно влияют на высоты «пьедестала», образуемого при ограничении, и на величину обусловленного им фазового сдвига. К ним относится, например, резистор  $R1$  на рис. 22. Поэтому для уменьшения дополнительных фа-

зовых сдвигов его сопротивление целесообразно выбирать как можно меньше.

Дальнейший расчет режима и обеспечивающих его элементов производится по эквивалентной схеме постоянного тока [32], представленной на рис. 23. Здесь для упрощения корректирующий мост заменен одним резистором  $R_{кз}$ , включенным в цепь коллектора  $T3$ , а резисторы  $R3$  и  $R4$  заменены одним резистором  $R3$ . Обозначения резисторов и напряжений здесь те же, что и на рис. 22.

По эквивалентной схеме на рис. 23 можно рассчитать токи каскада (рис. 22) с двумя источниками питания и так называемым эмиттерным транзистором  $T3$ . Составляя уравнения токов для эквивалентной схемы и выполняя ряд промежуточных преобразований, получаем следующие формулы для определения базовых токов транзисторов  $T1$  и  $T2$ :

$$\left. \begin{aligned} I_{B1} &= -\frac{(m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2) I_{K1}}{m+1} - \frac{\alpha_2 I_{K2}}{m+1} + \\ &+ \frac{(\gamma_{B2} + \alpha_2) I_{K3}}{m+1} - \left( \frac{U_{ЭБ1}}{R_{Э1}} \frac{m \gamma_{B1}}{m+1} - \frac{U_{ЭБ2}}{R_{Э2}} \frac{\gamma_{B2}}{m+1} \right); \\ I_{B2} &= -\frac{m \alpha_1}{m+1} I_{K1} - \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} I_{K2} - \\ &- \left( \frac{U_{ЭБ2}}{R_{Э2}} \frac{\gamma_{B2}}{m+1} - \frac{U_{ЭБ1}}{R_{Э1}} \frac{m \gamma_{B1}}{m+1} \right) + \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1}}{m+1} I_{K3}, \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{B1} &= \frac{R_{Э1}}{R_{Э1} + r_{B1} + R_1}; \quad \gamma_{B2} = \frac{R_{Э2}}{R_{Э2} + r_{B2} + R_2}; \\ m &= \frac{R_{Э1} + r_{B1} + R_1}{R_{Э2} + r_{B2} + R_2}; \quad \alpha_1 = \frac{r_{B1} + R_1}{R_1 + r_{B1} + R_{Э1}}; \\ \alpha_2 &= \frac{r_{B2} + R_2}{R_2 + r_{B2} + R_{Э2}}. \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

Приращение коллекторного тока транзистора  $T1$ , обусловленное действием различных дестабилизирующих факторов, можно найти по известной формуле

$$\Delta I_{K1,2} = \Delta \beta_{1,2} (I_{B1,2} + I_{КБ01,2}) + (\beta_{1,2} + 1) \Delta I_{КБ01,2} + \beta_{1,2} \Delta I_{B1,2}. \quad (17)$$

Здесь  $\Delta I$ ,  $\Delta \beta$  — приращения, возникающие под действием температуры или других причин. Предполагается, что приращения  $\Delta I_{K1,2}$  будут невелики благодаря наличию стабилизирующих цепей. В этом случае величины  $\Delta \beta$ ,  $\Delta I_{КБ0}$ ,  $\Delta I_B$  и  $\Delta U_{ЭБ}$  можно считать зависящими только от температуры, но не от  $\Delta I_K$ , т. е. в формулу (17) они входят как некоторые постоянные величины.

Определяя  $\Delta I_{B1,2}$  из (15) и подставляя в (17), получаем систему уравнений:

$$\left. \begin{aligned}
 & \left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right) \Delta I_{K1} + \beta_1 \frac{\Delta I_{K2} \alpha_2}{m+1} = \\
 & = \Delta \beta_1 (I_{B1} + I_{KBO1}) + (\beta_1 + 1) \Delta I_{KBO1} + \beta_1 \frac{\gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \Delta I_{K3} - \\
 & - \beta_1 \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} \right); \\
 & \beta_2 \frac{m \alpha_1}{m+1} \Delta I_{K1} + \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B2} + \gamma_{B1}}{m+1} \right) \Delta I_{K2} = \\
 & = \Delta \beta_2 (I_{B2} + I_{KBO2}) + (1 + \beta_2) \Delta I_{KBO2} + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + \gamma_{B1}}{m+1} \Delta I_{K3} - \\
 & - \beta_2 \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} \right).
 \end{aligned} \right\} \quad (18)$$

Решая систему, получаем явные выражения для определения приращений коллекторных токов  $\Delta I_{K1,2}$ :

$$\begin{aligned}
 \Delta I_{K1} = & S_{11} \left[ \frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} (I_{B1} + I_{KBO1}) + \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \Delta I_{KBO1} + \frac{\gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \Delta I_{K3} - \right. \\
 & \left. - \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} \right) \right] - S_{12} \left[ \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} (I_{B2} + I_{KBO2}) + \right. \\
 & \left. + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \Delta I_{KBO2} + \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1}}{m+1} \Delta I_{K3} - \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} \right) \right];
 \end{aligned} \quad (19)$$

$$\begin{aligned}
 \Delta I_{K2} = & S_{22} \left[ \frac{\Delta \beta_2}{\beta_2} (I_{B2} + I_{KBO2}) + \frac{\beta_2 + 1}{\beta_2} \Delta I_{KBO2} + \right. \\
 & \left. + \frac{m (\alpha_1 + \gamma_{B1})}{m+1} \Delta I_{K3} - \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} - \frac{U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} \right) \right] - \\
 & - S_{21} \left[ \frac{\Delta \beta_1}{\beta_1} (I_{B1} + I_{KBO1}) + \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} \Delta I_{KBO1} + \right. \\
 & \left. + \frac{\gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \Delta I_{K3} - \left( \frac{\Delta U_{\text{ЭБ1}} m \gamma_{B1}}{R_{\text{Э1}} (m+1)} - \frac{\Delta U_{\text{ЭБ2}} \gamma_{B2}}{R_{\text{Э2}} (m+1)} \right) \right].
 \end{aligned} \quad (20)$$

Здесь через  $\Delta U_{\text{ЭБ1,2}}$  обозначают изменение напряжений на эмиттерных переходах транзисторов  $T1$  и  $T2$  за счет действия дестабилизирующих факторов. Из (19) и (20) видно, что нестабильности токов в каскаде взаимно связаны. Их связь определяется собственными и взаимными коэффициентами нестабильности  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ . Кроме того, нестабильность тока эмиттерного транзистора  $T3$  также влияет на стабильность каскада. Коэффициенты нестабильности равны:

$$\left. \begin{aligned}
 S_{11} &= \frac{\beta_1 \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} \right)}{\left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right) \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} \right) - \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2}{(m+1)^2} m} ; \\
 S_{12} &= \frac{\beta_1 \beta_2 \frac{\alpha_2}{m+1}}{\left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right) \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} \right) - \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 m}{(m+1)^2}} ; \\
 S_{22} &= \frac{\beta_{22} \left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right)}{\left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right) \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} \right) - \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 m}{(m+1)^2}} ; \\
 S_{21} &= \frac{\beta_1 \beta_2 \frac{m \alpha_1}{m+1}}{\left( 1 + \beta_1 \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m+1} \right) \left( 1 + \beta_2 \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m+1} \right) - \frac{\beta_1 \beta_2 \alpha_1 \alpha_2 m}{(m+1)^2}} .
 \end{aligned} \right\} (21)$$

Для расчета температурных нестабильностей каскад можно считать симметричным. При этом выполняются следующие условия:

$$R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma 2} = R_{\Sigma}; \quad r_{B1} = r_{B2} = r_B; \quad R_1 = R_2 = R; \quad m = 1; \\
 \gamma_{B1} = \gamma_{B2} = \gamma = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R + r_B}; \quad \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \frac{r_6 + R}{R + r_6 + R_{\Sigma}}.$$

Если также учесть, что коэффициенты усиления  $\beta_1, \beta_2$  обычно велики ( $\beta_{1,2} \gg 1$ ), то выражения (21) значительно упрощаются:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{\alpha + 2\gamma}{2\gamma(\alpha + \gamma)}; \quad S_{12} = S_{21} = \frac{\alpha}{2\gamma(\alpha + \gamma)}. \quad (22)$$

Рассматривая таким же образом эмиттерную часть каскада (ТЭ), можно получить следующее выражение для приращения тока  $\Delta I_{K3}$  при  $\beta_3 \gg 1$ ,  $S_{33} \approx 1/\gamma_{B3}$ :

$$\left. \begin{aligned}
 \Delta I_{K3} &= S_{33} \left[ (I_{B3} + I_{КБ03}) \frac{\Delta \beta_3}{\beta_3} + \frac{\beta_3 + 1}{\beta_3} \Delta I_{КБ03} - \gamma_{B3} \frac{\Delta U_{ЭБ3}}{R_{Э3}} \right], \\
 \gamma_{B3} &= \frac{R_{Э3}}{R_{Э3} + r_{B3} + R_3}; \quad \gamma_{B3} < 1, \quad S_{33} = \frac{\beta_3}{1 + \beta_3 \gamma_{B3}}.
 \end{aligned} \right\} (23)$$

Приведенные формулы позволяют выбрать параметры каскада так, чтобы изменения токов транзисторов не превышали заданных пределов при изменении параметров ( $\Delta \beta, \Delta I_{КБ0}, \Delta U_{ЭБ}$ ). Как видно, для обеспечения надлежащей стабильности режима каскада основное значение имеет выбор коэффициентов нестабиль-



ности  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{33}$ . На рис. 24 приведены графики зависимостей этих коэффициентов от параметра  $\gamma$ , из которых следует, что для повышения стабильности следует выбирать  $\gamma$  близким к единице. Видно также, что базовые резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ , определяющие параметр  $\alpha$ , сравнительно слабо влияют на стабильность каскада. По-

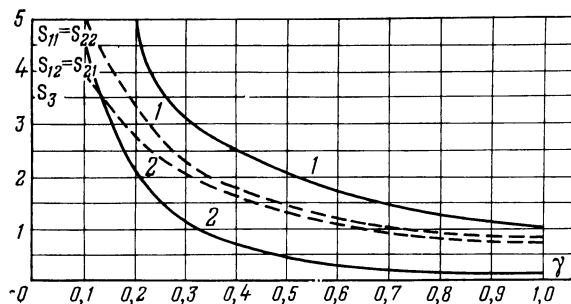


Рис. 24. Графики зависимости коэффициентов нестабильности для каскада ОК—ОБ.

Сплошные кривые: 1 —  $S_{33}$ ; 2 —  $S_{12}=S_{21}$  при  $\alpha=0,5 \div 0,9$ . Пунктирные кривые: 1 —  $S_{11}=S_{22}$  при  $\alpha=0,9$ ; 2 —  $S_{11}=S_{22}$  при  $\alpha=0,5$ .

этому их сопротивления можно выбирать из соображений фазовой стабильности каскада, удобства согласования каскадов и т. п.

Из сравнения рис. 24 с аналогичными построениями для других разновидностей усилителей-ограничителей (рис. 26) видно, что

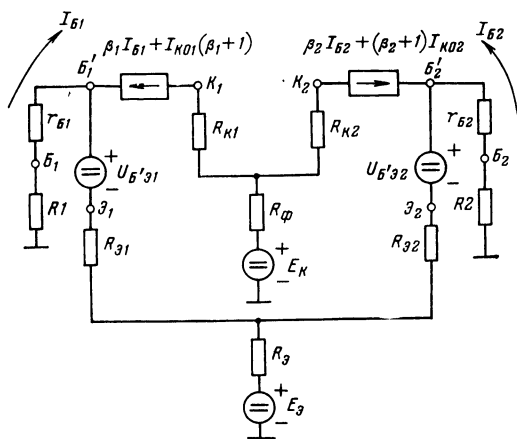


Рис. 25. Эквивалентная схема каскада с двумя источниками питания.

Режим работы каскада с двумя источниками питания, но без третьего эмиттерного транзистора выбирается аналогично. Исключая из эквивалентной схемы  $T_3$  и резисторы, относящиеся к нему, и включая вместо  $T_3$  резистор  $R_3$ , получаем схему, изображенную на рис. 25. Отсюда находят базовые токи транзисторов:

коэффициенты нестабильности в каскаде на рис. 23 меньше, и при прочих равных условиях зависимость режима от сопротивлений резисторов  $R_1$ — $R_4$  проявляется слабее. Это является следствием включения в состав каскада токостабилизирующего транзистора  $T_3$ . Видно также, что сам транзистор  $T_3$  влияет на результирующую стабильность каскада значительно сильнее, чем  $T_1$  и  $T_2$ . Поэтому на практике транзистор  $T_3$  соединяется с рядом дополнительных элементов (диодов, терморезисторов).

$$I_{B1,2} = \frac{(R_{\vartheta 2,1} + r_{B 2,1} + R_{2,1}) E_{\vartheta} + R_{\vartheta} U_{\vartheta B 2,1} \rightarrow}{(r_{B1} + R_1 + R_{\vartheta 1} + R_{\vartheta}) \times \rightarrow} \rightarrow - I_{K1,2} [(r_{B 2,1} + R_{2,1} + R_{\vartheta 1,2} + R_{\vartheta}) (R_{\vartheta 2,1} + R_{\vartheta}) - R_{\vartheta}^2] - R_{\vartheta} r_{B 2,1} I_{K 2,1} \rightarrow \times (r_{B2} + R_2 + R_{\vartheta 2} + R_{\vartheta}) - R_{\vartheta}^2 \quad (24)$$

Далее определяются (в том же порядке, что и в предшествующем случае) приращения базовых и коллекторных токов, вызванные неустойчивостью параметров:

$$\Delta I_{K1,2} = S_{11,22} \left[ \frac{\Delta \beta_{1,2}}{\beta_{1,2}} (I_{B1,2} + I_{KBO1,2}) + \frac{\Delta I_{KBO1,2}}{\alpha'_{1,2}} - \frac{\gamma_{1,2} \Delta U_{\vartheta B 1,2}}{R_{\vartheta} (1 - \gamma_1 \gamma_2)} + \frac{\gamma_1 \gamma_2 \Delta U_{\vartheta B 2,1}}{R_{\vartheta} (1 - \gamma_1 \gamma_2)} \right] - S_{12,21} \left[ \frac{\Delta \beta_{2,1}}{\beta_{2,1}} (I_{B 2,1} + I_{KBO1,2}) - \frac{\gamma_{2,1} \Delta U_{\vartheta B 2,1}}{R_{\vartheta} (1 - \gamma_1 \gamma_2)} + \frac{\gamma_1 \gamma_2 \Delta U_{\vartheta B 1,2}}{R_{\vartheta} (1 - \gamma_1 \gamma_2)} + \frac{\Delta I_{KBO1,2}}{\alpha'_{2,1}} \right]; \quad (25)$$

$$\left. \begin{aligned} S_{11,22} &= \frac{(1 - \gamma_1 \gamma_2) \beta_{1,2} \{ (1 - \gamma_1 \gamma_2) + \beta_{2,1} [(1 + s_{2,1}) \gamma_{2,1} - \gamma_1 \gamma_2] \}}{\{ 1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_{1,2} [(1 + s_1) \gamma_1 - \gamma_1 \gamma_2] \} \times \rightarrow} \\ &\rightarrow \times \{ 1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_{2,1} [(1 + s_2) \gamma_2 - \gamma_1 \gamma_2] \} - \alpha_1 \alpha_2 \gamma_1 \gamma_2; \\ S_{12,21} &= \frac{\beta_{1,2} \alpha_{2,1} \gamma_{1,2} (1 - \gamma_1 \gamma_2)}{\{ 1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_{1,2} [(1 + s_1) \gamma_1 - \gamma_1 \gamma_2] \} \times \rightarrow} \\ &\rightarrow \times \{ 1 - \gamma_1 \gamma_2 + \beta_{2,1} [(1 + s_2) \gamma_2 - \gamma_1 \gamma_2] \} - \alpha_1 \alpha_2 \gamma_1 \gamma_2, \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

$$\gamma_{1,2} = \frac{R_{\vartheta}}{R_{\vartheta} + R_{\vartheta 1,2} + r_{B 1,2} + R_{1,2}}; \quad \alpha_{1,2} = \frac{r_{B 1,2} + R_{1,2}}{r_{B 1,2} + R_{1,2} + R_{\vartheta 1,2} + R_{\vartheta}}; \quad s_{1,2} = \frac{R_{\vartheta 1,2}}{R_{\vartheta}}. \quad (27)$$

Остальные обозначения те же, что и принятые раньше. Множитель  $\alpha'_{1,2}$  обозначает коэффициент усиления тока в каскаде с ОБ. Считая каскад симметричным, получаем следующие упрощенные выражения:

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 = \gamma_2 = \gamma &= \frac{R_{\vartheta}}{R_{\vartheta} - R_{\vartheta 1} + r_B + R_1}; \\ s_1 = s_2 = s &= \frac{R_{\vartheta 1}}{R_{\vartheta}}; \\ \alpha_1 = \alpha_2 &= \frac{r_B + R_1}{r_B + R_{\vartheta 1} + R_1 + R_{\vartheta}}. \end{aligned} \right\} \quad (28)$$

Если, кроме этого, учесть, что  $\beta_{1,2} \gg 1$ , то для коэффициентов неустойчивости имеем:

$$S_{11}=S_{22}=S_0=\frac{1-\gamma^2}{\gamma(1-\gamma+s)}; S_{12}=S_{21}=S_{вз}=\frac{\alpha(1-\gamma^2)}{\gamma(1+s-\gamma)^2}. \quad (29)$$

Можно также показать, что

$$S_{вз}=\frac{[1-(1+s)\gamma](1-\gamma^2)}{\gamma(1+s-\gamma)^2}.$$

На рис. 26 приведены графики зависимости коэффициентов неустойчивости  $S_0$  и  $S_{вз}$ , рассчитанные по формулам (28) и (29). По этим графикам и формулам (25), (29) могут быть найдены

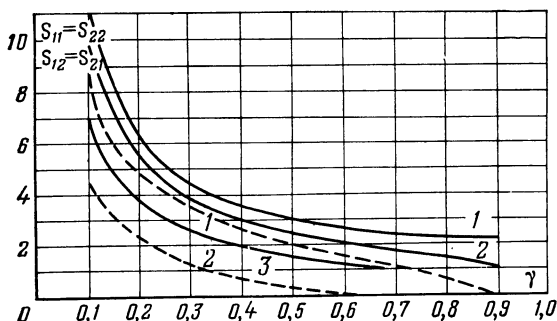


Рис. 26. Коэффициенты неустойчивости для усилителя с двумя источниками питания.

Сплошные кривые:  $S_{11}=S_{22}$ ; 1 —  $S=0$ ; 2 —  $S=0,1$ ; 3 —  $S=0,5$ .  
Пунктирные кривые:  $S_{12}=S_{21}$ ; 1 —  $S=0,1$ ; 2 —  $S=0,5$ .

сопротивления резисторов, обеспечивающие малые неустойчивости токов при изменении температуры. Сопротивление резистора  $R_3$  рассчитывается по формуле

$$R_3 = \left\{ \frac{\beta}{\beta+1} \frac{E_3 - U_{ЭБ}}{I_K} - \frac{r_B + R_1}{\beta+1} - R_{э1} \right\} \frac{1}{2}, \quad (30)$$

полученной из (24), при пренебрежении падением напряжения за счет базовых токов и в предположении симметрии каскада.

В каскаде с одним источником питания выбор  $R_3$ , заменяющего корректирующий мост, можно провести графически по статическим характеристикам транзисторов. Если пренебречь базовыми токами и падениями напряжений на корректирующих резисторах  $R_{э1}$ ,  $R_{э2}$  с малым сопротивлением, то можно записать уравнения баланса напряжений:

$$\begin{aligned} E_1 &= U_{ЭБ1} + [i_{э1}(U_{ЭБ1}) + i_{э2}(U_{ЭБ2})] R_3; \\ E_2 &= U_{ЭБ2} + [i_{э2}(U_{ЭБ1}) + i_{э1}(U_{ЭБ2})] R_3. \end{aligned} \quad (31)$$

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

В широкополосных каскадах коллекторные нагрузки малы и токи  $i_{K1,2}$  зависят только от напряжений  $E_K$ ,  $U_{ЭБ}$ . Поэтому (31) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} E_1 &= U_{ЭБ1} + [i_{K1}(U_{ЭБ1}) + i_{K2}(U_{ЭБ2})] R_3; \\ E_2 &= U_{ЭБ2} + [i_{K1}(U_{ЭБ1}) + i_{K2}(U_{ЭБ2})] R_3. \end{aligned} \quad (32)$$

Здесь  $i_K(U_{ЭБ})$  — статические характеристики транзисторов.

Графическое решение системы уравнений показано на рис. 27. Точка пересечения нагрузочной прямой  $OA$  и статической харак-

теристики суммарного тока  $i_{\Sigma}(U_{ЭБ}) = i_{K1}(U_{ЭБ}) + i_{K2}(U_{ЭБ})$  является решением (32) и определяет начальную рабочую точку (точку  $A$ ). На рис. 27 напряжения  $E_1$  и  $E_2$  для наглядности приняты неодинаковыми. При расчете каскада их следует выбирать равными  $E_1 = E_2 = (0,1 \div 0,3) E_K$ . От точки  $B$  ( $U_{ЭБ} = E_1 = E_2$ ) строим характеристики транзисторов  $i_K(U_{ЭБ})$ , а также кривую суммарного тока  $i_{\Sigma} = i_{K1} + i_{K2}$ . Выбрав начальные рабочие токи  $I_{K1}$ ,  $I_{K2}$ , проводим нагрузочную линию через точку  $A$ , соответствующую суммарному току  $I_{\Sigma} = I_{K1} + I_{K2}$ . Сопротивление резистора  $R_3$  находится по наклону нагрузочной прямой.

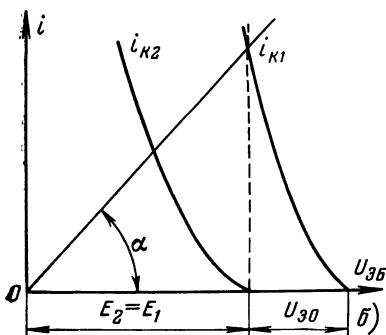
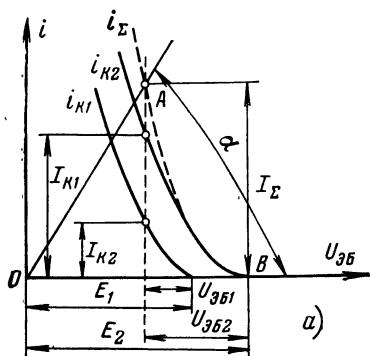


Рис. 27. Характеристики каскада ОК—ОБ.

1 —  $E_1 = E_2$ ; 2 —  $E_1 = E_2$ .

Для расчета резисторов, определяющих режим каскада по постоянному току (см. рис. 22), можно также использовать формулы, полученные из (15):

$$\left. \begin{aligned} I_{K1} &= \frac{\beta_1}{1 + \beta_1} \frac{m \gamma_{B1} + \gamma_{B2} + \alpha_2}{m + 1} \left\{ \frac{\gamma_{B2} + \alpha_2}{m + 1} I_{K3} - I_{K2} \frac{\alpha_2}{m + 1} - \right. \\ &\quad \left. - \left( \frac{U_{ЭБ1}}{R_{э1}} \frac{m \gamma_{B1}}{m + 1} - \frac{U_{ЭБ2}}{R_{э2}} \frac{\gamma_{B2}}{m + 1} \right) \right\}; \\ I_{K2} &= \frac{\beta_2}{1 + \beta_2} \frac{m \alpha_1 + m \gamma_{B1} + \gamma_{B2}}{m + 1} \left\{ \frac{m \alpha_1 + \gamma_{B1} m}{m + 1} I_{K3} - \frac{m \alpha_1}{m + 1} I_{K1} - \right. \\ &\quad \left. - \left( \frac{U_{ЭБ2}}{R_{э2}} \frac{\gamma_{B2}}{m + 1} - \frac{U_{ЭБ1}}{R_{э1}} \frac{m \gamma_{B1}}{m + 1} \right) \right\}, \end{aligned} \right\} \quad (33)$$

В каскаде с двумя источниками питания сопротивление резистора  $R_3$  определяется таким же путем, но вместо  $E_1 = E_2$  нужно взять напряжение эмиттерного источника  $E_3$ .

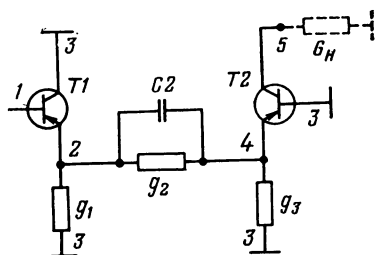


Рис. 28. Схема П-образного корректирующего моста.

где  $I_{K1}—I_{K3}$  — начальные коллекторные токи, зависящие от выбора параметров  $\alpha$ ,  $\gamma$ ,  $m$ ,  $R_{э}$ . Ток  $I_{K3}$  можно определить по формуле

$$I_{K3} = \frac{\beta_3}{1 + \frac{\beta_3 R_{э3}}{R_{Б3} + r_{Б3} + R_{э3}}} \frac{E_3 - U_{ЭБ3}}{R_{Б3} + r_{Б3} + R_{э3}}. \quad (34)$$

Остальные элементы каскада рассчитываются обычными способами, известными из литературы.

## 10. Расчет каскадов ДУ с коррекцией частотной характеристики

Коррекция частотных характеристик каскадов широкополосных усилителей осуществляется различными способами. Например, широко используются эмиттерные корректирующие Т- и П-образные мосты, позволяющие изменять надлежащим образом форму частотной характеристики в области верхних и нижних частот. С той же целью применяется включение между каскадами буферного эмиттерного повторителя.

Частотные характеристики каскада ОК—ОБ с П-образным эмиттерным корректирующим мостом рассчитываются на основе высокочастотной схемы каскада, приведенной на рис. 28; укороченная матрица проводимостей [33, 34] имеет вид:

|      | 1                  | 2                             | 4(3)                           | 5(4)                   |
|------|--------------------|-------------------------------|--------------------------------|------------------------|
| 1    | $Y_{11}$           | $-(Y_{11} + Y_{12})$          | —                              | —                      |
| 2    | $-Y_{11} + Y_{21}$ | $Y + g_1 + g_2 + j\omega C_2$ | $-g_2 - j\omega C_2$           | —                      |
| 4(3) | —                  | $-g_2 - j\omega C_2$          | $Y' + g_2 + g_3 + j\omega C_2$ | $-(Y'_{12} + Y'_{22})$ |
| 5(4) | —                  | —                             | $-(Y'_{21} + Y'_{22})$         | $Y'_{22}$              |

(35)

Здесь номера строк и столбцов без скобок соответствуют рис. 28. Номера в скобках (3), (4) порядковые и введены для упрощения записи. Все  $Y$ -параметры соответствуют случаю включения транзистора по схеме с ОЭ. Проводимости  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  относятся к транзистору  $T1$ , а  $Y'_{11}$ ,  $Y'_{12}$ ,  $Y'_{22}$  — к транзистору  $T2$ . Проводимости  $Y$ ,  $Y'$  определяются как

$$Y = Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}; \quad Y' = Y'_{11} + Y'_{12} + Y'_{21} + Y'_{22}. \quad (36)$$

Проводимости  $g_1—g_3$  и емкость  $C2$  — параметры корректирующего моста. С учетом сделанных обозначений комплексный коэффициент усиления каскада по напряжению определяется из следующего соотношения:

$$\dot{K}_U = \frac{\Delta_{14}}{G_H \Delta_{11,44} + \Delta_{11}}, \quad (37)$$

где  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{14}$ ,  $\Delta_{11,44}$  — алгебраические дополнения определителя мат-

рицы, которые находятся по приведенным ниже формулам:

$$\Delta_{11} = (-1)^2 \begin{vmatrix} Y + Y_M & -Y_2 & 0 \\ -Y_2 & Y' + Y_M & -(Y'_{12} + Y'_{22}) \\ 0 & -(Y' + Y'_{22}) & Y'_{22} \end{vmatrix}; \quad (38)$$

$$\Delta_{11.44} \begin{vmatrix} Y + Y_M & -Y_2 \\ -Y_2 & -Y' + Y_M \end{vmatrix}; \quad (39)$$

$$\Delta_{14} = \begin{vmatrix} -(Y_{11} + Y_{21}) & Y + Y_M & -Y_2 \\ 0 & -Y_2 & Y' + Y_M \\ 0 & 0 & -(Y'_{21} + Y'_{22}) \end{vmatrix} (-1)^3, \quad (40)$$

где

$$Y_M = g_1 + g_2 + j\omega C2 = g_3 + g_2 + j\omega C2; Y_2 = g_2 + j\omega C2.$$

Как видно, рассматриваемый случай соответствует равенству  $g_1 = g_3$ .

На основе формул (37)–(40) можно составить алгоритм и программу машинного расчета частотной характеристики каскада, а также осуществить оптимизацию его параметров. Для этого в приведенные выражения следует ввести значения проводимостей  $Y$  и  $Y'$ , определяемых параметрами транзисторов, и рассчитывать определители  $\Delta_{11}$ – $\Delta_{14}$  для ряда заданных частот. Затем по (37) находится коэффициент усиления каскада. Так как в рассматриваемом случае порядок определителей невысокий, то можно и непосредственно получить развернутое выражение для коэффициента усиления, которое после вычисления определителей имеет вид:

$$\dot{K}_U = \frac{Y_2 (Y'_{21} + Y'_{22}) (Y_{21} + Y_{21})}{(G_H + Y'_{22}) [(Y + g_1)(Y' + g_3) + (Y + g_1)Y_2 + Y_2(Y' + g_3)] - (Y'_{21} + \rightarrow \\ \rightarrow + Y'_{22}) (Y'_{12} + Y'_{22}) (Y + Y_M)} \quad (41)$$

или после преобразований

$$\dot{K}_U = \frac{(Y_{22} + Y_{11}) (Y'_{21} + Y'_{22})}{G_H Y} \frac{1}{1 + \frac{Y' + g_1 + g_3}{Y} + \frac{Y'_{22}}{G_H} \left(1 + \frac{g_1 + g_3}{Y}\right) + \rightarrow \\ \rightarrow + \frac{Y'_{21} Y'_{11} - Y'_{21} Y'_{12}}{G_H Y} + \left(1 + \frac{Y'_{22}}{G_H}\right) \left(1 + \frac{g_1}{Y}\right) \left(1 + \frac{g_3}{Y}\right) \frac{Y'}{Y_2} - \left(1 + \frac{g_1}{Y}\right) \times \rightarrow \\ \rightarrow \times \frac{(Y'_{22} + Y'_{22})(Y'_{21} + Y'_{22})}{G_H Y_2}} \quad (42)$$

В широкополосном каскаде обычно выполняется условие

$$\left| \left(1 + \frac{g_1}{Y}\right) \frac{(Y'_{21} + Y'_{22})(Y'_{12} + Y'_{22})}{G_H Y_2} \right| \ll 1.$$

Поэтому

$$\dot{K}_U = \frac{(Y_{21} + Y_{11})(Y'_{21} + Y'_{22})}{G_H Y \left[ 1 + \frac{Y' + g_1 + g_3}{Y} + \frac{Y'_{22}}{G_H} \left( 1 + \frac{g_1 + g_3}{Y} \right) + \frac{Y'_{21} Y'_{11} - Y'_{12} Y'_{21}}{G_H Y} + \rightarrow \right.} \quad (43)$$

$$\left. \rightarrow + \left( 1 + \frac{Y'_{22}}{G_H} \right) \left( 1 + \frac{g_1}{Y} \right) \left( 1 + \frac{g_3}{Y} \right) \frac{Y'}{Y_2} \right]$$

При отсутствии корректирующего моста эмиттеры транзисторов  $T1$  и  $T2$  соединены вместе ( $Y_2 = \infty$ ); тогда

$$\dot{K}_U = \frac{(Y_{21} + Y_{11})(Y'_{21} + Y'_{22})}{G_H Y \left[ 1 + \frac{Y' + g_1 + g_3}{Y} + \frac{Y'_{22}}{G_H} \left( 1 + \frac{g_1 + g_3}{Y} \right) + \frac{Y'_{21} Y'_{11} - Y'_{12} Y'_{21}}{G_H Y} \right]}. \quad (44)$$

При условии идентичности транзисторов и пренебрежении малыми величинами из (44) получим:

$$\dot{K}_U = \frac{Y_{21}}{2G_H + Y_{22}} = \frac{Y_{22}/2}{G_H + Y_{22}/2} = \frac{-Y_{21 \text{ КБ}}}{G_H + Y_{22 \text{ КБ}}}. \quad (45)$$

Это выражение совпадает с полученным ниже выражением (62), которое определяет коэффициент усиления некорректированного каскада типа ОК—ОБ при малой проводимости следующего каскада ( $Y_{1 \text{ КБ}} = 0$ ).

Формулу (44) для корректированного каскада можно упростить при выполнении следующих условий:  $Y = Y'$ ,  $g_1 + g_3 \ll Y$  (транзисторы одинаковые):

$$\frac{Y'_{22} Y'_{11} - Y'_{21} Y'_{12}}{Y} \approx 0.$$

Тогда

$$\dot{K}_U = \frac{Y_{21} + Y_{11}}{2G_H + Y_{22} + \frac{Y}{Y_2} (G_H + Y_{22})} = \frac{Y_{21} + Y_{11}}{2G_H + Y_{22}} \frac{1}{1 + \frac{G_H + Y_{22}}{2G_H + Y_{22}} \frac{Y}{Y_2}}. \quad (46)$$

Если нагрузкой каскада является аналогичный каскад, то это можно учесть в (46), увеличив проводимость нагрузки  $G_H$  на входную проводимость следующего каскада:

$$Y_{\text{вх}} \approx Y_{11 \text{ КБ}}.$$

Тогда

$$\dot{K}_U = \frac{Y_{21} + Y_{11}}{2G_H + Y_{11} + Y_{22}} \frac{1}{1 + \frac{G_H + Y_{22}}{2G_H + Y_{22}} \frac{Y}{Y_2}}.$$

Здесь  $\dot{K}_0 \approx \frac{Y_{21} + Y_{11}}{2G_H + Y_{11} + Y_{22}}$  — коэффициент усиления некорректированного каскада

$$\dot{K}_U = \dot{K}_0 \frac{1}{1 + \frac{G_H + Y_{22}}{2G_H + Y_{22}} \frac{Y}{Y_2}}. \quad (47)$$

Так как при больших проводимостях нагрузки  $G_H \gg |Y_{22}|$ , то

$$\dot{K}_U = \dot{K}_0 \frac{1}{1 + Y/2Y_2}.$$

Модуль коэффициента усиления каскада с коррекцией равен:

$$|\dot{K}_U| = |\dot{K}_0| \sqrt{\frac{1 + \eta^2}{\left(1 + \frac{g_T}{2g_2}\right)^2 \left(\frac{b_T}{2g_2} + \eta\right)^2}}, \quad (48)$$

где  $g_T = g_{11} + g_{22} + g_{12} + g_{21}$ ;  $b_T = b_{11} + b_{22} + b_{12} + b_{21}$  — суммарные проводимости транзистора;  $\eta = 2\pi f C_2 / g_2$  — частота, нормированная к собственной частоте корректирующего моста;

$$f_M = \frac{g_2}{2\pi C_2}.$$

На рис. 29 приведены нормированные частотные характеристики каскада, рассчитанные по (48) при следующих условиях: транзисторы каскада идентичны, их параметры соответствуют транзистору типа КТ331А; активная проводимость моста  $g_2$  равна максимальному значению  $g_T$ ; проводимость коллекторной нагруз-

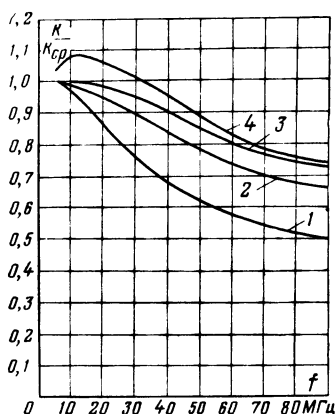


Рис. 29 Нормированные частотные характеристики каскада ОК—ОБ с корректирующим мостом.

1 — без коррекции; 2 — собственная частота моста  $f_M = 10$  МГц; 3 —  $f_M = 20$  МГц; 4 —  $f_M = 15$  МГц.

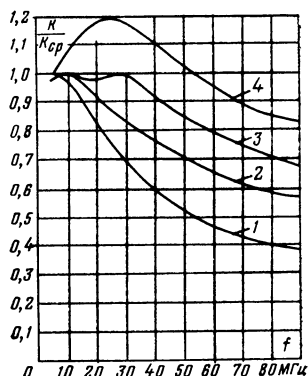


Рис. 30. Нормированные частотные характеристики каскада ОК—ОБ с корректирующим мостом.

1 —  $C_M = 67$  пФ;  $g_M = 2$  мСм;  $f_M = 45$  МГц; 2 —  $C_M = 134$  пФ;  $g_M = 20$  мСм;  $f_M = 22,6$  МГц; 3 —  $C_M = 200$  пФ;  $g_M = 20$  мСм;  $f_M = 15$  МГц; 4 —  $C_M = 250$  пФ;  $g_M = 20$  мСм;  $f_M = 12$  МГц; проводимость нагрузки  $g_R = 0,8$  мСм.



жи  $G_n = 0,8$  мСм; все кривые нормированы к значению коэффициента усиления на частоте 10 МГц.

Из рассмотренного видно, что применение корректирующего моста при оптимальном выборе его собственной частоты  $f_m$  расширяет полосу пропускания вдвое. Для достижения наибольшего расширения полосы согласно формуле (48) частоту  $f_m$  следует выбирать близкой к верхней граничной частоте некорректированного каскада. Таким образом, формула (48) может служить для ориентировочного расчета каскада. Для точного расчета показателей и характеристик каскада, а также параметров элементов моста следует применять соотношения (37) и (43).

На рис. 30 построены амплитудно-частотные характеристики каскада, который выполнен на бескорпусных транзисторах типа КТ331А (43); характеристики рассчитаны на ЭВМ. Результаты приближенного (рис. 29) и точного решения довольно близко совпадают.

Дифференциальный каскад типа ОК—ОБ с корректирующим мостом, выполненным по Т-образной схеме, может обладать более высокой стабильностью режима работы по постоянному току, чем каскад с П-образным мостом. Однако формулы для расчета каскада с Т-образным мостом получаются более громоздкими. Поэтому сначала следует рассчитать П-образную цепь, как описано выше, а затем пересчитать ее в Т-образное соединение.

Входная и выходная проводимости каскада с коррекцией и некорректированного каскада существенно отличаются. Развернутые формулы для их вычисления очень громоздки. Поэтому для упрощения следует подставить конкретные численные значения Y-параметров в соответствующие расчетные формулы:

$$Y_{вх} = \frac{G_n \Delta_{44} + \Delta}{G_n \Delta_{11,44} + \Delta_{11}}; \quad (49)$$

$$Y_{вых} = \frac{G_r \Delta_{11} + \Delta}{G_r \Delta_{11,44} + \Delta_{11}}, \quad (50)$$

где  $G_n$ ,  $G_r$  — активные проводимости нагрузки и генератора;  $Y_{вых}$ ,  $Y_{вх}$  — входная и выходная проводимости каскада с П-образным корректирующим мостом;  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{44}$ ,  $\Delta_{11,44}$  — алгебраические дополнения определителя матрицы (35);  $\Delta$  — определитель матрицы (35).

Номера строк и столбцов в (49) и (50) соответствуют укороченной матрице каскада (35).

Другим способом расширения полосы усилителя, как указывалось, является включение буферных эмиттерных повторителей (рис. 31).

Укороченная матрица проводимостей такого каскада имеет вид:

|   | 1                    | 2                    | 3                       | 4                    |
|---|----------------------|----------------------|-------------------------|----------------------|
| 1 | $Y_{11}$             | $-(Y_{11} + Y_{12})$ | —                       | —                    |
| 2 | $-(Y_{11} + Y_{21})$ | $2Y + G_3$           | $-(Y_{12} + Y_{22})$    | —                    |
| 3 | —                    | $-(Y_{21} + Y_{22})$ | $Y_{11} + Y_{22} + G_R$ | $-(Y_{11} + Y_{12})$ |
| 4 | —                    | —                    | $-(Y_{11} + Y_{21})$    | $Y$                  |

Здесь  $G_3$  — активная проводимость эмиттерной нагрузки каскада ОК—ОБ;  $G_K$  — активная проводимость коллекторной нагрузки выходного транзистора. Остальные обозначения соответствуют (35) — (40).

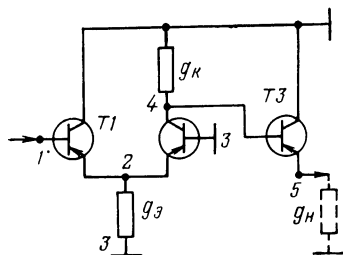


Рис. 31. Упрощенная схема каскада с буферным эмиттерным повторителем.

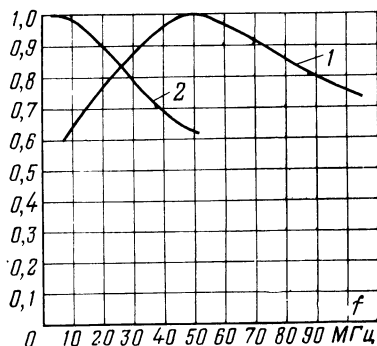


Рис. 32. Нормированные частотные характеристики.

1 — каскад с эмиттерным повторителем;  $g_K = 2,6$  мСм; 2 — каскад без эмиттерного повторителя;  $g_K = 0,8$  мСм.

Коэффициент усиления этого каскада определяется по формуле (37), но значения алгебраических дополнений будут другие:

$$\begin{aligned}\Delta_{14} &= (Y_{11} + Y_{21})^2 (Y_{21} + Y_{22}); \\ \Delta_{11,44} &= (2Y + g_3)(g_K + Y_{22} + Y_{11}) - (Y_{21} + Y_{22})(Y_{12} + Y_{22}); \\ \Delta_{11} &= Y \Delta_{11,44} - (Y_{11} + Y_{21})(Y_{11} + Y_{12})(2Y + g_3); \\ Y &= Y_{11} + Y_{12} + Y_{21} + Y_{22}.\end{aligned}$$

По (37) и формулам  $\Delta_{14}$ — $\Delta_{11}$  на ЭВМ был проведен расчет коэффициента усиления каскада в полосе частот 10—100 МГц; тип транзистора КТ331А. На рис. 32 приведена нормированная частотная характеристика каскада, построенная по результатам этого расчета. Здесь же изображена расчетная характеристика каскада ОК—ОБ на тех же транзисторах, но без буферного эмиттерного повторителя. Коллекторные проводимости  $g_K$  второго транзистора каждой пары подобраны так, что максимальные коэффициенты усиления каскадов примерно одинаковы:

$g_K = 0,8$  мСм;  $K_{\max} = 11,7$  для каскада ОК—ОБ;

$g_K = 2,6$  мСм;  $K_{\max} = 15,1$  для каскада ОК—ОБ с буферным эмиттерным повторителем.

Расчет для каскада ОК—ОБ выполнен по формуле (62) при  $n=1$ . Как видно, включение эмиттерного повторителя расширяет полосу пропускания каскада примерно в 2 раза при том же максимальном усилении в полосе частот.

## 11. Расчет фазовых сдвигов при ограничении

Для аналитического определения фазовых сдвигов первой гармоники, возникающих в каскаде при ограничении, необходимо решать систему нелинейных дифференциальных уравнений, описывающих каскад. Так как число нелинейных уравнений, имеющих точные решения, невелико, то в большинстве случаев приходится делать много упрощений. Поэтому для решения поставленной задачи применяются приближенные методы [6]. Ниже рассматривается один из них. Дополнительный фазовый сдвиг, возникающий в усилительном устройстве при ограничении и зависящий от амплитуды входного сигнала, можно условно разделить на две составляющие:

$$\Delta\varphi_{\kappa} = \Delta\varphi_{\tau} + \Delta\varphi_{\varsigma}, \quad (51)$$

где  $\Delta\varphi_{\varsigma}$  — изменение фазового сдвига, вносимого цепями межкаскадной связи;  $\Delta\varphi_{\tau}$  — изменение фазового сдвига за счет задержки радиоимпульса в транзисторе.

При ограничении изменяются комплексные входные и выходные сопротивления транзистора ( $R_{\text{вх}}$ ,  $R_{\text{вых}}$ ,  $C_{\text{вх}}$ ,  $C_{\text{вых}}$ ), входящие в состав цепей межкаскадной связи. За счет этого появляется амплитудно-зависимый фазовый сдвиг, количественно оцениваемый величиной  $\Delta\varphi_{\varsigma}$ . Кроме того, изменяется задержка радиоимпульса в транзисторе, которая количественно также оценивается приращением базового сдвига  $\Delta\varphi_{\tau}$ . Величину этой составляющей можно рассчитать на основе решения одномерного уравнения переноса носителей через базу транзистора для больших уровней инжекции [35].

В результате приближенного решения указанного уравнения получено выражение для определения времени пролета носителей через базу:

$$\tau_{\alpha} = \tau_{\alpha 0} K \frac{[2\eta(2K-1) - 1 + e^{-2\eta(2K-1)}]}{2\eta^2(2K-1)}, \quad (52)$$

где  $\tau_{\alpha 0}$  — время пролета в бездрейфовом транзисторе с аналогичными параметрами;  $\eta = 2 \div 4$  — коэффициент внутреннего поля дрейфового транзистора;  $K = (1 + y_0)/(1 + 2y_0)$  — промежуточный коэффициент;  $y_0 = p_0/N_d$  — отношение концентрации инжектированных носителей  $p_0$  к концентрации атомов донорной примеси  $N_d$  вблизи эмиттера транзистора.

Относительная величина  $y_0$  характеризует уровень инжекции носителей и ток эмиттера. При слабых сигналах, когда каскад работает в линейном режиме,  $y_0 \ll 1$ . В режиме ограничения  $y_0 \gg 1$ . Теперь можно определить изменение фазового сдвига, вносимого транзистором при переходе из линейного режима в режим ограничения; он пропорционален разности величин  $\tau_{\alpha}$ , соответствующих  $y_0 > 1$  и  $y_0 < 1$ :

$$\Delta\varphi_1 = 2\pi f_c [\tau_{\alpha 1} - \tau_{\alpha 2}], \quad (53)$$

где  $\tau_{\alpha_1}$  соответствует  $y_0 > 1$ ;  $\tau_{\alpha_2}$  соответствует  $y_0 \ll 1$ ;  $f_c$  — частота заполнения радиоимпульса.

Время пролета и граничная частота коэффициента передачи транзистора тока связаны соотношениями:

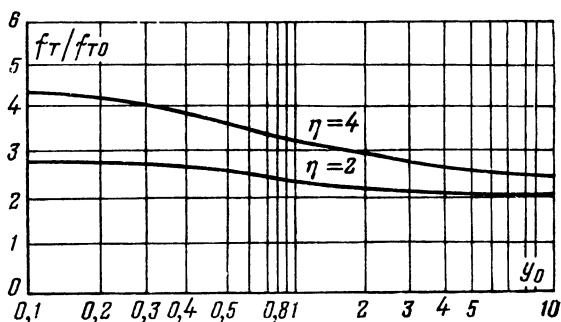
$$f_T = \frac{1}{2\pi \tau_{\alpha_2}}; f'_T = \frac{1}{2\pi \tau_{\alpha_1}}, \quad (54)$$

где  $f_T, f'_T$  — граничные частоты при слабом и сильном сигналах соответственно. Следует отметить, что значения  $f_T$  и  $f'_T$  определяются на основе теоретической модели транзистора и несколько отличаются от тех значений, которые характеризуют реальный транзистор, за счет влияния емкостей переходов, сопротивлений  $r_B$ , индуктивностей выводов. Подставляя (54) в (53), получаем:

$$\Delta\varphi_T = \frac{f_c}{f_T} \left( \frac{f_T}{f'_T} - 1 \right). \quad (55)$$

На рис. 33 приведен график, изображающий зависимость отношения частот  $f_T/f_{T0}$  от  $y_0$  [35]. Здесь частота  $f_{T0} = 1/2\pi\tau_{\alpha_0}$  характеризует бездрейфовый транзистор с аналогичными параметрами. График, построенный по формуле (52), позволяет опреде-

Рис. 33. График зависимости граничной частоты  $f_T$  от уровня инжекции для дрейфовых транзисторов.



лить изменение  $f_T$  при перегрузке транзистора. Для этого берем кривую, соответствующую высокому коэффициенту поля  $\eta=4$ ; это характерно для высокочастотных дрейфовых транзисторов. По графику получаем: при  $y_0=0,1$   $f_T/f_{T0}=4,5$ , следовательно, при слабых сигналах  $f_T=4,5f_{T0}$ . При  $y_0 \gg 1$  отношение  $f_T/f_{T0} \rightarrow 2$ ; следовательно, при сильных сигналах  $f'_T=2f_{T0}$ . Подставляя значения  $f_T$  и  $f'_T$ , выраженные через  $f_{T0}$ , в (55), получаем:

$$\Delta\varphi_T = \frac{f_c}{4,5f_{T0}} \left( \frac{4,5f_{T0}}{2f_{T0}} - 1 \right) = 1,25 \frac{f_c}{4,5f_{T0}}.$$

Так как равенство  $4,5f_{T0}=f_T$  соответствует граничной частоте дрейфового транзистора при слабых сигналах, то можно записать:

$$\Delta\varphi_T = 1,25 \frac{f_c}{f_T} \text{ радиан}, \quad (56)$$

т. е. при переходе в режим наиболее полного ограничения фазо-

вый сдвиг, вносимый транзистором, возрастает примерно в 2 раза. В рассматриваемой разновидности дифференциального каскада ОК—ОБ только первый транзистор работает при больших уровнях инжекции. На второй транзистор (ОБ) поступает ограниченное снизу колебание, а верхняя его полуволна тоже попадает в область отсечки. Поэтому можно считать, что второй транзистор не создает значительных приращений фазового сдвига, а формула (56) по существу определяет составляющую фазового сдвига  $\Delta\varphi_T$ , обусловленную работой обоих транзисторов каскада ОК—ОБ.

Составляющая  $\Delta\varphi_T$  — это только часть фазового сдвига, вносимого каскадом; она возрастает с увеличением уровня сигнала. Вторая составляющая фазового сдвига, вносимая цепями межкаскадной связи ( $\Delta\varphi_c$ ), с ростом уровня сигнала уменьшается. Зависимость вносимого каскадом суммарного фазового сдвига ( $\Delta\varphi_T + \Delta\varphi_c$ ) от амплитуды входного сигнала имеет сложный характер.

На основе формулы (56) открывается возможность для выбора транзистора ограничительного каскада с учетом требований фазовой стабильности. Как видно, приращение фазового сдвига за счет транзистора составляет единицы градусов при  $f_T/f_c = 20 \div 40$ . Расчетно-аналитическое определение второй составляющей фазового сдвига  $\Delta\varphi_c$ , возникающей за счет межкаскадных цепей, следует проводить по формулам, приведенным в § 12.

## Глава четвертая

### ОСНОВЫ РАСЧЕТА

### МНОГОКАСКАДНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

#### 12. Расчет многокаскадного усилителя-ограничителя

Усилитель-ограничитель, предназначенный для работы в широком динамическом диапазоне входных сигналов и обладающий повышенной фазовой стабильностью, строится в виде последовательности резистивных каскадов с симметричным ограничением. Так как при слабых сигналах ограничитель работает в линейном режиме, то определение ширины полосы пропускания и коэффициента усиления можно проводить, основываясь на формулах линейной теории. Некоторые отличия имеются, однако, при выборе ширины полосы пропускания.

Так, если ширина спектра сигнала невелика ( $\Delta f_{\text{сш}}/f_{\text{ср}} = 0,1 \div 0,2$ ) [6], то в каждом каскаде целесообразно подавлять составляющие второй, третьей и высших гармоник спектра, образующихся при ограничении. Верхняя граничная частота каскада в этом случае должна быть меньше  $2f_{\text{ср}}$ . При широком спектре сигнала ширина полосы пропускания каждого каскада должна быть такой, чтобы

обеспечить прохождение нескольких гармоник, причем фазовая характеристика каскада должна быть линейна во всем частотном диапазоне.

На входе и выходе усилителя обычно включают избирательные фильтры, которые служат для формирования частотной характеристики усилителя в линейном режиме. Кроме того, входной фильтр позволяет ослабить влияние внешних помех на широкополосный усилитель-ограничитель, а выходной фильтр выделяет первую гармонику ограниченного сигнала.

Если полоса пропускания широкополосного усилителя не превышает 0,1—0,3 ГГц, то расчет следует проводить с использованием  $Y$ -параметров. При более широких полосах целесообразно перейти к использованию параметров рассеяния ( $S$ -параметров) [36].

В [37] показано, что матрица  $Y$ -параметров составного транзистора достаточно точно соответствует приведенной ниже

$$|Y_{к.б}| = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} Y_{11з} - \frac{(Y_{11з} + Y_{12з})(Y_{12з} + Y_{22з})}{Y_{21з}} & Y_{21з} \\ Y_{21з} & Y_{22з} \end{vmatrix}, \quad (57)$$

где  $Y_z$  — параметры при включении транзистора по схеме с ОЭ;  $Y_{к.б}$  — параметры каскодного усилителя.

Отсюда найдем выражения для коэффициентов усиления отдельных каскадов многокаскадного усилителя без корректирующих и фазокомпенсирующих цепей (см. рис. 22):

$$\left. \begin{aligned} \dot{K}_n &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_H + g_K}; \\ \dot{K}_{n-1} &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_H + g_K}} \\ &\dots \dots \dots \\ \dot{K}_1 &= \frac{-Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_K - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + g_K + \dots}}} \end{aligned} \right\} \quad (58)$$

где  $\dot{K}_1$ — $\dot{K}_n$  — комплексные коэффициенты усиления каскадов по напряжению;  $g_K$  — проводимость коллекторной нагрузки выходного транзистора пары с учетом шунтирования ее цепью базового делителя следующего каскада.

Если коллекторное сопротивление  $R_{K2}$  мало, то  $g_K = 1/R_{K2}$ , проводимость  $Y_H$  — проводимость нагрузки усилителя,  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$  и т. д. — параметры каскодного усилителя.

Индексы «кб» в (58) и далее опущены.

В (58) включены входные проводимости каскадов многокаскадного усилителя, которые определяются следующими соотношениями:

для последнего каскада

$$Y_{вх n} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_n + g_k}, \quad (59)$$

где  $Y_n$  — комплексная проводимость нагрузки;  
для  $(n-1)$ -го каскада

$$Y_{вх n-1} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_n + g_k}}; \quad (60)$$

для первого каскада

$$Y_{вх 1} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_n + g_k}}}. \quad (61)$$

Точный расчет коэффициента усиления усилителя следует проводить по (58) с учетом трансформации входных сопротивлений каскадов в широкой полосе частот. Пренебрегая малыми величинами (в широкополосных усилителях проводимость  $g_k$  велика), получаем упрощенную формулу для общего коэффициента усиления:

$$K_{\Sigma} = \left( \frac{-Y_{21}}{Y_{11} + Y_{22} + g_k} \right)^n.$$

Отсюда находим модуль коэффициента усиления

$$|K_{\Sigma}| = \left[ \sqrt{\frac{g_{21}^2 + b_{21}^2}{(g_{11} + g_{22} + g_k)^2 + (b_{11} + b_{22})^2}} \right]^n. \quad (62)$$

На рис. 34 приведены нормированные амплитудно-частотные характеристики каскадного усилителя на каскадах ОК—ОБ,

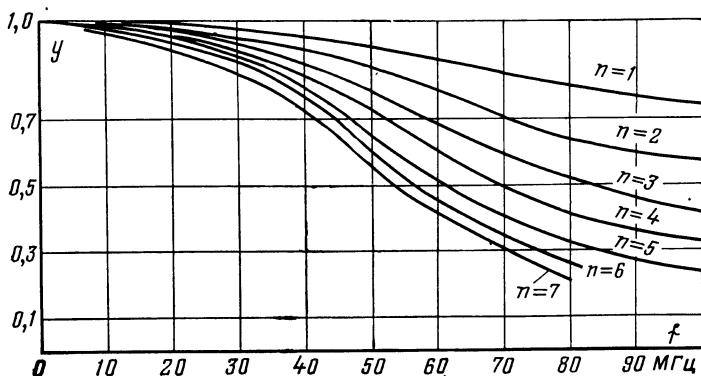


Рис. 34. Нормированные частотные характеристики  $n$ -каскадного усилителя на транзисторах типа КТЗ31А при  $g_k = 2,8$  мСм.

рассчитанные на ЭВМ. Здесь по оси ординат отложены значения коэффициента усиления, нормированного к максимальному коэффициенту усиления  $K_{\Sigma \text{ макс}}$  в полосе пропускания:

$$y = \frac{K_{\Sigma}(f)}{K_{\Sigma \text{ макс}}}.$$

Усилитель выполнен на бескорпусных транзисторах КТ331А. По характеристикам производится выбор числа каскадов из заданного общего усиления и ширины полосы пропускания.

Предельное усиление каскада широкополосного многокаскадного усилителя ограничено тем значением, при котором обеспечивается заданная устойчивость работы. Если пренебречь паразитными обратными связями через источник электропитания и конструктивные элементы, то согласно [39] условиями устойчивости каскада являются неравенства:

*условие абсолютной устойчивости*

$$\operatorname{Re} T(\omega_0) \leq 1 \text{ при } \operatorname{Im} T(\omega_0) = 0;$$

*условие абсолютной устойчивости по модулю*

$$|T(\omega_0)| < 1, \quad (63)$$

где  $T(\omega_0)$  — возвратная разность каскада;  $\omega_0$  — частота, на которой происходит самовозбуждение. В [39] показано, что возвратная разность  $T(\omega_0)$  зависит от  $Y$ -параметров каскодного элемента.

Для каскада, собранного по схеме без коррекции, возвратная разность находится по формуле

$$T(\omega) = \frac{Y_{12}(\omega) Y_{21}(\omega)}{[Y_1(\omega) + Y_{11}(\omega)][Y_2(\omega) + Y_{22}(\omega)]},$$

где  $Y_{11}$ ,  $Y_{12}$ ,  $Y_{21}$ ,  $Y_{22}$  — параметры каскодного усилительного элемента;  $Y_1$ ,  $Y_2$  — проводимости источника сигнала и нагрузки.

Для дальнейших расчетов используем условие (63) как более простое и обеспечивающее устойчивость работы с некоторым запасом.

В многокаскадном широкополосном усилителе происходит непрерывная трансформация проводимости нагрузки  $Y_n$  и проводимости источника  $Y_r$  через каскады усилителя. Это проявляется в том, что входная и выходная проводимости каскада описываются лестничными формулами:

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + g_k + \dots}}}; \quad (64)$$

$$Y_{\text{вых}} = Y_{22} - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + Y_{22} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{22} + Y_{11} + g_k - \frac{Y_{12} Y_{21}}{Y_{11} + g_k + \dots}}}. \quad (65)$$



В широкой полосе частот  $Y_{вх}$ ,  $Y_{вых}$  различных каскадов могут иметь различные значения. В реальном каскаде  $Y_1 = g_k + Y_{вых}$  и  $Y_2 = g_k + Y_{вх}$ . Поэтому возвратная разность

$$|T(\omega)| = \frac{|Y_{12}(\omega)| |Y_{21}(\omega)|}{|Y_{вых} + g_k + Y_{11}| |Y_{вх} + g_k + Y_{22}|}.$$

Как видно, модуль  $|Y_{вх} + g_k + Y_{12}| = |Y_{вых} + g_k + Y_{11}| = |Y_3|$  представляет полную проводимость нагрузки каскада, а  $|Y_{21}|/|Y_3|$  есть модуль коэффициента усиления:

$$|\dot{K}_1(\omega)| = \frac{Y_{21}(\omega)}{Y_{вх, вых} + g_k + Y_{22, 11}}. \quad (66)$$

Отсюда

$$|T(\omega)| = \frac{|Y_{12}(\omega)|}{|Y_{21}(\omega)|} |\dot{K}_1(\omega)|^2.$$

Возвратная разность  $T(\omega)$  связана с коэффициентом устойчивости ( $K_y$ ) соотношением

$$|T(\omega)| = 1 - K_y.$$

Если  $K_y < 1$ , то условие устойчивости (63) будет выполнено и выражение для предельно допустимого по устойчивости коэффициента усиления имеет вид:

$$|K_{\text{пред}}(\omega)| = \sqrt{(1 - K_y) \frac{|Y_{21}(\omega)|}{|Y_{12}(\omega)|}}. \quad (67)$$

В данном случае

$$Y_{21} = Y_{21 \text{ к.б}} = \frac{Y_{213}}{2};$$

$$Y_{12} = Y_{12 \text{ к.б}} = - \frac{(Y_{113} + Y_{123})(Y_{123} + Y_{223})}{2 Y_{213}}, \quad (68)$$

где  $Y_3$  — параметры каскада с ОЭ.

Коэффициент усиления любого каскада усилителя, рассчитанный по (58), в пределах всей полосы частот должен быть меньше  $K_{1 \text{ пред}}$ , рассчитанного по (67) также для всей рабочей полосы частот. Коэффициент устойчивости  $K_y$  принимают лежащим в пределах 0,8—0,95.

При расчете ограничителя следует проверить амплитуду максимального напряжения на базе первого транзистора каскада ОК—ОБ в режиме ограничения ( $U_{Бм}$ ). Оно должно быть в 2—3 раза меньше допустимого обратного напряжения на переходе эмиттер—база ( $U_{Э \text{ макс}} = 0,5 \div 2 \text{ В}$ ), которое обычно указано в паспорте транзистора. Чтобы избежать насыщения транзисторов и процессов рассасывания зарядов, целесообразно выбрать  $U_{Бм} = 0,3 \div 0,5 \text{ В}$ . Величину  $U_{Бм}$  можно регулировать, выбирая соответствующий режим работы по постоянному току.

Чтобы обеспечить максимальный диапазон ограничения и наибольшую степень приближения амплитудной характеристики к го-

ризонтальной линии, в многокаскадном усилителе-ограничителе должен быть обеспечен строго поочередный переход каскадов в режим ограничения. Каждый каскад характеризуется диапазоном ограничения

$$D_1 = 20 \lg \frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{вх.мин}}} \quad (69)$$

Под напряжением  $U_{\text{вх.макс}}$  можно понимать  $U_{\text{э макс}}$ . Минимальное напряжение  $U_{\text{вх.мин}}$  соответствует началу ограничения и обычно составляет десятки милливольт ( $U_{\text{вх.мин}} = 10 \div 50$  мВ). Тогда  $D_1 = 20 \lg \frac{500 \div 2000}{10 \div 50} = 20 \lg (50 \div 40) = 20 (1,7 \div 1,6) = 32 \div 34$  дБ.

Величина  $D_1$  в этом случае большая и практически не ограничивает усиления. Если  $U_{\text{вх.макс}}$  ограничить допустимыми уходами фазы выходного напряжения каскада, то  $D_1$  уменьшается.

Величину  $U_{\text{вх.макс}}$  можно оценить по графикам изменения фазы крутизны при ограничении. Расчет изменения фазы проводится по методике, описанной в § 10, 12. Для этого необходимо знать характеристики транзистора и параметры схемных элементов (резисторов, определяющих режим каскада по постоянному току, переходных конденсаторов), которые известны из расчета каскада в линейном режиме. Пределы изменения фазы сигнала при ограничении могут быть различны в широкой полосе частот, так же как и определяемая ими величина  $U_{\text{вх.макс}}$ . Поэтому расчет целесообразно выполнить для нескольких частот и выбрать минимальное значение  $U_{\text{вх.макс}}$ .

Пусть каскад собран на транзисторе КТЗ31А и наибольшие ухода фазы получаются для частоты 60 МГц. Тогда, как видно из примера, приведенного в § 12, допустимое максимальное напряжение  $U_{\text{вх.макс}} = 100$  мВ.

Максимальный уход фазы при этом не превышает  $2^\circ$  на каскад. Если минимальное напряжение на входе  $U_{\text{вх.мин}} = 20$  мВ, то  $D_1 = 14$  дБ. Для обеспечения поочередной работы каскадов в усилителе необходимо выполнить условие

$$20 \lg K_1 \leq D_1, \quad (70)$$

где  $K_1$  — коэффициент усиления каскада в линейном режиме, который должен быть не более 14 дБ. Если результаты расчета каскада в линейном режиме не совпадают с (70), то его следует проделать заново.

**Пример расчета.** Рассчитать усилитель-ограничитель по следующим данным: ширина общей полосы пропускания на уровне  $0,7\Delta F_n \geq 30$  МГц. Общий коэффициент усиления в линейном режиме  $K_{0n} = 1000$  (60 дБ). Входной порог ограничения  $U_{\text{вх.н}} = 200$  мкВ. Динамический диапазон входных сигналов  $D_{\text{вх}} = 60$  дБ. Нагрузкой усилителя является сопротивление  $R_n = 500$  Ом, и емкость  $C_n = 100$  пФ. Пределы изменения температуры окружающей среды  $0 \div 40^\circ\text{C}$ . Изменения фазы выходного радиоимпульса при изменении амплитуды входного сигнала в пределах  $D_{\text{вх}}$  должны быть минимально возможными.

Усилитель выбирается резистивным и выполняется на паре каскадов с симметричным ограничением ОК—ОБ и генератором стабильного тока (ГСТ) (см.

рис. 22); коррекция отсутствует, так как ширина полосы пропускания сравнительно невелика; усилитель работает с двумя источниками питания; транзисторы типа ГТ311И при  $U_{кэ} = 5$  В,  $I_k = 3$  мА. Принимая усиление каскада на низших частотах равным 10 дБ, найдем число каскадов ограничителей

$$n = \frac{60 \text{ дБ}}{10 \text{ дБ}} = 6.$$

Высокочастотные свойства ГСТ слабо влияют на  $Y$ -параметры усилителя в целом. Это объясняется тем, что транзистор ГСТ зашунтирован по высокой частоте малым выходным сопротивлением каскада ОК—ОБ. Поэтому при расчете используются только  $Y$ -параметры транзистора ГТ311И с ОЭ. На ЭВМ рассчитаны амплитудно-частотные характеристики усилителя при различных проводимостях коллекторной нагрузки. Результаты расчета для  $n=6$ ,  $g_k = 5$  мСм даны на рис. 35. Общая полоса усилителя составляет  $\Delta F_n = 35$  МГц, что удовлетворяет требованиям.

Выбираем  $g_k = 5$  мСм. Так как резистор, включенный в цепь базы транзистора следующего каскада, имеет сопротивление 1—2 кОм, то его можно не учитывать при определении  $R_{к2}$ . Поэтому  $R_{к2} = 1/g_k = 200$  Ом. Для симметрии в противоположное плечо включен резистор  $R_{к1} = 200$  Ом.

Проверим диапазон ограничения каскада. По паспортным данным ГТ311И максимально допустимое напряжение между эмиттером и базой  $U_{эмкс} = 2$  В. Напряжение, при котором начинается ограничение в усилительном каскаде, составляет  $U_{эмн} = 5 \div 100$  мВ.

Принимая наибольшее значение для  $U_{эмн}$ , получаем, что допустимый диапазон ограничения в одном каскаде равен:

$$D_0 = \frac{2}{0,1} = 20 = 26 \text{ дБ};$$

$$D_0 = 26 \text{ дБ} > K_0.$$

Следовательно, условие отсутствия перегрузки каскадов в усилителе выполнено.

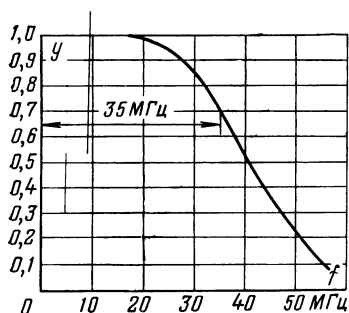


Рис. 35. Нормированная частотная характеристика усилителя.

Транзисторы типа ГТ311И, число каскадов  $n=6$ , проводимость  $g_k = 5$  мСм.

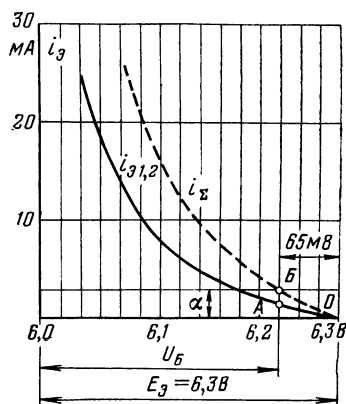


Рис. 36. Статические характеристики каскада ОК—ОБ.

Задаемся стандартным напряжением питания  $E_K = E_0 = 6,3$  В. Строим график зависимости  $i_{\Sigma 1,2} = F(U_{ЭБ})$ . Здесь  $i_{\Sigma 1,2}$  — эмиттерные токи транзисторов пары ОК—ОБ. Построение проводится, как описано в § 8. Результаты приведены на рис. 36.

Так как транзисторы предполагаются одинаковыми, то кривые  $i_1, i_2$  совпадают. Пунктирной линией показана зависимость суммарного тока  $i_{\Sigma} = i_1 + i_2$  от напряжения  $U_{ЭБ}$ .

Рассчитываем пороговое напряжение на базе транзистора последнего каскада ограничителя, при котором должно наступить ограничение  $-U_0$ :

$$U_0 = U_{ВХН} K_0^{n-1},$$

где  $U_{ВХН} = 200 \cdot 10^{-6}$ ;  $K_0 = 3,3$ ;

$$U_0 = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 3,3^5 = 200 \cdot 10^{-6} \cdot 3,18 = 63,6 \text{ мВ};$$

$$U_0 = 65 \text{ мВ}.$$

Откладываем на графике 65 мВ от начала характеристики (точка  $O$ ) и находим соответствующую точку кривой суммарного тока (точка  $B$ ) и кривой  $i_{\Sigma 1,2}$  (точка  $A$ ). Находим суммарный ток транзисторов в начальной рабочей точке

$$I_{\Sigma} = 3 \text{ мА} = 2 I_K,$$

где  $I_K$  — коллекторный ток каждого транзистора в начальной рабочей точке, равный 1,5 мА.

Сопротивление резистора, включенного в цепь эмиттера каскада ОК—ОБ и обеспечивающего  $U_0$ , равно:

$$R_0 = \frac{6,24}{3 \cdot 10^{-3}} = 2080 \text{ Ом}; \quad R_0 = 2 \text{ кОм}.$$

Здесь  $U_B = 6,24$  В — напряжение  $U_{ЭБ}$ , соответствующее точке  $B$ .

В усилителе с ГСТ роль резистора  $R_0$  выполняет выходное активное сопротивление токостабилизирующего транзистора. Так как его базовая цепь заземлена по высокой частоте, то выходное сопротивление может быть принято равным  $1/g_{22}$ ; на средней частоте полосы пропускания проводимость составляет 0,5 мСм. Поэтому требуемое пороговое напряжение сигнала  $U_0$  будет обеспечено. Если имеются зависимости  $Y$ -параметров точно для выбранного значения тока (1,5 мА), то проводится уточнение расчета.

Сопротивления резисторов, определяющих режим транзистора по постоянному току, рассчитываются по формулам (16), (19)—(23) для различных частных случаев: несимметричного каскада, неодинаковых транзисторов и т. п. При использовании транзисторов и деталей с малым разбросом параметров допустимо считать, что каскад симметричен, а нестабильности транзисторов одинаковые:

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B; \quad I_{B3} = 2 I_B, \quad \Delta \beta_1 = \Delta \beta_2 = \Delta \beta_3 = \Delta \beta$$

и т. д.

Тогда из (19) и (20) получаем:

$$\Delta I_{K1,2} = (S_{11} - S_{12}) \left[ \frac{\Delta \beta}{\beta} (I_B + I_{КВО}) + \frac{\beta + 1}{\beta} \Delta I_{КВО} + \frac{(\gamma_B + \alpha) \Delta I_{K3}}{m + 1} - \right. \\ \left. - \Delta U_{ЭБ} \left( \frac{m}{m + 1} \frac{\gamma_B}{R_{\Sigma 1}} - \frac{\gamma_B}{R_{\Sigma 2}} \frac{1}{m + 1} \right) \right].$$

При симметричном каскаде согласно (16)  $m = 1, \alpha = 1$ ,

$$\frac{\gamma_B}{R_{\Sigma 1}} = \frac{\gamma_B}{R_{\Sigma 2}} = \frac{1}{R_1 + r_{B1}} = \frac{1}{R_2 + r_{B2}},$$

следовательно,

$$\Delta I_{K1,2} = (S_{11} - S_{12}) \left[ \frac{\Delta \beta}{\beta} (I_B + I_{KBO}) + \frac{\beta + 1}{\beta} \Delta I_{KBO} + \frac{I_B + 1}{2} \Delta I_{K3} \right].$$

Так как корректирующих резисторов в каскаде нет, то  $R_{31} = R_{32} = 0$  и по (16)  $\gamma_B = 0$ .

$$\Delta I_{K1,2} = (S_{11} - S_{12}) \left[ \frac{\Delta \beta}{\beta} (I_B + I_{KBO}) + \frac{\beta + 1}{\beta} \Delta I_{KBO} + \frac{\Delta I_{K3}}{2} \right].$$

При симметричном каскаде согласно (22)

$$S_{11} - S_{12} = S_{22} - S_{21} = \frac{\alpha + 2\gamma_B}{2\gamma_B (\alpha + \gamma_B)} - \frac{\alpha}{2\gamma_B (\alpha + \gamma_B)} = \frac{\alpha}{\alpha + \gamma_B}.$$

Так как  $\gamma_B = 0$ ,  $\alpha = 1$ , то  $S_{11} - S_{12} = 1$ , и окончательно получаем:

$$\Delta I_{K1,2} = \frac{\Delta \beta}{\beta} (I_B + I_{KBO}) + \frac{\beta + 1}{\beta} \Delta I_{KBO} + \frac{\Delta I_{K3}}{2}.$$

Стабильность токов транзисторов пары в этих условиях определяется главным образом  $\Delta I_{K3}/2$ , т. е. стабильностью ГСТ. В небольшой степени влияют тепловые токи и нестабильности усиления. По справочнику находим, что при изменении температуры в пределах  $\Delta T = \pm 20^\circ$  изменения параметров транзистора будут  $\Delta \beta/\beta = 2$ ,  $\Delta I_{KBO} = 30$  мкА,  $I_B = 25$  мкА,  $I_{KBO} = 10$  мкА,  $1/\alpha' = 1/0,97$ . Тогда получаем:

$$\Delta I_{K1,2} = \left( 2 \cdot 0,035 + \frac{0,03}{0,97} + \frac{\Delta I_{K3}}{2} \right) \text{ мА}.$$

Если допустить изменения коллекторных токов  $\Delta I_{K1,2}$  в пределах 20% от начальных значений, то

$$\Delta I_{K \text{ доп}} = 0,2 I_K = 0,3 \text{ мА};$$

$$\Delta I_{K3} = 2(0,3 - 0,07 - 0,03) = 0,4 \text{ мА}.$$

По формуле (23) находим коэффициент нестабильности ГСТ

$$S_{33} \leq \frac{\Delta I_{K3 \text{ доп}}}{(I_{B3} + I_{KBO3}) \frac{\Delta \beta}{\beta} + \frac{\beta + 1}{\beta} \Delta I_{KBO3} - \gamma_{B3} \frac{\Delta U_{ЭБ}}{R_{33}}},$$

причем

$$\frac{\gamma_{B3}}{R_{33}} = \frac{1}{R_{33} + r_{B3} + R_3}.$$

В заданных температурных пределах

$$\Delta U_{ЭБ} = \pm 20 \gamma_T = \pm 20 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = \pm 0,06 \text{ В},$$

где  $\gamma_T$ , мВ/град, — температурный коэффициент.

Ориентировочно выбираем

$$\frac{1}{R_{33} + r_{B3} + R_3} = \frac{1}{3 \cdot 10^3}$$

и, подставляя соответствующие значения, получаем:

$$S_{33} \leq \frac{0,4}{(0,05 + 0,03) \cdot 2 + 0,03 \cdot 0,97 + \frac{0,06}{3 \cdot 10^3}} = 2,1.$$

Так как для транзистора ГСТ  $\beta \gg 1$ , то выражение (34), определяющее сопротивление резистора  $R_{эз}$ , можно упростить:

$$I_{Кз} = \frac{E_э - U_{ЭБз}}{R_{эз}}; \quad R_{эз} = \frac{E_э - U_{ЭБз}}{I_{Кз}}.$$

При  $E_э = 6,3$  В,  $U_{ЭБз} = 0,1$  В,  $I_{Кз} = 3$  мА получаем:

$$R_{эз} = \frac{6,3 - 0,1}{3 \cdot 10^{-3}} = 2 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 2 \text{ кОм}.$$

По формуле (23) находим:

$$\gamma_{Бз} = \frac{\beta_з - S_{зз}}{S_{зз} \beta_з}; \quad S_{зз} = \frac{\beta_з}{(\gamma_{Бз} \beta_з + 1)}.$$

Подставляя  $\beta_з = 32$ ,  $S_{зз} = 2,1$ , получаем:

$$\gamma_{Бз} = \frac{32 - 2,1}{2,1 \cdot 32} = 0,44.$$

Находим  $R_з$ :

$$R_з = \frac{1 - \gamma_{Бз}}{\gamma_{Бз}} R_{эз} - r_{Бз}.$$

Для транзистора ГТЗ11  $r_{Бз} = 50 \div 100$  Ом. Подставляя конкретные значения, получаем:

$$R_з = 2 \cdot 10^3 \cdot \frac{0,56}{0,44} - 75 = 2475 \text{ Ом};$$

$$R_з = 2,5 \text{ кОм}.$$

На выходе усилителя включаем эмиттерный повторитель, обеспечивающий работу на заданную нагрузку.

### 13. Основы расчета логарифмических усилителей

Описанные выше широкополосные каскады ограничителей могут найти применение при построении некоторых разновидностей логарифмических усилителей: с видеовыходом, на параллельных парах каскадов [8], с дополнительным выходом по каналу амплитудного ограничения и высокой фазоамплитудной стабильностью по этому выходу. Наибольшее распространение находят усилители с видеовыходом, рассмотрению которых посвящен настоящий параграф.

При построении логарифмического усилителя целесообразно применять ИМ, которые представляют собой электрически и конструктивно законченные узлы логарифмического УПЧ с непрерывным детектированием. Как правило, эти ИМ предназначены для использования в последовательном варианте логарифмического усилителя (т. е. характеризуются последовательным включением каскадов) и включают в себя следующие элементарные узлы: симметричный ограничитель, выполненный по схеме ОК—ОБ с резистивной нагрузкой, буферный эмиттерный повторитель, амплитудный детектор, развязывающий каскад видеоусилителя. К внешним

элементам, которые входят в состав усилителя, относятся цепи развязки каскадов по питанию, межкаскадные согласующие цепи, устройства задержки и суммирования видеоимпульсов. В паспортных данных ИМ указываются следующие их параметры: ширина полосы пропускания  $\Delta F_1 = F_v - F_n$ ; коэффициент усиления на средних частотах с учетом коэффициентов передачи буферного эмиттерного повторителя, детектора и развязывающего видеоусилителя ( $K_{o.c}$ ); предельное напряжение на входе каскада, при котором начинается амплитудное ограничение ( $U_{пред}$ ), а также другие данные, относящиеся к температурному режиму, электропитанию и т. д.

Исходными данными для расчета являются: форма сигнала и ширина его спектра (или ширина полосы пропускания всего усилителя в линейном режиме  $\Delta F_n$ ); коэффициент усиления в линейном режиме ( $K_{0n}$ ); напряжение шумов на входе усилителя ( $U_{ш}$ ) или напряжение, с которого должен начинаться логарифмический участок амплитудной характеристики ( $U_{вх.у.н}$ ), обычно выполняется условие, что  $U_{вх.у.н} = (0,1 \div 0,2) U_{ш}$ ; динамический диапазон входных сигналов; допустимое отклонение амплитудной характеристики от логарифмического закона. В некоторых случаях требуется обеспечить определенный динамический диапазон выходных сигналов ( $D_{вых}$ ).

Основные показатели логарифмического усилителя могут быть найдены, как показано в [3, 5], на основании нескольких соотношений, которые должны решаться совместно:

$$\left. \begin{aligned} K_{o.c} &= F_1(\delta); D_{вх} = K_{o.c}^{n-1}; \frac{U_{пред}}{U_{вх.у.н}} = D_{вх}; K_{0n} = K_{o.c}^n; \\ D_{вых} &= K_{o.c} \frac{1 + \log D_{вх} / \log K_{o.c}}{1 + K_{o.c}}, \end{aligned} \right\} \quad (71)$$

где  $K_{o.c} = K_0 K_d K_v K_\varepsilon$  — коэффициент усиления ИМ в линейном режиме с учетом коэффициентов усиления собственно каскада ОК—ОБ ( $K_0$ ), эмиттерного повторителя ( $K_\varepsilon$ ), видеоусилителя ( $K_v$ ), коэффициента передачи детектора ( $K_d$ );  $D_{вх} = U_{вх.макс} / U_{вх.у.н}$  — логарифмический диапазон усилителя, который определяется протяженностью логарифмического участка амплитудной характеристики и должен быть равен динамическому диапазону изменения уровней входных сигналов;  $U_{вх.макс}$  — напряжение на входе, соответствующее концу логарифмического участка амплитудной характеристики;  $U_{пред}$  — напряжение на входе ИМ, при котором начинается амплитудное ограничение;  $n$  — число каскадов усилителя;  $K_{0n}$  — коэффициент усиления всего усилителя в линейном режиме;  $\Delta F_n$  — полоса пропускания всего усилителя в линейном режиме;  $\Delta F_1$  — полоса пропускания одной ИМ от входа до выхода эмиттерного повторителя.

Ввиду того, что выбор ИМ, обладающих различными паспортными данными, ограничен, аналитически решить систему (71) затруднительно. Поэтому расчет усилителя проводится путем после-

довательных приближений. Ниже рассматривается один из возможных вариантов расчета, отправным пунктом которого является точность логарифмической амплитудной характеристики (ЛАХ).

На рис. 37 показан график зависимости относительной ошибки ЛАХ ( $\delta$ , %) от изменений коэффициента усиления  $K_{0.c}$ . Под относительной ошибкой  $\delta$  понимается отношение наибольшего отклонения ЛАХ от логарифмического закона в пределах первого линейно-ломаного участка характеристики к точному значению амплитуды напряжения на выходе.

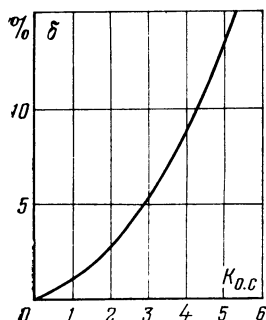


Рис. 37. График зависимости ошибки ЛАХ от линейного усиления одной ИМ.

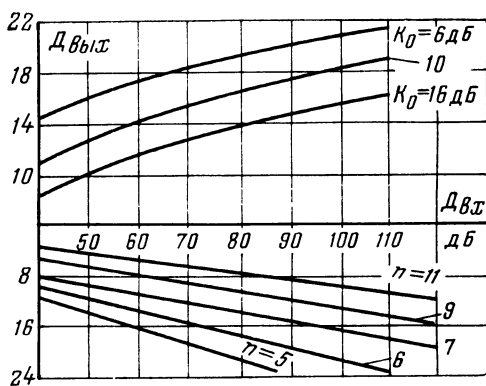


Рис. 38. Графики зависимости диапазона выходных сигналов и числа каскадов логарифмического усилителя от диапазона логарифмирования и линейного усиления одного каскада.

Представленная на рис. 37 кривая является теоретической и построена в предположении, что амплитудные характеристики отдельных каскадов-ограничителей имеют линейный начальный участок с последующим участком жесткого амплитудного ограничения. На практике форма этой кривой отличается от теоретической, так как нелинейные участки статических вольт-амперных характеристик активных элементов не гарантируются заводами-изготовителями. Поэтому расчет кривой  $\delta(K_{0.c})$  необходимо производить для каждой конкретной партии усилительных приборов, используя наиболее вероятную форму нелинейной характеристики для выбранных ИМ. Однако на первом этапе целесообразно использовать теоретическую зависимость, что существенно уменьшает трудности расчетно-аналитического характера; точность оказывается при этом достаточной. Задаваясь ошибкой  $\delta$ , %, по графику на рис. 37 определяется допустимый коэффициент усиления ИМ —  $K_{0.c}$ . По заданной величине динамического диапазона усилителя по входным сигналам  $D_{вх}$  и минимальному напряжению  $U_{вх.у.н}$  находится требуемое предельное напряжение на входе первой ИМ  $U_{пред}$ , соответствующее началу амплитудного ограничения:

$$U_{пред} = D_{вх} U_{вх.у.н} \quad (72)$$



По  $K_{0.c}$  и  $U_{пред}$  производится выбор типа ИМ для разрабатываемого усилителя. При этом амплитуда предельного напряжения выбранной ИМ должна быть несколько больше значения  $U_{пред}$ , рассчитанного по (72). Если предельное напряжение не указано в паспорте, то его можно рассчитать по статическим вольт-амперным характеристикам транзисторов (см. § 8).

Обычно ИМ имеет два—три видеовыхода, отличающихся усилением. Это облегчает подгонку величины  $K_{0.c}$ . Выбранная ИМ должна иметь ширину полосы пропускания, превышающую заданную полосу пропускания  $\Delta F_n$  в 2—3 раза. При выборе учитываются также данные о температурной стабильности ИМ и возможности последовательного их включения. Выбор числа ИМ целесообразно проводить с помощью кривых, которые построены по формулам (71) на рис. 38 [3]. Здесь число каскадов находится по заданному диапазону  $D_{вх}$  в соответствии с рассчитанным коэффициентом усиления ИМ ( $K_{0.c}$ ). Одновременно определяется динамический диапазон выходных напряжений ( $D_{вых}$ ). Коэффициент усиления в линейном режиме определяется по формуле

$$K_{0n} = (K_0 K_3)^n K_d K_{в.}$$
(73)

Если найденное таким образом значение  $K_{0n}$  оказывается меньше (или больше) требуемого, то перед логарифмическим усилителем включают дополнительный линейный усилитель (или широкополосный аттенюатор), компенсирующий разницу в усилении. Входное напряжение, соответствующее началу логарифмического участка и отнесенное к входу предусилителя, будет отличаться от  $U_{вх.у.н.}$ , приведенного выше.

В паспортных данных ИМ обычно указывается ширина полосы пропускания. Но так как общая ширина полосы пропускания усилителя при последовательном соединении ИМ неизвестна, то ее определение и проверка соответствия заданным требованиям проводятся по материалам § 11. Эта методика пригодна для ИМ каскадов-ограничителей, собранных по схеме ОК—ОБ с реактивной нагрузкой, с эмиттерным корректирующим мостом и буферным эмиттерным повторителем. Для расчетов необходимо знать тип транзистора ИМ, его  $Y$ -параметры в широкой полосе частот и параметры элементов ИМ, влияющих на форму частотной характеристики. Параметры транзистора с достаточной точностью рассчитываются по данным физической эквивалентной схемы и известным граничным частотам [38, 7]. Целесообразно использовать также и результаты экспериментальных измерений  $Y$ -параметров.

Суммирование видеоимпульсов, снимаемых с выходов отдельных ИМ, производится непосредственно путем сложения выходных напряжений развязывающих видеокаскадов или детекторов; суммирующая линия задержки в широкополосных усилителях часто отсутствует.

Общее время задержки в одной секции логарифмического усилителя равно:

$$\tau_y = \tau_0 + \tau_n,$$

где  $\tau_y$  — общее время запаздывания;  $\tau_0$  — время запаздывания в транзисторе;  $\tau_n$  — время запаздывания, вносимое цепью нагрузки каскада.

Для высокочастотных транзисторов  $\tau_0 = (1 \div 10) \cdot 10^{-9}$  с. Второе слагаемое при широких полосах пропускания не превышает 0,01—0,02 мкс. Поэтому в линии задержки нет необходимости. Некоторые разновидности ИМ построены таким образом, что к одному из внешних выводов непосредственно присоединен коллектор или эмиттер транзистора развязывающего видеокаскада. В этом случае сложение выходных сигналов отдельных каскадов производится на общем активном сопротивлении. Линейный коэффициент передачи ИМ при этом равен указанному в паспорте ( $K_{0c} = K_0 K_3 K_{дв}$ ), а максимальная амплитуда видеосигнала

$$U_{вн} = n K_{0c} U_{пред},$$

где  $n$  — число каскадов.

На такую амплитуду должен быть рассчитан выходной видеосигнализатор или выходной эмиттерный повторитель.

Если через сумматор возникает заметная обратная связь, то в состав усилителя целесообразно вводить развязывающие резистивные делители напряжения. При этом для улучшения развязки суммирование осуществляется поэтапно: сначала в группах, состоящих из двух-трех соседних секций, а затем выходных напряжений отдельных групп. В этом случае максимальная амплитуда видеосигнала на выходе будет меньше в коэффициент деления раз. Если видеокаскады всех секций усилителя с учетом коэффициентов деления развязывающих делителей имеют одинаковые сквозные коэффициенты передачи и работают в линейном режиме, то они не оказывают влияния на форму амплитудной характеристики усилителя в целом. Это означает, что амплитудную характеристику усилителя можно строить без учета разделительных каскадов, а затем, умножая результат на коэффициент передачи разделительного каскада, найти амплитуду выходного напряжения всего усилителя в целом.

Для проверки ЛАХ следует построить амплитудную характеристику пары — ограничителя (ИМ) и всего усилителя. При линейно-ломаной аппроксимации амплитудной характеристики одной ИМ напряжение на ее выходе определяется по формулам

$$\left. \begin{aligned} U_{вых} &= U_{вх} K_{0c} \quad \text{при } U_{вх} \leq U_{пред}; \\ U_{вых} &= U_{пред} K_{0c} \quad \text{при } U_{вх} > U_{пред}. \end{aligned} \right\} \quad (74)$$

Так как нагрузка ИМ нерезонансная, то в выходном напряжении имеется несколько гармоник. Следует учесть, что обычно средняя частота спектра сигнала расположена вблизи средней частоты полосы пропускания или на более высокой частоте. Поэто-

му на детекторы ИМ действует практически только одна гармоника. Напряжение первой гармоники на выходе пары ОК—ОБ, входящей в ИМ, равно:

$$U_{\text{вых1}} = I_{K1} \frac{1}{g_{K.э}}, \quad (75)$$

где  $I_{K1}$  — амплитуда первой гармоники тока выходного транзистора пары ( $T_2$ );  $g_{K.э}$  — активная проводимость коллекторной нагрузки  $T_2$  с учетом шунтирования следующим транзистором.

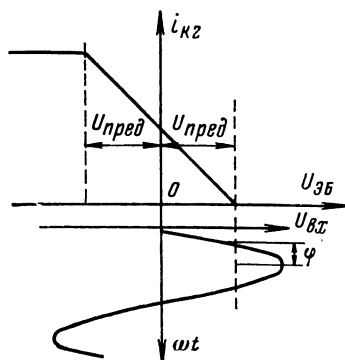


Рис. 39. Динамическая характеристика каскада ОК—ОБ.

Расчет  $I_{K1}$  производится на основе динамической характеристики каскада ОК—ОБ, которую для выбранного режима и заданного значения  $g_{K.э}$  рекомендуется снимать экспериментально. Затем динамическую характеристику аппроксимируют прямыми. Крутизна наклонного участка принимается равной крутизне реальной характеристики в ее линейной области. Аппроксимированная динамическая характеристика пары каскадов ОК—ОБ приведена на рис. 39. Крутизна характеристики  $S$  и значение  $U_{\text{пред}}$  определяются экспериментально.

Характеристика на рис. 39 соответствует  $p-n-p$  транзисторам, причем считается, что  $T1$  и  $T2$  по своим параметрам идентичны. Поэтому предельные напряжения для положительной и отрицательной полуволн одинаковы.

Если  $|U_{\text{вх}}| \leq U_{\text{пред}}$ , то

$$U_{\text{вых}, m} = S U_{\text{вх}} \frac{1}{g_{K.э}}.$$

Если  $|U_{\text{вх}}| > U_{\text{пред}}$ , то

$$U_{\text{вых}, m} = S U_{\text{вх}} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)] \frac{1}{g_{K.э}}, \quad (76)$$

где  $\alpha_1(\varphi)$  — коэффициент первой гармоники импульсов тока. Расчет амплитудной характеристики каскада проводится по формуле (76) для ряда значений  $U_{\text{вх}}$  в пределах от 0 до  $(3 \div 4) U_{\text{пред}}$ .

Амплитудная характеристика всего усилителя строится с помощью рассчитанной выше характеристики одного каскада следующим образом. Прежде всего предполагается, что имеет место строго поочередный режим работы отдельных каскадов. Задаются такими напряжениями на входе усилителя, чтобы в нелинейном режиме работал только последний каскад. Напряжение на входе последнего каскада при этом находится по формуле

$$U_{\text{вх}n} = U_{\text{вых}(n-1)} = U_{\text{вх},y} (K_0 K_э)^{n-1}, \quad (77)$$

где  $U_{\text{вх},y}$  — напряжение на входе усилителя;  $K_0 K_э$  — коэффициент

усиления пары ОК—ОБ до выхода буферного эмиттерного повторителя.

Напряжение на выходе последнего  $n$ -го каскада определяют по расчетной амплитудной характеристике одной пары ОК—ОБ (76), умножая его на коэффициенты передачи детектора и разделительного видеокаскада ( $K_d K_v$ ). Выходное напряжение усилителя находится как сумма выходных напряжений всех каскадов. Полученная таким образом величина дает одну точку на амплитудной характеристике усилителя. Выходные напряжения всех предыдущих ИМ определяются при этом по формуле

$$U_{\text{вых } i} = U_{\text{вх.у}} (K_0 K_3)^i K_d K_v, \quad (78)$$

где  $U_{\text{вых } i}$  — напряжение на сумматоре, создаваемое  $i$ -й ИМ;  $i$  — номер ИМ по порядку от входа усилителя.

Когда в нелинейный режим вступает  $n-1$  ИМ, выходные напряжения  $1 \div (n-2)$  ИМ находятся по (78). Напряжения на выходе  $n$  и  $n-1$  ИМ определяют, используя расчетную характеристику (76). Суммируя выходные напряжения всех ИМ, получают следующие точки на амплитудной характеристике усилителя. Далее переходят в нелинейный режим  $n-2$ ,  $n-3$  и т. д. ИМ, и путем последовательного расчета строится вся характеристика усилителя.

При больших отклонениях результирующей амплитудной характеристики от логарифмического закона должны быть приняты специальные меры для повышения точности ЛАХ, в частности приходится корректировать амплитудные характеристики всех ИМ (точнее — каскадов), входящих в усилитель. Коррекция сводится к изменению коэффициента передачи каскада и уровня выходного, ограниченного напряжения. При этом для количественной оценки эффекта коррекции удобно пользоваться теоретической амплитудной характеристикой одного каскада логарифмического усилителя. Методика построения этой характеристики и ее применение описаны в [6]. Одним из способов управления формой амплитудной характеристики каскада типа ОК—ОБ (как следует из предшествующего изложения, при построении усилителей ШДД наилучшие результаты обеспечивает применение в качестве базового узла каскада именно этого типа) является изменение эмиттерной нагрузки каскада. Это влияет главным образом на максимальное выходное напряжение. Коэффициентом усиления каскада в линейном режиме  $K_{0.c}$  можно управлять, регулируя коэффициент передачи внешних по отношению к ИМ разделительных каскадов или изменяя весовые коэффициенты сумматора.

В некоторых случаях разрабатываемый усилитель должен иметь не только логарифмический выход (т. е. амплитудная характеристика, снимаемая с этого выхода, является логарифмической), но и выход по каналу ограничения, отличительной особенностью которого должна быть независимость фазы выходного сигнала от изменений уровня входного сигнала. Другими словами, фазоамплитудная характеристика, снимаемая с этого выхода,

должна быть равномерной во всем диапазоне уровней входных сигналов. Для таких усилителей следует провести оценку фазовых сдвигов при изменении сигнала на входе в пределах заданного динамического диапазона.

В интегральных усилителях, которые выполнены согласно схемам, подобным приведенной на рис. 31, основные фазовые сдвиги при ограничении обусловлены физическими явлениями, которые возникают в каскаде ОК—ОБ. Буферный эмиттерный повторитель вносит практически один и тот же фазовый сдвиг как в линейном режиме, так и при переходе каскада ОК—ОБ в режим ограничения. Дополнительный фазовый сдвиг, который вносит каскад ОК—ОБ [6], нагруженный на аналогичный каскад, равен:

$$\alpha = (\varphi_{210} - \varphi_{21л}) - \left\{ \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{н.о} \left( 1 + \frac{C_{вх.о}}{C_{п}} \right)} - \frac{\omega \tau_{в.о}}{1 + \frac{C_{вх.о}}{C_{п}}} \right] - \right. \\ \left. - \arctg \left[ \frac{1}{\omega \tau_{н.л} \left( 1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{п}} \right)} - \frac{\omega \tau_{в.л}}{1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{п}}} \right] \right\}, \quad (79)$$

где  $\varphi_{210}$  и  $\varphi_{21л}$  — фазовые сдвиги, вносимые транзистором при ограничении и в линейном режиме;  $\tau_{н.л} = C_{п} R_{вх.л}$ ;  $\tau_{н.о} = C_{п} R_{вх.о}$  — постоянные времени переходной цепи в линейном режиме и при ограничении;  $C_{п}$  — емкость разделительного (переходного) конденсатора;  $R_{вх.л}$ ,  $R_{вх.о}$  — входные сопротивления в линейном режиме с учетом шунтирования базовым делителем и при ограничении;  $\tau_{в.л} = C_{вх.л} R_{н.э.л}$ ;  $\tau_{в.о} = C_{вх.о} R_{н.э.о}$  — постоянные времени входной цепи в линейном режиме и при ограничении:  $\frac{1}{R_{н.э.л}} = \frac{1}{R_{вых}} + \frac{1}{R_{к}} + \frac{1}{R_{вх.л}}$  — эквивалентная проводимость коллекторной нагрузки выходного транзистора каскада в линейном режиме;  $R_{вых}$  — выходное сопротивление каскада ОК—ОБ;  $R_{к}$  — коллекторная нагрузка;  $\frac{1}{R_{н.о}} = \frac{1}{R_{вых}} + \frac{1}{R_{к}} + \frac{1}{R_{вх.о}}$  — эквивалентная проводимость при ограничении;  $C_{вх.л}$  и  $C_{вх.о}$  — входная емкость каскада ОК—ОБ в линейном режиме и в режиме ограничения.

В ИМ, имеющих буферный эмиттерный повторитель, выходное сопротивление очень мало в широкой полосе частот. Поэтому проводимости  $1/R_{н.о}$  и  $1/R_{н.л}$  резко возрастают, а постоянные времени значительно уменьшаются. Соответственно для расчета фазовых сдвигов можно пользоваться упрощенной формулой:

$$\alpha = (\varphi_{210} - \varphi_{21л}) - \left[ \arctg \frac{1}{\omega \tau_{н.о} \left( 1 + \frac{C_{вх.о}}{C_{п}} \right)} - \arctg \frac{1}{\omega \tau_{н.л} \left( 1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{п}} \right)} \right]. \quad (80)$$

Активное входное сопротивление и входная емкость рассчитываются по формулам, полученным в [6]:

$$\left. \begin{aligned} R_{\text{вх.о}} &= \frac{R_{\text{вх.л}}}{[1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)]}; \\ C_{\text{вх.о}} &= C_{\text{вх.л}} [1 - 2(1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)], \end{aligned} \right\} \quad (81)$$

где угол  $\varphi$  соответствует рис. 39 и равен углу отсечки тока по входной цепи каскада ОК—ОБ. Эти формулы справедливы для небольших углов отсечки. При действии на входе усилителя сигналов большого уровня, когда входной ток представляет ограниченные полуволны, близкие к прямоугольным импульсам,  $R_{\text{вх}}$  и  $C_{\text{вх}}$  определяются по формулам:

$$R_{\text{вх.о}} = R_{\text{вх.л}} \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{пред}}}; \quad C_{\text{вх}} = C_{\text{вх.л}} \frac{U_{\text{пред}}}{U_{\text{вх}}}, \quad (82)$$

где  $U_{\text{вх}}$  — амплитуда импульса (близкого к прямоугольному) ограниченной полуволны. Фазовые углы транзистора  $\varphi_{21}$  в линейном режиме и в режиме ограничения находятся, как описано в § 10. Фазовый сдвиг всего усилителя при наиболее сильном сигнале на входе определяются по формуле  $\alpha_y = n\alpha$ , где  $n$  — число ИМ;  $\alpha$  — фазовый сдвиг в одной ИМ.

**Пример расчета.** Рассчитать логарифмический усилитель с видеовыходом и равномерной фазоамплитудной характеристикой по каналу ограничения по следующим данным. Средняя частота спектра входных радиоимпульсов  $f_{\text{ср}} = 60$  МГц, ширина спектра сигнала  $\Delta F_{\text{сн}} = 40$  МГц. Динамический диапазон входных сигналов  $D_{\text{вх}} = 50$  дБ. Коэффициент усиления в линейном режиме  $K_{\text{сн}} = 66$  дБ. Входное напряжение, при котором характеристика становится логарифмической,  $U_{\text{вх.у.н}} = 100$  мкВ. Отклонение расчетной характеристики от логарифмического закона  $\delta$  не более 15%.

Изменения фазы сигнала по выходу с амплитудным ограничением должны быть минимально возможными. Усилитель должен быть построен на основе использования ИМ.

Выбираем для усилителя ИМ типа 2УС282.

Расчет параметров ИМ по указанным номиналам резисторов и для транзистора, аналогичного по своим параметрам КТ331А, дает  $K_0 = 6$ ;  $K_3 = 0,8$ ;  $K_d K_v = 1$ ;  $K_{0с} = 4,8$ . Максимальное напряжение на видеовыходе 350 мВ. Полоса пропускания одной ИМ 170 МГц. Предельное напряжение на входе 50 мВ.

По графику на рис. 37 определяем, что ошибка логарифмирования  $\delta \leq 15\%$  соответствует  $K_{0с} \leq 5$ . По заданной ошибке данная ИМ пригодна. Определяем требуемое предельное напряжение на входе ИМ по заданному диапазону  $D_{\text{вх}}$  и напряжению  $U_{\text{вх.у.н}}$ :

$$U_{\text{пред.т}} = 316 \cdot 100 \cdot 10^{-6} = 31,6 \text{ мВ.}$$

Предельное напряжение ИМ несколько больше, чем  $U_{\text{пред.т}}$ . Полоса пропускания в 2,1 раза больше, чем  $f_{\text{ср}} + \Delta f_{\text{сн}}$ , что также удовлетворяет требованиям. По графику на рис. 38 определяем, что для  $K_{0с} = 4,8$  число ИМ  $n = 5$  и диапазон выходных сигналов  $D_{\text{вых}} = 11$  дБ. Определяем общий коэффициент усиления в линейном режиме:

$$K_{0n} = (K_0 K_3)^n K_d K_v = 2546.$$

Усиление больше заданного ( $K_{0n} = 2000$ ). Поэтому включаем на входе широкополосный аттенуатор, конструктивно размещенный в предшествующем усилительной блоке. Коэффициент ослабления аттенуатора  $K_{\text{од}} = 0,79$ . Начальное напряжение, отнесенное ко входу аттенуатора, равно  $U'_{\text{вх.у.н}} = 79$  мкВ. Для сум-

мирования сигналов, получаемых с выходов отдельных каскадов, используется общее сопротивление  $R_1=100$  Ом, которое соединено с соответствующими выходами через развязывающие резисторы  $R_2=300$  Ом. Тогда максимальная амплитуда видеопульса на выходе равна:

$$U_{в\tau} = n K_0 c U_{пред} K_{дел};$$

$$K_{дел} = \frac{R_1 R_2}{R_1^2 + 3 R_1 R_2 + R_1 R_2};$$

$$U_{в\tau} = 5,4,8,0,05 \frac{100 \cdot 300}{10\,000 + 3 \cdot 100 \cdot 300 + 100 \cdot 300} = 0,276 \text{ В},$$

где  $K_{дел}$  — коэффициент деления развязывающего делителя.

Суммарное напряжение подается на вход оконечного эмиттерного повторителя. Для развязки отдельных каскадов включаем во внешних цепях  $RC$ -фильтры с теми же параметрами, что и использованные в ИМ. Переходные конденсаторы, связывающие ИМ, выбираем из следующих соображений.

Фазоамплитудная характеристика, снимаемая с выхода канала ограничения, должна быть равномерной. Как указано выше, одной из причин фазовых уходов (точнее — фазоамплитудной неустойчивости) при ограничении является действие возникающих при этом видеопульсов на вход следующего каскада. Видеопульсы возникают за счет асимметрии в каскаде ОК—ОБ, детектирования в буферном каскаде, реакции детектора. Чтобы исключить их влияние, ИМ связываются конденсаторами небольшой емкости. Активная входная проводимость ИМ с учетом базового резистора  $g_{вх}=1,4 \div 2$  мСм. При разделительной емкости  $C_{п}=30$  пФ постоянная времени входной цепи равна:

$$\tau_{п} = C_{п} R_{вх} = 600 \cdot 30 \cdot 10^{-12} = 0,0155 \text{ мкс}.$$

Такая емкость обеспечивает дифференцирование видеопульсов и способствует стабилизации фазы сигнала при изменении амплитуды входных радиопульсов в пределах  $D_{вх}$ .

Расчет амплитудной характеристики одного каскада ОК—ОБ проводим по формуле (76) и известным данным ИМ:  $U_{пред}=50$  мВ,  $|Y_{21}|/2=12$  мСм. Проводимость коллекторной нагрузки соответствует данным ИМ:  $g_{кз}=2,2$  мСм;

$$U_{вых} = S U_{вх} [1 - 2 (1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)] \frac{1}{g_{кз}};$$

$$S = \frac{|Y_{21}|}{2};$$

$$U_{вых} = 5,5 U_{вх} [1 - 2 (1 - \cos \varphi) \alpha_1(\varphi)].$$

Угол отсечки определяется по формуле

$$\cos \varphi = \frac{U_{пред}}{U_{вх}}; \quad U_{вх} > U_{пред}.$$

Результаты расчета сведены в табл. 1.

Таблица 1

| $U_{вх}, \text{ В}$ | $5,5 U_{вх}, \text{ В}$ | $\cos \varphi$ | $\varphi, \text{ град}$ | $1 - \cos \varphi$ | $\alpha_1(\varphi)$ | $2(1 - \cos \varphi) \times \alpha_1(\varphi)$ | $U_{вых}, \text{ В}$ |
|---------------------|-------------------------|----------------|-------------------------|--------------------|---------------------|--|----------------------|
| 0,02                | 0,110                   | —              | —                       | —                  | —                   | —  | 0,110                |
| 0,052               | 0,286                   | 0,950          | 20°                     | 0,050              | 0,120               | 0,01   | 0,286                |
| 0,058               | 0,319                   | 0,865          | 30°                     | 0,135              | 0,200               | 0,056  | 0,310                |
| 0,093               | 0,511                   | 0,540          | 57°                     | 0,460              | 0,376               | 0,345  | 0,334                |
| 0,138               | 0,759                   | 0,36           | 69°                     | 0,641              | 0,432               | 0,555  | 0,337                |
| 0,200               | 1,10                    | 0,250          | 75,5°                   | 0,750              | 0,457               | 0,685  | 0,346                |

Далее строим амплитудную характеристику всего усилителя (без учета предварительного ослабления). Результаты расчета сведены в табл. 2.

Таблица 2

| $U_{вх}, В$       | $U_{вых1}, МВ$ | $U_{вых2}, МВ$ | $U_{вых3}, МВ$ | $U_{вых4}, МВ$ | $U_{вых5}, МВ$ | $U_{\Sigma}, В$ | $U_{вых.у}, В$ |
|-------------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|-----------------|----------------|
| $5 \cdot 10^{-5}$ | 0,240          | 1,152          | 5,503          | 26,503         | 127,340        | 0,160           | 0,037          |
| $10^{-4}$         | 0,480          | 2,304          | 11,054         | 53,059         | 290,0          | 0,356           | 0,082          |
| $5 \cdot 10^{-4}$ | 2,400          | 11,520         | 65,270         | 330            | 345            | 0,754           | 0,173          |
| $10^{-3}$         | 4,8            | 23,040         | 110,540        | 345            | 345            | 0,828           | 0,190          |
| $10^{-2}$         | 48             | 270            | 345            | 345            | 345            | 1,353           | 0,311          |
| $2 \cdot 10^{-2}$ | 96             | 335            | 345            | 345            | 345            | 1,466           | 0,337          |
| $5 \cdot 10^{-2}$ | 240            | 345            | 345            | 345            | 345            | 1,620           | 0,373          |

Построение ЛАХ по табл. 2 показывает, что ее отклонение от логарифмического закона не превышает 15%. Расчетное определение фазовых сдвигов для одного каскада ОК—ОБ проведено по формулам (56), (80), (81). При этом принято, что при переходе в режим ограничения транзисторы создают добавочный фазовый сдвиг, определяемый из (56). С достаточной для практики точностью можно считать, что этот фазовый сдвиг появляется при вхождении каскада в режим ограничения и в дальнейшем не изменяется.

Входящие в (80) величины  $R_{вх.л}$  и  $R_{вх.о}$  рассчитывались с учетом шунтирующего сопротивления базового делителя  $R_{дел}=2$  кОм по формуле

$$R_{вх.о, л} = \frac{R_{дел} R'_{вх.о, л}}{R_{дел} + R'_{вх.о, л}}.$$

Сопротивление  $R'_{вх.о}$  рассчитывается по формуле (81). Входная емкость, входящая в (80), берется с учетом емкости монтажа  $C_m=2$  пФ:

$$C_{вх.о, л} = C_m + C'_{вх.о, л},$$

где емкость  $C'_{вх.о}$  рассчитывается по формуле (81). В расчете принято:  $C_{п}=30$  пФ,  $f_T=1$  ГГц,  $C_{вх.л}=15$  пФ,  $R_{вх.л}=600$  Ом (с учетом делителя),  $R'_{вх.л}=850$  Ом (без учета делителя). Результаты расчета для средней частоты  $f_{ср}=60$  МГц сведены в табл. 3.

Таблица 3

| $U_{вх}, В$ | $R'_{вх.о}, Ом$ | $R_{вх.о}, Ом$ | $C'_{вх.о}, пФ$ | $C_{вх.о}, пФ$ | $\omega\tau_{н.о}$ | $1 + \frac{C_{вх.о}}{C_{п}}$ | $Z$  | $\alpha_1, град$ | $\alpha, град$ |
|-------------|-----------------|----------------|-----------------|----------------|--------------------|------------------------------|------|------------------|----------------|
| 0,020       | 850             | 600            | 15              | 17             | 0,450              | 1,565                        | 1,43 | 55               | +3,8           |
| 0,052       | 860             | 600            | 14,8            | 16,8           | 0,450              | 1,560                        | 1,43 | 55               | +3,8           |
| 0,058       | 900             | 900            | 14,3            | 16,3           | 0,485              | 1,540                        | 1,34 | 53,20            | +2             |
| 0,064       | 980             | 980            | 13,0            | 15             | 0,500              | 1,500                        | 1,32 | 53               | +1,8           |
| 0,093       | 1280            | 1280           | 9,9             | 11,9           | 0,520              | 1,400                        | 1,22 | 50,6             | -0,6           |
| 0,138       | 1880            | 1880           | 6,75            | 6,75           | 0,720              | 1,290                        | 1,08 | 47,2             | -4,0           |
| 0,200       | 2650            | 2650           | 4,80            | 6,8            | 0,865              | 1,210                        | 1,04 | 46,2             | -5             |



Расчетное определение фазового сдвига, вносимого каскадом ( $\alpha$ ), производится по формуле (80), которую можно записать в следующем виде:

$$\alpha = \varphi_{210} - \varphi_{21л} - (\alpha_1 - \alpha_2),$$

где

$$\alpha_1 = \arctg \frac{1}{\omega \tau_{н.о} \left( 1 + \frac{C_{вх.о}}{C_{\Pi}} \right)} = \arctg Z;$$

$$\alpha_2 = \arctg \frac{1}{\omega \tau_{н.л} \left( 1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{\Pi}} \right)}.$$

Остальные величины определяются из соотношений:

$$\omega \tau_{н.л} = 0,45 \left( 1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{\Pi}} \right) = 1,565;$$

$$\alpha_2 = \arctg \frac{1}{\omega \tau_{н.л} \left( 1 + \frac{C_{вх.л}}{C_{\Pi}} \right)} = 55^\circ;$$

$$\varphi_{210} - \varphi_{21} = 1,25 f_{ср} / f_T = 3,8^\circ.$$

Как видно, фазовый сдвиг  $\alpha$  при ограничении изменяется по сложному закону в пределах  $7^\circ$ , и его значение можно корректировать, подбирая емкость  $C_{\Pi}$  и шунтирующее сопротивление делителя  $R_{дел}$ . Расчетное значение фазового сдвига 5-каскадного усилителя составляет  $25^\circ$ . Включение переходных конденсаторов малой емкости ( $C_{\Pi} = 30$  пФ), конечно, уменьшает общее усиление усилителя. Если это недопустимо, то проводится повторный расчет с уменьшением коэффициента усиления ИМ, учитывающим влияние переходных конденсаторов. Набег фазы можно уменьшить эмпирическим подбором емкостей  $C_{\Pi}$  и сопротивлений резисторов базовых делителей или применением компенсационных способов.

#### 14. О расчете внешних параметров интегральных микросхем

Разработка усилителей на серийных ИМ связана с решением задачи об оптимальном выборе ИМ отдельных каскадов, способов связи между ними и структуры вспомогательных цепей с целью удовлетворения заданных требований. Применительно к широкополосным логарифмическим усилителям и усилителям с ограничением процесс расчета разделяется на два этапа, соответствующих линейному и нелинейному режимам. Синтез усилителя в линейном режиме из готовых ИМ требует описания их такой системой внешних параметров, которая более пригодна в данном конкретном случае. Разработке таких систем параметров посвящена работа [40]. В [37] предлагается описывать ИМ  $Y$ -параметрами подобно другим четырехполюсникам. В [40] аналитически определены  $Y$ -параметры некоторых схемных конфигураций. Более общий подход состоит в описании ИМ матрицами проводимостей или сопротивлений [33]. Для составления матриц необходимо знать схемную конфигурацию ИМ, параметры элементов, влияющих на частотную характеристику, а также  $Y$ -параметры транзисторов для рабочего режима ИМ в заданной полосе частот.

В результате расчета можно получить такие внешние параметры, как активные и реактивные проводимости, амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики ИМ, нагруженной на определенное комплексное сопротивление, а также максимальный коэффициент усиления. Тем же методом определяются и  $Y$ -параметры ИМ в целом:  $Y_{11c}$ ,  $Y_{12c}$ ,  $Y_{21c}$ ,  $Y_{22c}$ , которые представляют вторую систему внешних параметров. На практике более удобно пользоваться системой входных, выходных проводимостей и частотных характеристик. Параметры  $Y_c$  можно использовать для расчета возвратной разности, определяющей устойчивость ИМ в полосе частот [39]. Дальнейший расчет усилителя в линейном режиме производится по известной методике.

Использование матриц проводимостей приводит к громоздким соотношениям, требует сложных математических преобразований, и поэтому технические расчеты выполняются с применением ЭВМ. Далее описана универсальная программа, пригодная для расчета внешних параметров ИМ произвольной конфигурации.

Исходным этапом расчета является составление полной и укороченной комплексных матриц проводимостей ИМ. Укороченная комплексная матрица далее обозначается  $Y$ . Матрица того же порядка, составленная из вещественных частей элементов  $Y$ , обозначена  $Y_p$ , а составленная из мнимых частей элементов  $Y$  —  $Y_m$ . Порядок составления матриц подробно описан в [33, 37].

Программа для ЭВМ, рассчитанная на анализ устройств, имеющих не более шести узловых точек (включая общую точку заземления), достаточна для многих типов усилителей. Полная матрица имеет порядок  $n''=6$ , а укороченная  $n'=5$ . Порядок субматриц, используемых для расчета внешних параметров,  $n=4$ . Структурная схема программы приведена на рис. 40. Входные данные: матрица активных проводимостей  $G_p$  ( $5 \times 5$ ), включенных между узлами; матрица емкостных проводимостей  $B_c$  ( $5 \times 5$ ), включенных между узлами и рассчитанных для начальной расчет-

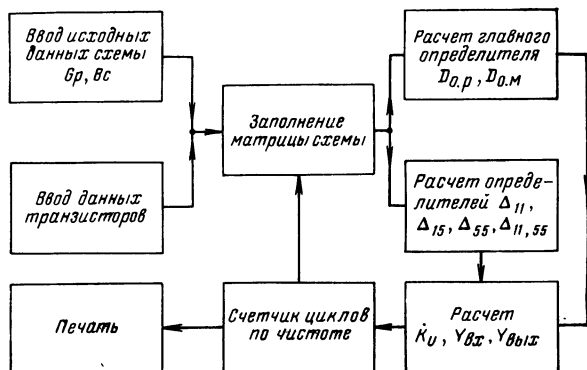


Рис. 40. Структурная программа расчета каскада по сложной схеме.

ной частоты  $F_n$ , массивы активных и реактивных составляющих  $Y$ -параметров транзистора для 11 частот, на которых производится расчет. Массивы  $Y$ -параметров имеют одинаковый для всех параметров размер  $G_{11}$  [0:10],  $G_{12}$  [0:10] и т. д. Матрицы  $G_p$  и  $B_c$  должны соответствовать не полной, а укороченной матрице ИМ. Как видно, программа включает цикл по частоте, которая меняется с шагом  $D_f$ . Текущее значение частоты  $F = F_n + D_f \times F_r$ ,  $F_r = 0 \div 10$  — номер цикла. В начале каждого цикла производится заполнение вещественной  $Y_p$  ( $5 \times 5$ ) и мнимой  $Y_m$  ( $5 \times 5$ ) укороченных матриц для данной рабочей частоты. Матрицы  $Y_p$  и  $Y_m$  состоят из активных ( $G_p$ ) и емкостных ( $B_c$ ) проводимостей усилителя и проводимостей транзисторов. Матрицы  $Y$ ,  $Y_p$ ,  $Y_m$  имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} |Y| &= \begin{vmatrix} a_{11} + jb_{11} & \dots & a_{15} + jb_{15} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{51} + jb_{51} & \dots & a_{55} + jb_{55} \end{vmatrix} \\ |Y_p| &= \begin{vmatrix} a_{11} & \dots & a_{15} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{51} & \dots & a_{55} \end{vmatrix}; \quad |Y_m| = \begin{vmatrix} b_{11} & \dots & b_{15} \\ \dots & \dots & \dots \\ b_{51} & \dots & b_{55} \end{vmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (83)$$

В  $Y_p$  и  $Y_m$  вычеркиваются строки и столбцы, чтобы образовать алгебраические дополнения комплексного определителя матрицы  $Y$ . Этот главный определитель далее обозначен  $\Delta$ , а алгебраические дополнения  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{15}$ ,  $\Delta_{55}$ ,  $\Delta_{11,55}$ , где числа в индексах 11; 15; 55, 11 обозначают номера вычеркнутых строк и столбцов. Например, алгебраическое дополнение  $\Delta_{11}$  равно:

$$\Delta_{11} = (-1)^2 \begin{vmatrix} a_{22} + jb_{22} & \dots & a_{25} + jb_{25} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{52} + jb_{52} & \dots & a_{55} + jb_{55} \end{vmatrix}.$$

Субматрица, соответствующая  $\Delta_{11}$ , обозначается  $\Delta_{11}$ , а матрицы из вещественных и мнимых частей элементов  $\Delta_{11}$  обозначаются  $\Delta_{11p}$ ,  $\Delta_{11m}$ ; они равны:

$$|\Delta_{11p}| = \begin{vmatrix} a_{22} & \dots & a_{25} \\ \dots & \dots & \dots \\ a_{52} & \dots & a_{55} \end{vmatrix}; \quad \Delta_{11m} = \begin{vmatrix} b_{22} & \dots & b_{25} \\ \dots & \dots & \dots \\ b_{52} & \dots & b_{55} \end{vmatrix}.$$

Аналогично обозначаются и другие алгебраические дополнения.

Далее рассчитываются комплексные определители алгебраических дополнений

$$\left. \begin{aligned} \Delta_{11} &= D_{11p} + jD_{11m}; \quad \Delta_{15} = D_{15p} + jD_{15m}; \\ \Delta_{55} &= D_{55p} + jD_{55m}; \quad \Delta_{11,55} = D_{11,55p} + jD_{11,55m}. \end{aligned} \right\} \quad (84)$$

Расчет комплексных определителей производится путем вычис-

ления всех возможных миноров первого и более высоких порядков по формуле [34]:

$$\left. \begin{aligned} D_{11p} &= \sum_{s=0}^{k'} (-1)^s \sum M_{2s}^{\Delta_{11m}} A_{2s}^{\Delta_{11p}}; \\ D_{1:m} &= \sum_{s=0}^{k''} (-1)^s \sum M_{2s+1}^{\Delta_{11m}} A_{2s+1}^{\Delta_{11p}}, \end{aligned} \right\} \quad (85)$$

где  $k'$  и  $k''$  — целые числа, первое из которых не превышает  $n/2$ , а второе —  $(n-1)/2$ ;  $M_{2s}^{\Delta_{11m}}$  — минор порядка  $2s$ , образованный из определителя субматрицы  $\Delta_{11m}$ ;  $A_{2s}^{\Delta_{11p}}$  — алгебраическое дополнение минора  $M_{2s}$ , образованное из определителя субматрицы  $\Delta_{11p}$ . При образовании  $A_{2s}$  используются те же номера строк и столбцов, что и в  $M_{2s}$ .

Порядок минора  $2s$  равен числу выделенных строк и столбцов. Минор нулевого порядка  $M_0^{\Delta_{11m}}$  равен единице, а алгебраическое дополнение нулевого порядка совпадает с определителем  $\Delta_{11p}$ . Минор  $n$ -го порядка  $M_n^{\Delta_{11m}}$  совпадает с определителем  $\Delta_{11m}$ , а алгебраическое дополнение  $A_n^{\Delta_{11m}}$  равно единице.

Формулы для других определителей аналогичны (85). Расчеты усложняются с ростом  $n$ . Для  $n=4$ , что соответствует дополнениям  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{15}$ ,  $\Delta_{55}$ , формулы (85) имеют вид:

$$D_{11p} = \Delta_{11p} - \sum M_2^{\Delta_{11m}} A_2^{\Delta_{11p}} + \Delta_{11m}; \quad (86)$$

$$D_{11m} = \sum M_1^{\Delta_{11m}} A_1^{\Delta_{11p}} - \sum M_3^{\Delta_{11m}} A_3^{\Delta_{11p}}. \quad (87)$$

Для перебора комбинаций строк и столбцов, вычеркиваемых при образовании  $M_2 A_2$ , применяется вспомогательная процедура МИН. Миноры  $M_1$  и алгебраические дополнения  $A_3$  находятся путем последовательного перебора всех элементов соответствующих определителей четвертого порядка.

Вещественная и мнимая части других определителей в (84) рассчитываются по формулам, аналогичным (86) и (87). Алгебраическое дополнение  $\Delta_{11,55}$  имеет другой размер субматрицы ( $3 \times 3$ ), так как здесь вычеркиваются две строки и два столбца.

Расчет  $\Delta_{11,55}$  производится путем разложения комплексного определителя по минорам первого порядка с последующим умножением комплексных чисел. Для расчетов входной и выходной проводимостей нужен также главный определитель матрицы  $Y$ , обозначенный  $\Delta$ . Он имеет размер  $5 \times 5$  и рассчитывается подобно  $\Delta_{11,55}$ , но алгебраические дополнения миноров первой строки находятся по формулам (86) и (87). В результате получаем вещественную и мнимую части  $\Delta$  в следующей форме:

$$\Delta = D_{0,p} + jD_{0,m}. \quad (88)$$

После расчета всех величин, входящих в (84) и (88), производится расчет активных и реактивных входных и выходных проводимостей ( $Y_{вх}$ ,  $Y_{вых}$ ), модуля и фазы коэффициента передачи ИМ

( $K_U$ ) на данной рабочей частоте. Расчет проводится по формулам, аналогичным (37), (49), (50), но индексы соответствуют размеру матрицы  $5 \times 5$ :

$$\left. \begin{aligned} K_U &= \frac{\Delta_{15}}{Y_H \Delta_{11,55} + \Delta_{11}} ; \\ Y_{\text{вх}} &= \frac{Y_H \Delta_{55} + \Delta}{Y_H \Delta_{11,55} + \Delta_{11}} ; Y_{\text{вых}} = \frac{Y_H \Delta_{11} + \Delta}{Y_H \Delta_{11,55} + \Delta_{11}} , \end{aligned} \right\} \quad (89)$$

где  $Y_H$  — комплексная проводимость нагрузки ИМ;  $Y_H$  — выходная проводимость предыдущего каскада, рассматриваемого как источник сигнала. Эти величины также входят в исходные данные для расчета и задаются в виде массивов вещественных и мнимых частей  $Y_H$ ,  $Y_H$  для 11 частот, на которых производится расчет. После вычисления всех внешних параметров на данной рабочей частоте стирают записи в матрицах  $Y_p$ ,  $Y_m$  и во всех рабочих массивах и по аналогичному алгоритму выполняют цикл для следующей рабочей частоты. В конце определяют максимальное усиление в полосе частот, рассчитывают фазочастотную характеристику. Затем внешние параметры ИМ печатают в виде таблиц. Сравнение расчетов, проведенных по описанной программе и выполненных другими методами, показывает их близкое совпадение.

## Глава пятая

### ОСНОВЫ РАСЧЕТА ШИРОКОПОЛОСНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМ УСИЛЕНИЕМ

#### 15. Общие сведения об усилителях с распределенным усилением

Усилители с распределенным усилением (УРУ) образуют отдельный, самостоятельный класс усилителей. Их отличительной особенностью является использование реактивных компонентов усилительного каскада при формировании амплитудно-частотной характеристики. Принцип направленного сложения высокочастотных сигналов, на основе которого выполнены УРУ, позволяет использовать предельные возможности активных элементов при построении интегральных сверхширокополосных нелинейных усилителей ШДД.

Принцип построения УРУ был предложен В. Персивалем в 1936 г. Опыт, накопленный отечественными и зарубежными специалистами в последующие годы, нашел свое обобщение в монографии [41]. Вопросам систематизации теории построения и расчета однородных малоомощных ламповых и транзисторных УРУ посвящена работа [25]. При рассмотрении транзисторных УРУ в работе основное внимание уделено каскодному соединению ОЭ—ОБ.

Последующее изложение посвящено некоторым вопросам построения маломощных УРУ на транзисторах, включенных по каскодной схеме ОК—ОБ. Основное внимание обращено на построение УРУ, использующих ФНЧ типа  $K$  с сосредоточенными параметрами, т. е. в частотном диапазоне до 600—700 МГц.

Многокаскадный усилитель с распределенным усилением представляет собой последовательное соединение каскадов УРУ, каждый из которых, как правило, состоит из двух линий передачи (входной и выходной) и соединяющих эти линии передачи усилительных элементов. Усилительный элемент и связанные с ним элементы передающей линии образуют основную секцию каскада УРУ. Для согласования линии передачи с нагрузочными сопротивлениями могут быть введены согласующие секции. Иллюстрирующая сказанное, обобщенная структурная схема каскада УРУ изображена на рис. 41.

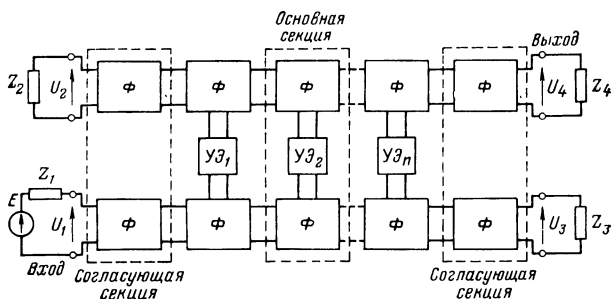


Рис. 41. Функциональная схема усилителя с распределенным усилением.

В зависимости от типа используемых линий передачи и способа присоединения к ним активных элементов классифицируют различные структуры УРУ. В однородных УРУ на ФНЧ типа  $K$  усилительный каскад содержит две линии передачи, каждая из которых образована последовательным соединением  $LC$ -цепей.

Этот тип линии (или фильтра) наиболее прост в изготовлении и настройке и позволяет обеспечить ширину полосы пропускания 600—700 МГц. На более высоких частотах параметры реактивных элементов фильтров становятся соизмеримыми с индуктивностями вводов усилительных элементов и распределенными емкостями катушек индуктивностей. Поэтому при необходимости дальнейшего расширения полосы пропускания УРУ до частот порядка единиц гигагерц применяются линии передачи на элементах с распределенными параметрами.

Как видно из рис. 41, при построении УРУ принципиальным решением является параллельное подключение активных элементов к линии. В свою очередь это обуславливает целесообразность использования  $Y$ -параметров при анализе и расчете УРУ.

Линия, образованная полувеньями указанной структуры, характеризуется следующими основными параметрами:

$$f_{кр} = \frac{1}{\pi \sqrt{LC}} ; \quad (90)$$

волновым сопротивлением

$$\rho_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{\pi f_{кр} C} ; \quad (91)$$

временем задержки сигнала каждым полувеньем

$$\tau = \sqrt{LC} ; \quad (92)$$

скоростью распространения сигнала по линии

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}} . \quad (93)$$

Для обеспечения синхронного сложения напряжений время распространения сигнала во входной и в выходной линиях должно быть одинаковым, что в свою очередь определяет необходимость равенства критических частот обеих линий.

Совокупность усилительного элемента и связанных с ним полувеньев линий передачи образует секцию каскада УРУ. Число секций в каскаде определяется требуемым коэффициентом усиления. Для устранения отражений и связанных с ними искажений сигнала каждая из линий должна нагружаться на сопротивления, равные волновым. При этом оказывается, что выходная линия нагружена на волновые сопротивления с двух сторон и на одном из этих сопротивлений (левая согласующая секция) происходит бесполезная трата энергии усиливаемого сигнала. Это приводит к тому, что коэффициент усиления по напряжению, даваемый одной секцией, оказывается равным:

$$K_1 = \frac{S \rho_0}{2} . \quad (94)$$

Если количество секций в каскаде равно  $n$ , то коэффициент усиления по напряжению одного каскада УРУ равен:

$$K_0 = n K_1 = \frac{1}{2} n S \rho_0 . \quad (95)$$

Несмотря на простую линейную зависимость между коэффициентом усиления одного каскада  $K_0$  и количеством основных секций в каскаде  $n$ , следует иметь в виду, что для обеспечения заданного коэффициента усиления может потребоваться слишком большое число секций. Переход к обычному каскадному соединению может позволить получить тот же заданный коэффициент усиления, но при меньшем числе активных элементов, поскольку в этом случае коэффициенты усиления отдельных каскадов перемножаются.

Действительно, усиление одного каскада

$$K_0 = nK_1, \quad (96)$$

Усиление  $m$  каскадов:

$$K_N = (nK_1)^m. \quad (97)$$

Отсюда

$$n = \frac{\sqrt[m]{K_N}}{K_1}. \quad (98)$$

Полное число основных секций, необходимых для обеспечения заданного значения коэффициента усиления  $K_N$ , будет равно:

$$N = mn = \frac{m}{K_1} \sqrt[m]{K_N}. \quad (99)$$

Производная  $dN/dm$  позволяет определить минимальное число основных секций усилителя при заданных  $K_N$  и  $K_1$

$$m = \ln K_N, \quad (100)$$

откуда

$$K_N = (nK_1)^m = e^m. \quad (101)$$

Таким образом, при усилении одного каскада  $K_0 = nK_1 = e$  обеспечивается минимальное количество основных секций усилителя с распределенным усилением при заданном  $K_N$ :

$$n = \frac{e}{K_1} = \frac{2,7 \cdot 2}{S \rho_0} = \frac{2,7 \omega_{кр} C_{вых}}{S}. \quad (102)$$

Следует обратить внимание на то, что полученные соотношения отражают свойства УРУ на частотах, лежащих ниже критической частоты линий передачи. Очевидно, свойства последних оказывают заметное влияние на форму частотной характеристики УРУ. Для ФНЧ типа  $K$  зависимости волнового сопротивления и фазовой постоянной от частоты описываются следующими соотношениями:

$$\rho = -\frac{\rho_0}{\sqrt{1 - \eta^2}}; \quad (103)$$

$$b = \arctg \frac{\eta}{\sqrt{1 - \eta^2}}, \quad (104)$$

где  $\eta = f/f_{кр}$  — относительная частота.

На частотах  $\eta > 0,5$  значение  $\rho$  быстро растет, что приводит к подъему амплитудно-частотной характеристики каскада УРУ в области частот, близких к  $f_{кр}$ , и к искажениям усиливаемого сигнала. Кроме того, на форму амплитудно-частотной характеристики каскада УРУ влияют частотная зависимость параметров усилительного элемента и увеличение потерь (собственных и вносимых) передающих линий. Уменьшение крутизны усилительного элемента и увеличение потерь являются факторами, противодействующими росту волнового сопротивления с увеличением частоты.



## 16. Y-параметры усилительного элемента на транзисторах в каскодной схеме ОК—ОБ

Характерной особенностью УРУ является возможность достижения в них значительно более широких полос пропускания по сравнению с другими типами усилителей. Это в свою очередь требует учета частотной зависимости параметров усилительного элемента во всем заданном диапазоне частот, для чего обычно используются найденные эмпирическим путем Y-параметры транзисторов. При их отсутствии можно воспользоваться результатами анализа физической эквивалентной схемы замещения транзистора, а также выводами общей теории нагруженного четырехполюсника. Ввиду значительного технологического разброса параметров транзисторов сложные физические эквивалентные схемы замещения использовать для расчетов нецелесообразно. Поэтому оценку частотной зависимости параметров усилительного элемента проведем на основе П-образной физической эквивалентной схемы замещения (схема Джаколетто). Параметры ее элементов линейно зависят от исходных режимов работы транзистора по постоянному току и позволяют довольно точно определить частотные свойства транзистора вплоть до частот порядка  $0,5f_\alpha$ . При анализе частотных зависимостей сверхширокополосных усилителей, какими являются УРУ, следовало бы учитывать влияние индуктивностей выводов. Действительно, при длине выводов транзистора  $l=2$  см и диаметре  $d=0,05$  см индуктивность вывода оказывается порядка 0,02 мкГн, что на частоте 500 МГц приводит к возникновению реактивного сопротивления, равного 50 Ом, и к появлению резонанса при значении входной емкости, равной 10 пФ на частоте 360 МГц. Вместе с тем транзисторы с полосковыми выводами типов ГТ330Д, ГТ330Ж имеют индуктивность выводов около 1 нГн, что на частоте 500 МГц дает реактивное сопротивление 3 Ом, а паразитный резонанс при входной емкости 5 пФ образуется на частоте 2 ГГц, т. е. выше верхней граничной частоты транзистора  $f_T$ .

Приведенные рассуждения позволяют пренебречь влиянием индуктивностей выводов при построении УРУ, обладающих верхней граничной частотой не более 500 МГц и выполненными на транзисторах с полосковыми выводами.

Для упрощения анализа частотных свойств усилительного элемента, собранного по схеме ОК—ОБ, полагаем, что корректирующий мост отсутствует.

Если учесть, что при включении транзистора с ОЭ  $Y_{11} \gg Y_{12}$  и  $Y_{22} \gg Y_{12}$ , то матрица Y-параметров для каскодного соединения ОК—ОБ (57) имеет вид:

$$|Y_{к.б}| = \begin{vmatrix} \frac{Y_{11}}{2} & -\frac{Y_{11}Y_{22}}{2Y_{21}} \\ -\frac{Y_{21}}{2} & \frac{Y_{22}}{2} \end{vmatrix}. \quad (105)$$

Пользуясь соотношениями для входной и выходной проводимостей и коэффициента усиления, известными из теории нагруженного четырехполюсника, а также учитывая, что в усилителе с распределенным усилением источником сигнала является низкоомная входная линия передачи ( $Y_c \gg Y_{11}$ ), а нагрузкой — низкоомная выходная линия ( $Y_n \gg Y_{11}$ ), проводимости и коэффициент усиления по напряжению определяют как

$$Y_{вх} \approx \frac{Y_{11}}{2}; Y_{вых} = \frac{Y_{22}}{2}; K_U = \frac{Y_{21}}{2Y_n}. \quad (106)$$

Выражения для комплексных проводимостей каскада удобно представить в нормированной форме [42]:

$$Y_{вх} = \frac{g_{11}}{2} \frac{1 + jax}{1 + jx}; Y_{вых} = \frac{g_{22}}{2} \frac{1 + jbx}{1 + jx}; Y_{21} = \frac{g_{21}}{2} \frac{1}{1 + jx}, \quad (107)$$

где

$$\left. \begin{aligned} g_{11} &= \frac{g_{\Sigma}}{1 + r_B g_{\Sigma}}; g_{21} = \frac{G}{1 + r_B g_{\Sigma}}; \\ g_{22} &= g_K (1 + g_{21} r_B) \end{aligned} \right\} \quad (108)$$

— параметры транзистора на низкой частоте;

$$a = \frac{1}{r_B g_{11}}; b = \frac{\tau_K}{\tau}; \tau_K = \frac{C_K}{g_K}; \tau = \frac{r_B C_{\Sigma}}{1 + r_B g_{\Sigma}};$$

$x = \omega\tau$  — обобщенная частота.

Представление  $Y$ -параметров в нормированном виде позволяет выявить общие закономерности поведения активных и реактивных составляющих проводимостей каскада при изменении частоты.

Чтобы учесть влияние изменения параметров транзисторов на амплитудно-частотную характеристику каскада УРУ и на параметры передающих линий, целесообразно перейти от комплексного представления  $Y$ -параметров каскада (107) к активным и реактивным составляющим:

$$\left. \begin{aligned} g_{вх} &= \frac{g_{11}}{2} \frac{1 + ax^2}{1 + x^2}; C_{вх} = \frac{1}{2} \frac{C_{\Sigma}}{1 + x^2}; \\ g_{вых} &= \frac{g_K}{2} \left( 1 + g_{21} r_B \right) \frac{1 + C_K \omega_T x^2}{1 + x^2} \approx \frac{g_K}{2} (1 + g_{21} r_B); \\ C_{вых} &= \frac{C_K}{2} \left( 1 + \frac{g_{21} r_B}{1 + x^2} \right); \end{aligned} \right\} \quad (109)$$

$$|Y_{21}| = \frac{g_{21}}{\sqrt{1 + x^2}}.$$

Анализ полученных выражений позволяет оценить степень изменения параметров каскада в широком частотном диапазоне.

Уменьшение модуля проводимости прямой передачи  $|Y_{21}|$  (или крутизны) с ростом частоты может быть использовано для коррекции АЧХ каскада УРУ. Действительно, уменьшение крутиз-

ны частично компенсируется ростом характеристического сопротивления выходной линии, и это способствует, в конечном итоге, увеличению степени равномерности АЧХ.

Поскольку относительные изменения выходной и входной емкостей усилительного элемента неодинаковы в интервале частот, то обеспечение равенства частот среза фильтров несколько затрудняется. Кроме того, становится неодинаковым время прохождения сигналов в звеньях входной и выходной линий, что в свою очередь нарушает синхронность суммирования сигналов, создаваемых каждой секцией.

Увеличение активной составляющей входной проводимости усилительного элемента, наблюдаемое с ростом частоты, может привести к увеличению потерь входной линии, ее рассогласованию с источником сигнала и как следствие к нарушению в ней режима бегущей волны. В конечном итоге это приводит к увеличению неравномерности АЧХ в области верхних частот. Уменьшение входной проводимости может быть достигнуто введением ООС, например, использованием корректирующего моста. При этом улучшаются качественные показатели усилителя с точки зрения как расширения частотного диапазона, так и меньшей зависимости рассмотренных параметров от частоты. При этом, естественно, коэффициент усиления по напряжению каждой секции уменьшится.

## 17. Выбор элементов линии передачи

Исходными величинами, определяющими свойства линии передачи, являются характеристическое сопротивление линии  $\rho_0$  и критическая частота  $f_{кр}$ . Большшему значению  $\rho_0$  соответствует и большее значение коэффициента усиления, даваемое каждой секцией. Но при этом уменьшается значение  $f_{кр}$ . Произведение волнового сопротивления  $\rho_0$  на  $f_{кр}$  является величиной постоянной, и максимизация этого произведения связана с уменьшением емкости в параллельной ветви фильтра. В общем случае емкость каждого звена входной линии передачи состоит из частотно-зависимой входной емкости усилительного элемента и дополнительной емкости  $C_{доп}$ , включающей в себя монтажную емкость и емкость добавочного контура, т. е.

$$C_1 = C_{вх}(\omega) + C_{доп}. \quad (110)$$

Относительное изменение входной емкости усилительного элемента от частоты определяется частотным коэффициентом (109)

$$A_c(\omega) = \frac{1}{1 + x^2}. \quad (111)$$

Относительное изменение полной емкости фильтра равно:

$$A_0(\omega) = \frac{C_1(\omega)}{C_{10}} = \frac{C_{вх0} A_c(\omega) + C_{доп}}{C_{10}} = 1 - \frac{C_{вх0}}{C_{10}} \frac{x^2}{1 + x^2}, \quad (112)$$

где  $C_{10}$  — значение полной емкости фильтра при  $\omega = 0$ .

Обычно для устранения нежелательных явлений вблизи критической частоты среза фильтров (имеются в виду отражения от нагрузки, связанные с нарушением режима согласования) параметры линий передачи выбираются из условия

$$f_{\text{кр}} = (1,2 \div 1,4) f_{\text{в}}, \quad (113)$$

где  $f_{\text{в}}$  — верхняя граничная частота, задаваемая техническими требованиями.

С учетом (113) можно определить минимальную емкость фильтра, исходя из допустимой расфазировки входной и выходной линий передачи. Будем исходить из условия одинаковых частот среза обеих линий и величин фазовых постоянных распространения. Это в свою очередь требует одинаковых значений  $L$  и  $C$  в линиях. Если учесть, что выходная емкость усилительного элемента меньше входной, то в первом приближении можно считать емкость выходной линии частотно-независимой и нарушение требования равенства частот среза линий отнести за счет частотной зависимости емкостей звеньев входной линии. Для последующих рассуждений целесообразно связать частотные зависимости параметров транзистора и частоты среза линии передачи. Для этого введем следующее обозначение:

$$x_0 = \frac{\omega_{\text{кр}}}{\omega_s}.$$

Тогда

$$x = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega}{\omega_{\text{кр}}} \frac{\omega_{\text{кр}}}{\omega_s} = \eta x_0. \quad (114)$$

Поскольку наличие потерь несущественно сказывается на характеристических сопротивлениях в большей части полосы пропускания, можно утверждать, что неидентичность входной и выходной линий передачи проявляется в относительном изменении фазовой постоянной звена фильтра  $\beta$ .

Известно [25], что для ФНЧ типа  $K$  уменьшение коэффициента усиления не более чем на 10% из-за расфазировки передающих линий будет при выполнении следующего условия на частоте  $\eta = 0,9$ :

$$b_p = \omega_{\text{кр}1}/\omega_{\text{кр}2} \geq 1,1 \sin(1,12 - 0,775n), \quad (115)$$

где  $n$  — число секций.

Предполагается, что  $\omega_{\text{кр}1} < \omega_{\text{кр}2}$ . Приведенное соотношение позволяет определить допустимое взаимное отличие элементов фильтра. Если отнести взаимные расстройки к изменениям емкости входной линии передачи, то условие (115) может являться определяющим для допустимого относительного изменения емкости входной цепи и тем самым для определения минимальной емкости фильтра  $C_{11}$ . Относительные изменения резонансной частоты и емкости связаны известным соотношением:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C}.$$

Тогда на основании (112) и (115)

$$C_{1\text{мин}} = \frac{C_{\text{вх}0}}{2(1-b_p)} \frac{x^2}{1+x^2}. \quad (116)$$

При числе секций от трех до шести величина  $b_p$  изменяется в пределах от 0,84 до 0,93.

Определив минимальное значение емкости фильтра, можно найти волновое сопротивление, индуктивность последовательной ветви и число секций.

**Пример расчета каскада УРУ на каскодных элементах ОК—ОБ.** Задана верхняя граничная частота каскада УРУ, равная 500 МГц. В качестве усиительного элемента используется соединение ОК—ОБ с двумя источниками питания, с Т-образным корректирующим мостом и токостабилизирующим резистором. Выбор обусловлен тем, что можно обойтись меньшим количеством деталей (отсутствуют базовые делители). При необходимости обеспечить устойчивую работу УРУ в более или менее широком диапазоне температур могут быть использованы те же схемные решения, что и в усилителях обычного типа, а именно. применение термостабилизирующего транзистора и вспомогательных резистивных цепей для поддержания соответствующих режимов по постоянному току.

В качестве усиительного прибора выбираем транзистор с полосковыми выводами типа ГТЗ30Ж. Его параметры:  $f_T = 1,5$  ГГц;  $C_k \leq 3$  пФ;  $C_{\text{Э}} \leq 5$  пФ; модуль коэффициента передачи тока на высокой частоте  $|B| \geq 10$ ;  $r_B = 20$  Ом при  $I_{\text{Э}} = 3$  мА;  $r_{\text{Э}} = 6$  Ом;  $S_0 = 30$  мА/В.

Определим граничную частоту по крутизне:

$$f_s = f_T \frac{r_{\text{Э}}}{r_B} = 1,5 \cdot 10^9 \cdot \frac{6}{20} = 450 \text{ МГц.}$$

Тогда нормированное значение верхней граничной частоты

$$x = \frac{f_B}{f_s} = \frac{500}{450} = 1,1.$$

Критическая частота среза фильтров

$$f_{\text{кр}} = 1,2 f_B = 600 \text{ МГц.}$$

Минимальная емкость фильтра определяется при  $b_p = 0,9$ :

$$C_{1\text{мин}} = \frac{C_{\text{вх}0}}{2(1-b_p)} \frac{x^2}{1+x^2} = \frac{[0,5 \cdot 5]}{2(1-0,9)} \cdot \frac{1,21}{1+1,21} = 6,8 \text{ пФ.}$$

Определим волновое сопротивление линии передачи:

$$\rho_0 = \frac{1}{\pi f_{\text{кр}} C_1} = \frac{1}{1,2 \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 6,8 \cdot 10^{-12}} = 78 \text{ Ом.}$$

Принимаем  $\rho_0 = 75$  Ом и находим индуктивность последовательной цепи:

$$L = \rho_0^2 C = 75^2 \cdot 6,8 \cdot 10^{-12} = 38 \cdot 10^{-9} = 38 \text{ нГн.}$$

Исходя из того, что коэффициент усиления каскада должен равняться 2,7, определяется число основных секций каскада:

$$n = \frac{2 \cdot 2,7}{S \rho_0} = \frac{5,4}{30 \cdot 10^{-3} \cdot 75} = 2,4.$$

Принимаем  $n = 3$ .

В эмиттерную цепь вводим Т-образный корректирующий мост. Принимаем сопротивление плеча моста (см. рис. 22)  $R_a = 1/2g_2 = 7,5$  Ом.

Чтобы квазирезонансная частота моста совпала с  $f_*$ , емкость корректирующего конденсатора должна быть равной:

$$C_{\text{кор}} = \frac{1}{2\pi f_R 2R_a} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \cdot 10^6 \cdot 15} = 20 \text{ пФ}.$$

Определим емкости дополнительных конденсаторов, включенных в линии передачи, принимая емкость монтажа равной 2 пФ:

$$C_{1 \text{ доп}} = C_{1 \text{ мин}} - C_{\text{м}} - C_{\text{вх} 10} = 6,8 - 2 - 2,5 = 2,3 \text{ пФ};$$

$$C_{\text{доп}} = C_{\text{1 мин}} - C_{\text{м}} - C_{\text{вых}} = 6,8 - 2 - 1,5 = 3,3 \text{ пФ.}$$

Результаты расчета использовались при экспериментальных исследованиях широкополосных УРУ на каскодных элементах ОК-ОБ. Использовались навесной монтаж и бескаркасные катушки индуктивности.

## Глава шестая

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ СХЕМЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

## 18. Усилители-ограничители

На рис. 42 приведена принципиальная схема шестикаскадного апериодического усилителя-ограничителя на ИМ К1УТ221Б. Способ включения ИМ для получения двухстороннего симметричного

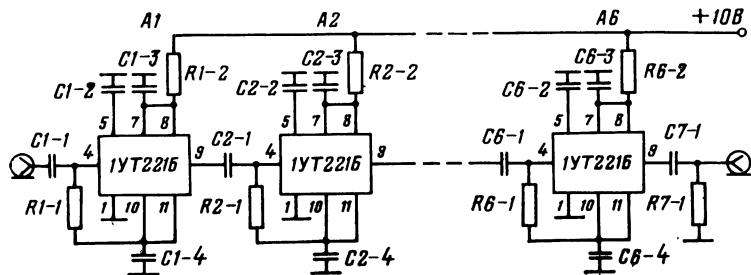


Рис. 42. Принципиальная схема усилителя-ограничителя на ИМ 1УТ221Б. Сопротивления резисторов 390 Ом, емкости конденсаторов 47 000 пФ.

ограничения обусловлен питанием от одного источника постоянного тока напряжением  $+10\text{ В}$ , резисторы  $R1-2—R6-2$  и конденсаторы  $C1-3—C6-3$  выполняют роль фильтров. Конденсаторы  $C1-4—C6-4$  обеспечивают заземление базы второго транзистора каскодного усилителя по переменному току. Заземление по переменному току коллекторов первых транзисторов обеспечивается конденсаторами  $C1-2—C6-2$ . Нагрузками каскадов по переменному току являются резисторы  $R2-1—R7-1$ .

Амплитудно-частотная характеристика усилителя количественно определялась значениями граничных частот  $f_{\text{н}} = 10$  кГц;  $f_{\text{в}} =$

$\approx 5$  МГц. Исследования усилителя проводились на средней частоте  $f_{cp} = 500$  кГц. Для этого на входе усилителя включались дополнительный согласующий каскад и электромеханический фильтр типа ЭМФДП-500Н-3,1 с полосой пропускания 12 кГц. Общий

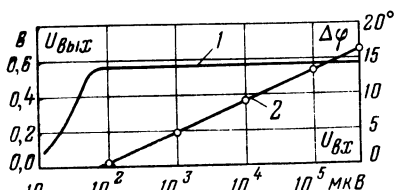


Рис. 43. Амплитудная (1) и фазоамплитудная (2) характеристики усилителя-ограничителя.

коэффициент усиления с учетом входного согласующего каскада составляет 80 дБ, а диапазон эффективного амплитудного ограничения 72 дБ.

На рис. 43 представлены амплитудные и фазоамплитудные характеристики усилителя. Амплитуда выходного высокочастотного напряжения определяется исходным значением коллекторного тока второго транзистора и эквивалентной нагрузкой по переменному току (в

данном случае резисторами  $R2-1$ — $R7-1$ , поскольку их сопротивления много меньше выходных и входных сопротивлений каскадов).

Фазоамплитудная характеристика является типичной для многокаскадного усилителя-ограничителя, в котором не приняты дополнительные меры для ослабления зависимости фазового сдвига от изменений амплитуды входного сигнала [6]. Очевидно, эта зависимость обусловлена тем, что имеет место изменение активных проводимостей и динамических емкостей каскада при его переходе от режима линейного усиления в режим ограничения. В свою очередь это приводит к изменению как эквивалентных параметров каскада, так и наклона фазочастотной характеристики. Монотонно нарастающая форма ФАХ рассматриваемого усилителя обусловлена суммированием фазовых сдвигов, вносимых отдельными каскадами при их последовательном переходе в режим ограничения.

На рис. 44 представлена принципиальная схема шестикаскадного апериодического усилителя-ограничителя на ИМ типа

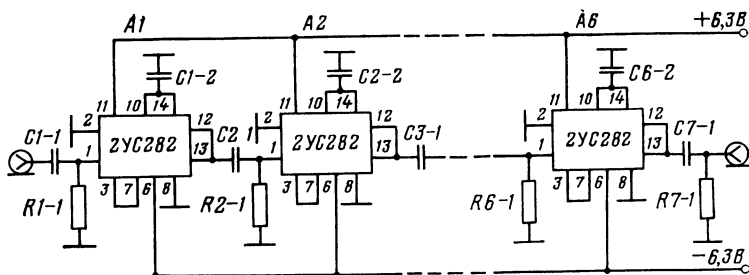


Рис. 44. Принципиальная схема усилителя-ограничителя на ИМ 2YC282. Сопротивления резисторов 390 Ом, емкости конденсаторов 47 000 пФ.

2УС282. Усилитель питается от двух источников. Сравнительно малое омическое сопротивление собственных коллекторных нагрузок дифференциальной пары позволяет при построении усилителя-ограничителя использовать коллекторный резистор первого транзистора (см. рис. 18) в качестве элемента фильтра цепи питания. Вторым элементом фильтра являются конденсаторы  $C1-2-C6-2$ . Из сравнения общих принципиальных схем усилителей-ограничителей на ИМ типа 1УТ221 (рис. 42) и на ИМ типа 2УС282 видно, что последний усилитель содержит вдвое меньшее количество внешних навесных элементов.

Амплитудные характеристики обоих усилителей практически совпали, т. е. коэффициент усиления в линейном режиме имеет значение порядка 80 дБ, диапазон эффективного амплитудного ограничения 72 дБ.

При рассмотрении фазоамплитудных характеристик усилителя исследования проводились на двух частотах:  $f_{cp}=500$  кГц (как и в предыдущем случае) и на  $f_{cp}=2,1$  МГц. При этом использовались интегральные пьезокерамические фильтры на объемных волнах с полосой пропускания 12—14 кГц. Максимальная неустойчивость фазы выходного сигнала составила: на  $f_{cp}=500$  кГц  $\Delta\varphi_{max}=17\div18^\circ$ ; на  $f_{cp}=2,1$  МГц  $\Delta\varphi_{max}=20\div22^\circ$  при одном и том же диапазоне изменения уровня входного сигнала. Хотя усилитель является сравнительно широкополосным, большая неустойчивость фазы выходного сигнала объясняется меньшим входным сопротивлением ИМ 2УС282 по сравнению с ИМ 1УИ221. Поэтому при тех же сопротивлениях нагрузочного резистора ( $R_I=390$  Ом) относительное изменение эквивалентного сопротивления каскада при переходе в режим ограничения оказывается большим. Результаты экспериментов совпадают с результатами теоретических и экспериментальных исследований, приведенных в [10].

## 19. Логарифмические усилители

На рис. 45 представлена электрическая схема логарифмического радиоусилителя с последовательным суммированием. Усилитель состоит из шестикаскадного усилителя-ограничителя, выполненного на ИМ типа 2УС656, фазосдвигающих каскадов на полевых транзисторах  $T1-T6$  и сумматора на резисторе  $R7-2$ . Каскад на транзисторе  $T7$  является выходным.

Усилитель имеет два выхода: с жестким ограничением (Выход 1) и с логарифмической амплитудной характеристикой (Выход 2). Исследования проводились на частоте  $f_{cp}=500$  кГц. Амплитудные характеристики на выходе 1 практически такие же, что и у усилителей-ограничителей, рассмотренных в предыдущем параграфе. Максимальная неустойчивость фазы выходного сигнала  $\Delta\varphi=24\div26^\circ$ . Такой большой уход фазы обусловлен малым входным сопротивлением ИМ и отсутствием токостабилизирующего транзистора в дифференциальном каскаде. Достоинством применения ИМ типа 2УС656 при построении усилителей-ограничителей является



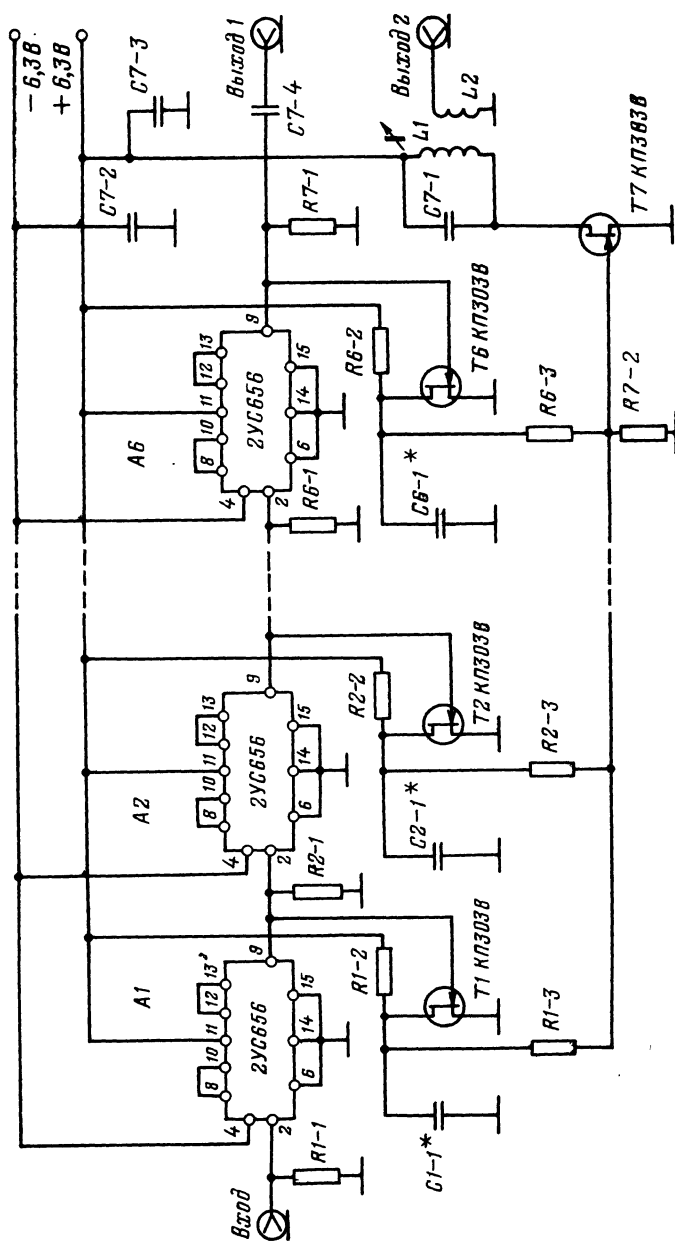


Рис. 45. Принципиальная схема логарифмического радиоприемника на ИМ 2УС656.

R1-7 — R7-1 — 390 Ом; R1-2 — R6-2 — 1,5 кОм; R1-3 — R6-3 — 62 кОм; R7-2 — C7-4 — 68 000 пФ; C1-1 — 68 пФ; C2-1 — 56 пФ; C3-1 — 43 пФ; C4-1 — 33 пФ; C5-1 — 20 пФ; C6-1 — 12 пФ.

малое количество внешних дополнительных элементов (необходим всего один резистор).

Для получения логарифмической амплитудной характеристики с одновременным обеспечением равномерности фазоамплитудной характеристики использовался принцип геометрического суммирования, т. е. сложение высокочастотных напряжений с определенными фазовыми сдвигами [27, 6]. Для этого между сумматором и каналом усилителей-ограничителей включены апериодические каскады ( $T1—T6$ ), обеспечивающие развязку между цепями и создающие необходимый фазовый сдвиг между суммируемыми высокочастотными напряжениями. Резисторы  $R2$  ( $R1-2—R6-2$ ) и конденсаторы  $C1$  ( $C1-1—C6-1$ ) образуют фазосдвигающие цепи. Резисторы  $R3$  ( $R1-3—R6-3$ ) с резистором  $R7-2$  образуют делители, обеспечивающие требуемый уровень выходного напряжения. На рис. 46 изображены амплитудные характеристики усилителя с первого выхода (кривая 1) и второго (кривая 2). Изменение соотношения между  $R3$  и  $R7-2$  приводит к параллельному смещению кривой 2 вверх или вниз. Отклонения реальной амплитудной характеристики от идеального логарифмического закона не превышают 8%.

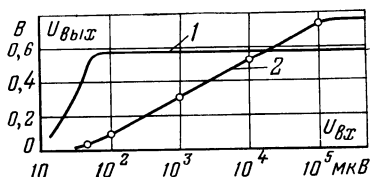


Рис. 46. Амплитудные характеристики логарифмического радиоусилителя.

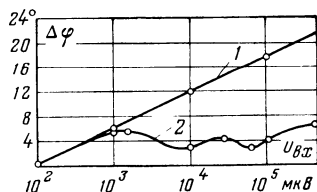


Рис. 47. Фазоамплитудные характеристики логарифмического радиоусилителя с первого (1) и второго (2) выходов.

На рис. 47 представлены фазоамплитудные характеристики усилителя соответственно с первого и второго выходов. Подбор параметров фазосдвигающей цепи (в частности, конденсатора  $C1$ ) приводит к тому, что нестабильность фазы выходного напряжения (на средней частоте) не превышает фазовый сдвиг, создаваемый одним каскадом усилителя-ограничителя. Зависимость 2 является типичной для логарифмических радиоусилителей, использующих принцип геометрического суммирования.

На рис. 48 изображена электрическая схема логарифмического радиоусилителя на ИМ типа 2УС357. Принцип построения усилителя и назначение элементов такие же, как у предыдущего. Исследования проводились на средней частоте  $f_{ср} = 2,1$  МГц. Амплитудные характеристики имеют следующие параметры: коэффициент усиления в линейном режиме порядка 82 дБ, диапазон жесткого амплитудного ограничения (Выход 1) 74 дБ; протяженность логарифмического участка амплитудной характеристики (Выход 2) 62 дБ.

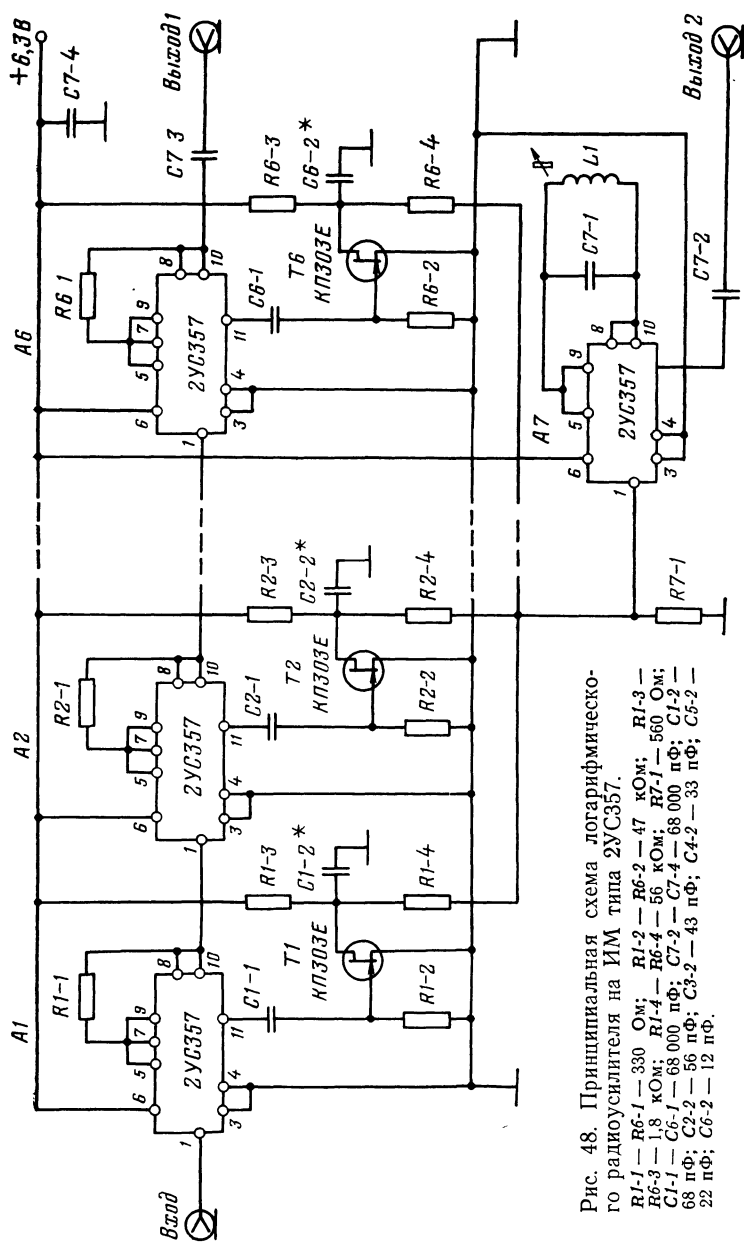


Рис. 48. Принципиальная схема логарифмического радиоприемника на ИМ типа 2UC357.  
 R1-1 — R6-1 — 330 Ом; R1-2 — R6-2 — 47 кОм; R1-3 — R6-3 — 1,8 кОм; R1-4 — R6-4 — 56 кОм; R7-1 — 560 Ом; C1-1 — C6-1 — 68 000 пФ; C7-1 — C7-4 — 68 000 пФ; C1-2 — 68 пФ; C2-2 — 56 пФ; C3-2 — 43 пФ; C4-2 — 33 пФ; C5-2 — 22 пФ; C6-2 — 12 пФ.

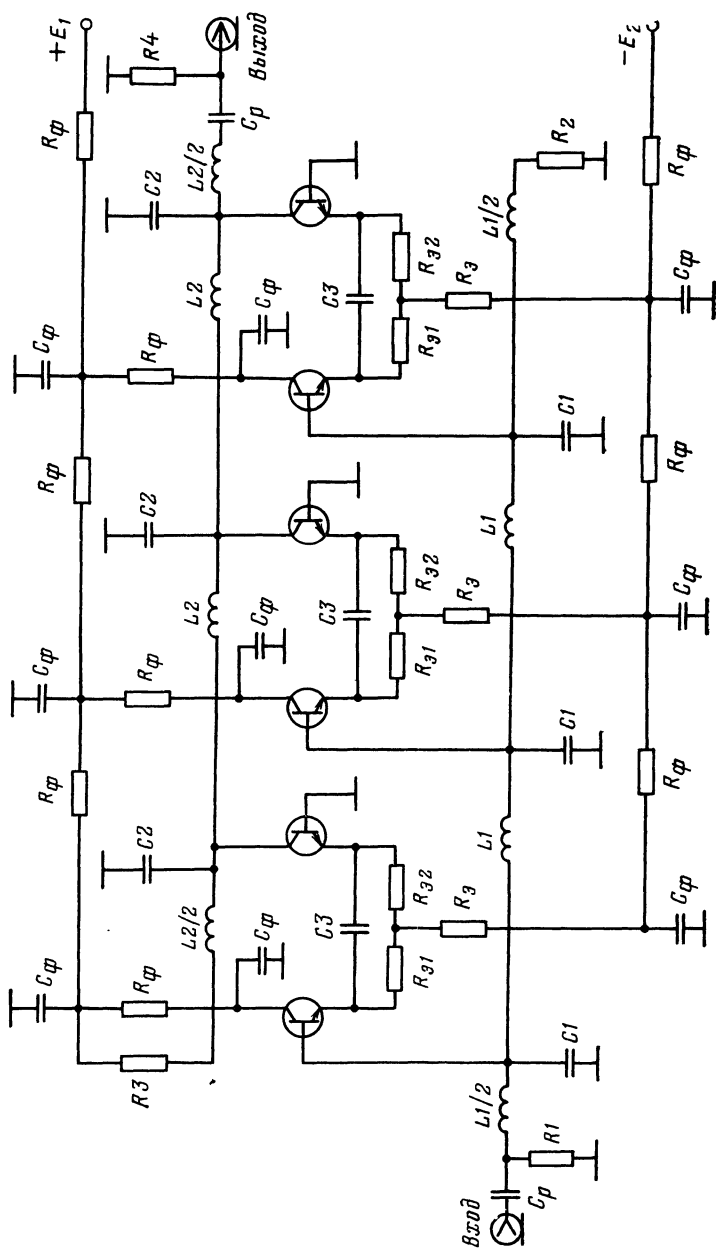


Рис. 49. Принципиальная схема каскада УРУ.

Широкополосность ИМ и сравнительно большое входное сопротивление обеспечивают высокую степень равномерности фазоамплитудной характеристики. Максимальный уход фазы высокочастотного напряжения на средней частоте на выходе усилителей-ограничителей (Выход 1) составил  $12^\circ$ . Использование принципа геометрического суммирования при построении логарифмического радиоусилителя позволило получить нестабильность фазы выходного напряжения (Выход 2) в пределах  $2^\circ$ .

Рассмотренные разновидности логарифмических радиоусилителей могут быть основой при построении усилителей-ограничителей ШДД со стабильными фазовыми характеристиками. Для этого достаточно на выходе включить еще один ограничительный каскад. Сжатый диапазон входных сигналов и предварительное уменьшение фазоамплитудной нестабильности позволяют получить амплитудную характеристику с жестким ограничением и высокую стабильность фазы выходного напряжения.

Тот же принцип может быть использован в логарифмических усилителях ШДД с видеовыходом. Для этого достаточно в развязывающих каскадах обеспечить режим амплитудного детектирования суммирующих напряжений.

## 20. Усилитель с распределенным усилением

На рис. 49 показана принципиальная схема каскада УРУ. Каскад состоит из трех секций, выполненных на базе дифференциального каскада с Т-образным корректирующим мостом. Питание осуществляется от двух источников. Это обеспечивает нулевой по отношению к «земле» потенциал базы первых транзисторов и упрощает построение входных передающих линий. Резисторы  $R_\Phi$  и конденсаторы  $C_\Phi$  образуют фильтры в цепях питания. Резисторы  $R1-R4$  согласованы с волновыми сопротивлениями линий, что обеспечивает в них режим бегущей волны. Параметры элементов взяты в соответствии с результатами примера расчета каскада УРУ, приведенного в § 16.

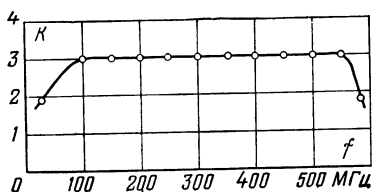


Рис. 50. Экспериментальная амплитудно-частотная характеристика каскада УРУ.

Экспериментальная амплитудно-частотная характеристика каскада изображена на рис. 50. Она отражает

достаточно хорошее совпадение с результатами теоретических исследований.

Для обеспечения стабильности работы УРУ в широком диапазоне температур целесообразно в эмиттерные цепи включать стабилизаторы тока с термостабилизацией.

Рассматриваемые каскады УРУ могут быть выполнены с использованием гибридных или полупроводниковых ИМ. Для этого необходимо, чтобы транзисторы ИМ имели бы достаточно высокую граничную частоту.

# КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ

## 21. Компоновка микросхем и дискретных элементов в многокаскадных усилителях

Проблемы конструирования усилителей неразрывно связаны с уменьшением их габаритов, массы, потребляемой энергии и повышением надежности, с использованием нормализованных и унифицированных узлов, средств автоматизации и механизации, а также значительным снижением стоимости. Многообразие требований, предъявляемых к усилителям, явилось причиной различных подходов к решению указанных задач. Применение интегральных микросхем позволяет наилучшим образом решить поставленные задачи.

В настоящее время широкое распространение получили линейные гибридные ИМ, изготовленные по тонкопленочной и толстопленочной технологиям, а также полупроводниковые (монолитные) ИМ. Своеобразие процесса проектирования гибридно-пленочных функциональных устройств заключается в тесной взаимосвязи схемотехнических, конструктивных и технологических решений. При этом учитываются физические свойства исходных материалов, принципы их использования, особенности и технологические ограничения. Возможности того или иного схемотехнического решения во многом зависят от учета этих факторов.

Разработка устройств в пленочном исполнении включает в себя макетирование устройства на дискретных элементах, расчет резисторов и конденсаторов по заданным номиналам, выбор подложки, составление монтажных схем размещения элементов в пределах подложки, включая навесные активные элементы, изготовление необходимых трафаретов, напыление пленочных микросхем и конструктивное оформление устройства в целом.

При конструировании отдельных каскадов ИМ блока усилителя должны быть использованы такие методы расчета, которые обеспечивают необходимую информацию о разрабатываемых микросхемах с достаточной степенью достоверности. Работоспособность правильно рассчитанной по электрическим параметрам интегральной микросхемы зависит в основном от точности топологии и обеспечения требований к номиналам и допускам элементов, паразитным связям, температурному режиму и т. п.

Взаимосвязь между конструкцией, электрической схемой и технологией в интегральных усилителях оказывается значительно сильнее, чем в усилителях на дискретных элементах.

Наряду с устройствами, выполненными по тонкопленочной технологии, в усилителях используются полупроводниковые ИМ. Их

преимуществами являются дешевизна при массовом производстве и более высокая надежность. К недостаткам относится возникновение паразитных эффектов в пассивных цепях в диапазоне частот от 50 МГц и выше. Необходимо также отметить высокую стоимость и большую трудоемкость подготовительных технологических операций, что неприемлемо для мелкосерийного производства.

В усилителях промежуточной частоты могут применяться и ИМ, изготовленные по совмещенной технологии, а потому обладающие преимуществами как тонкопленочных, так и полупроводниковых устройств. К недостаткам относится несколько большая стоимость технологических операций по сравнению с полупроводниковой технологией. Это обусловлено увеличением количества операций, в результате чего уменьшается процент выхода годных устройств. Кроме того, невозможен подбор отдельных компонентов.

При конструировании гибридно-пленочные, полупроводниковые или специально разработанные для данного усилителя интегральные микросхемы соединяются в единый блок. При этом для настройки усилителя, фильтрации питающих напряжений и других целей в состав усилителя вводится ряд дискретных элементов, что значительно сокращает общий процент заполнения объема, увеличивает количество паяных или сварных соединений, усложняет конструкцию и уменьшает надежность.

Для сравнения различных конструкций усилителей промежуточной частоты в табл. 4 и 5 приведены электрические и конструк-

Таблица 4

| Фирма (страна)         | Тип микросхемы | Схема включения | Диапазон пропуск-<br>аемых частот $D_f$ ,<br>МГц | Полоса пропускания<br>$\Delta F$ , МГц | Приведенный коэф-<br>фициент усиления на<br>один транзистор $K_{U_1}$ ,<br>раз | Произведение полосы<br>пропускания на при-<br>веденный коэффици-<br>ент усиления<br>$\Delta F K_{U_1}$ , МГц |
|------------------------|----------------|-----------------|--|--|--|--|
| Ferranti (Япония)      | —              | (ОЭ—ОЭ)*        | 0,3—100  | 99,7                                   | 2,38   | 238  |
| Plessey (Англия)       | —              | —               | 50—90  | 40                                     | 2,12   | 85   |
| РСА (США)              | 171            | —               | 30—300   | 270                                    | 2,17   | 586  |
| РСА (США)              | СА—3023        | ОЭ—ОК           | 0—10   | 10                                     | 2,38   | 23,8   |
| Plessey (Англия)       | —              | (ОК—ОЭ)*        | 0,455  | —                                      | 3,16   | —  |
| Gutler Hammer<br>(США) | —              | ОЭ*             | 20—120   | 100                                    | 1,78   | 178  |

\* Являются гибридно-пленочными.

Примечание. Основная часть ИМ изготовлена на основе полупроводниковой технологии.

торско-технологические параметры ряда ИМ и УПЧ. Однако сопоставление по этим параметрам ряда ИМ и УПЧ может дать точные количественные конструктивно-технологические результа-

Таблица 5

| Фирма (страна)      | Тип микросхемы         | Технология изготовления | Объем одной микросхемы, см <sup>3</sup> |
|---------------------|------------------------|-------------------------|---|
| Gutler-Hammer (США) | УПЧ логарифмический    | Тонкопленочная          | 0,26                                    |
| Sony (Япония)       | УПЧ                    | То же                   | 0,45                                    |
| Plessey (Англия)    | Автомобильный приемник | Полупроводниковая       | 2,9                                     |
| Motorola (США)      | УПЧ 60 МГц             | То же                   | 0,15                                    |
| Chicago (США)       | УПЧ 60 МГц             | Совмещенная             | 0,12                                    |

Продолжение табл. 5

| Количество элементов в одной микросхеме | Плотность компоновки, 1/см <sup>2</sup> | Общий объем УПЧ, см <sup>3</sup> | Объем микросхем в УПЧ, % | Общее количество элементов в УПЧ | Плотность компоновки УПЧ, 1/см <sup>2</sup> |
|---|---|----------------------------------|--------------------------|----------------------------------|---|
| 18                                      | 59                                      | 47                               | 3                        | 129                              | 2,8   |
| 16                                      | 35,5                                    | 3,8                              | 35                       | 48                               | 12,7  |
| 57                                      | 31                                      | 7,2                              | 40                       | 57                               | 14,5  |
| 16                                      | 93                                      | 6,5                              | 14                       | 97                               | 14,9  |
| 15                                      | 125                                     | 7                                | 12                       | 90                               | 13  |

ты лишь при различных конструкциях усилителей, выполненных по одной и той же принципиальной схеме. Из таблиц видно, что за счет дискретных элементов и элементов конструкции плотность упаковки усилителей ниже плотности входящих в их состав ИМ примерно в 6,8 раза.

Показатели, характеризующие объем и плотность упаковки, могут быть улучшены за счет отказа от традиционных методов конструирования УПЧ, когда ИМ и дискретные детали устанавливаются на соединительную печатную плату, которая помещена в общий экранирующий корпус. Улучшению конструктивно-технологических характеристик может способствовать наличие в подложках отверстий для установки транзисторов, микроминиатюрных дискретных элементов (настраиваемых индуктивностей) и отказа от экранирования каждого каскада УПЧ.

Требование отказа от применения двойной экранировки и вместе с тем усиление экранировки отдельных каскадов можно выполнить с помощью экранированных каскадов на ИМ, соединенных друг с другом так, чтобы осуществлялся надежный электрический контакт между экранирующими корпусами отдельных каскадов. Если материал каркаса обладает свойствами высокочастотного диэлектрика и дискретные элементы каждого каскада располагаются непосредственно в теле каркаса, то можно выполнить



и второе требование — отказаться от соединительной печатной платы. На рис. 51—53 изображены конструкции УПЧ в пенальном и в плоскостном исполнении.

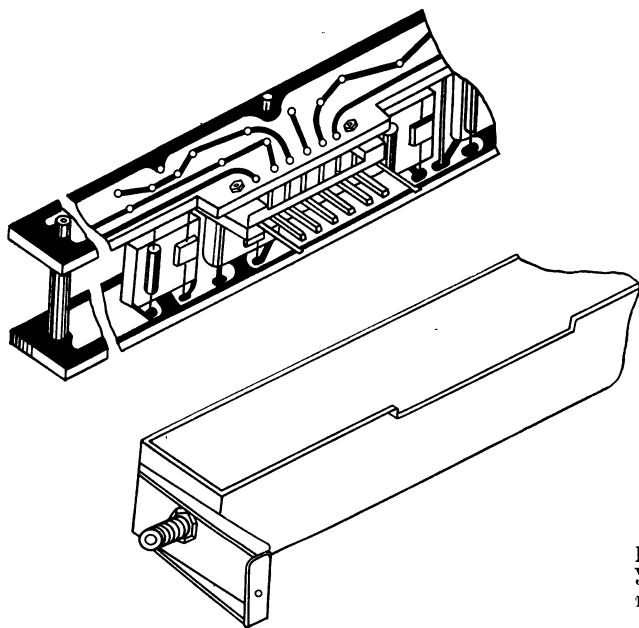


Рис. 51. Конструкция УПЧ в пенальном исполнении.

Для экспериментальных работ, связанных с изготовлением небольшого количества опытных образцов усилителей, может применяться гибридно-пленочная технология, а для большой серии наиболее перспективной технологией можно считать совмещенную и полупроводниковую.

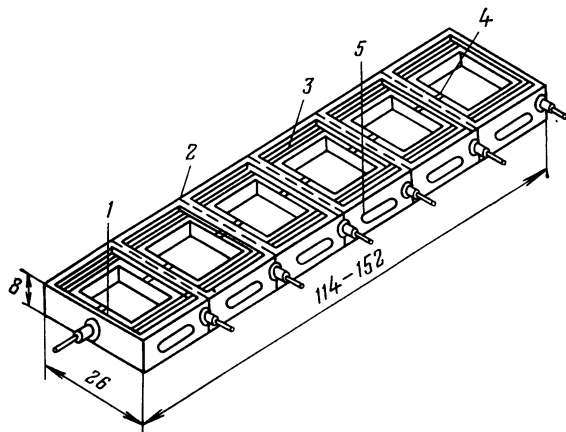


Рис. 52. Конструкция УПЧ в плоскостном исполнении.

1 — место установки подложки; 2 — перегородка-экран; 3 — шины цепей питания; 4 — переходная контактная площадка; 5 — ниша под дискретные элементы.

Современная технология гибридных ИМ обеспечивает изготовление их элементов с сосредоточенными параметрами. Размеры последних много меньше длины волны генерируемого или усиливаемого сигнала. Поэтому распределенные реактивности пленоч-

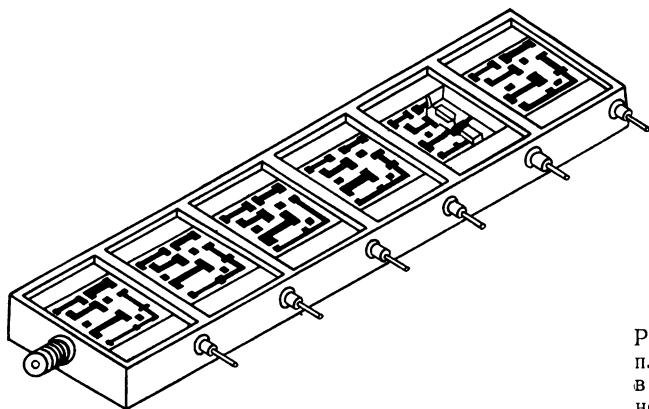


Рис. 53. Гибридно-пленочный усилитель в плоскостном исполнении.

ных катушек индуктивности, резисторов, диэлектрического слоя пленочных конденсаторов оказываются пренебрежимо малыми, не оказывают влияния на работу этих элементов.

Таблица 6

| Фирма | Несущая частота, МГц | Усиление, дБ | Коэффициент шума, дБ | Форма амплитудной характеристики | Динамический диапазон или глубина АРУ, дБ | Объем, см <sup>3</sup><br>(масса, г) |
|-------|----------------------|--------------|----------------------|----------------------------------|---|--------------------------------------|
| MSEC  | 30                   | 80           | 3,0                  | Линейная                         | —   | 4,9                                  |
|       | 100                  | 75           | 3,5                  | »                                | —   | 49                                   |
|       | 240                  | 60           | 4,0                  | »                                | —   | 49                                   |
| IMC   | 30                   | 70           | 2,5                  | Линейная                         | —   | 65,5                                 |
|       | 155                  | 30           | 4,7                  | »                                | —   | 82                                   |
|       | 55                   | 72           | 8,0                  | »                                | —   | 82                                   |
| I.E.L | 60                   | 100          | 4,0                  | Линейная                         | 80  |                                      |
|       | 160                  | —            | —                    | Логарифмическая                  | —   |                                      |
|       | 70                   | 26           | 3,5                  | Линейная                         | —   |                                      |
|       | 30                   | 35           | 1,5                  | »                                | —   |                                      |
|       | 30                   | 26           | 3,5                  | »                                | 60  |                                      |
| RHG   | 60                   | —            | —                    | Логарифмическая                  | 60  | 100 (130)                            |
|       | 70                   | 60           | 3,0                  | Линейная                         | 40  | 49 (65)                              |
|       | 70                   | 20           | 3,0                  |                                  | —   | 33 (50)                              |
|       | 70                   | 30           | —                    | »                                | —   | —                                    |
|       | 125                  | 20           | —                    | »                                | —   | —                                    |

Разработанные к настоящему времени гибридные интегральные пленочные усилители, генераторы, фильтры, построенные на использовании пленочных элементов с сосредоточенными параметрами, по качественным показателям сопоставимы с аналогичными устройствами на дискретных элементах [43—46].

В табл. 6 приведены параметры серийных транзисторных УПЧ в миниатюрном исполнении на миниатюрных дискретных элементах. Уровень их выходной мощности ограничивается типами примененных транзисторов, а верхняя граничная частота определяется возможностью изготовления пленочных элементов с наименьшими размерами. Анализ данных табл. 4—6 позволяет сделать вывод, что применение интегральных микросхем позволяет значительно уменьшить объем УПЧ при практическом сохранении электрических показателей.

## **22. Конструкции многокаскадных усилителей на ИМ**

Конструирование гибридно-пленочных УПЧ не требует создания специальных методов электрического расчета. Работоспособность правильно рассчитанного по электрическим параметрам гибридно-пленочного усилителя в основном зависит от точности расчета топологии, при которой должны быть обеспечены требования к номиналам и допускам элементов, паразитным связям, температурному режиму и т. д.

При конструировании гибридно-пленочных усилителей особое значение имеет вопрос компоновки ИМ, навесных элементов и фильтров.

В среднем на УПЧ, построенный с использованием серийно выпускаемых ИМ, приходится около 10—15 навесных элементов; если же использованы ИМ частного применения, то таких элементов около 7—10. В качестве навесных элементов могут применяться резисторы МТ, МЛТ, СПУ, конденсаторы КМ, КЛС, К-53, катушки индуктивности, дроссели фильтров и специальные микро-радиоэлементы, разрабатываемые для применения в гибридных интегральных устройствах.

Особое место среди дискретных элементов занимают детали, устанавливаемые непосредственно на подложки ИМ, которые выполнены по тонкопленочной технологии. К таким элементам относятся конденсаторы, например К10-9, К10-22, микроиндуктивности с кольцевыми чашечными ферритовыми сердечниками, бескорпусные транзисторы, диоды и целые микросборки.

При проектировании блока усилителей необходимо каскады ИМ вместе с дискретными элементами располагать в каркасе из высокочастотного диэлектрика, металлизировать каркасы по поверхности и путем склеивания скрепить их так, чтобы осуществлялся надежный электрический контакт между поверхностями отдельных каркасов. Тогда плотность упаковки не будет снижаться при компоновке ИМ в многокаскадный УПЧ (рис. 52, 53).

Рассмотрим несколько вариантов конструкции интегральных усилителей.

*Конструкция УПЧ в пенальном исполнении.* Такой усилитель характеризуется использованием в качестве основного усилительного каскада ИМ в корпусе типа «Пенал» и расположением корпусов ИМ на единой подложке. Корпуса ИМ устанавливаются перпендикулярно соединительной печатной плате.

Общий вид УПЧ приведен на рис. 51; схемы возможных соединений ИМ в усилителе с применением дополнительных фильтрующих цепей показаны на рис. 42, 44, 45.

Конструктивно все каскады (усилительные или видеодетекторные) выполнены на ситалловой подложке размером  $16 \times 10$  мм, они после монтажа на каркасе устанавливаются в корпус размером  $20 \times 15 \times 6$  мм типа «Пенал».

Несоразмерность габаритов корпуса «Пенал» и применяемых дискретных элементов привела к тому, что для увеличения плотности монтажа детали монтируются не на единой печатной плате, а между двумя платами. Печатные платы с деталями устанавливаются в латунный корпус с высокочастотными соединителями типа МВР и элементами крепления.

Внешние электрические соединения осуществляются посредством соединителя типа МРН-14, который впаян в одну из печатных плат. Конструкция УПЧ в целом не является герметичной, вследствие чего монтажные платы и дискретные элементы необходимо лакировать.

При разработке конструкции необходимо особое внимание обратить на прокладку заземляющих проводников, поскольку неправильное их расположение может привести к появлению положительной обратной связи между каскадами и к искажению амплитудно-частотной характеристики усилителя. Объясняется это самым методом конструирования: компоновка деталей на двух печатных платах усложняет пространственную конфигурацию усилителя, затрудняет замену отдельных микроузлов при выходе их из строя. Большая длина токоведущих проводников и сложная траектория высокочастотного сигнала предполагают тщательное заземление экранирующих корпусов типа «Пенал», что усложняет технологию сборки, поскольку корпуса сделаны на основе алюминиевых сплавов. В таком УПЧ количество элементов в  $1 \text{ см}^3$  составляет 2,5.

*Конструкция УПЧ в плоскостном исполнении.* В этом случае ИМ расположены в одной плоскости друг за другом, а конструкция усилителя не имеет единой соединительной печатной платы.

В отношении принципиальной схемы плоскостной УПЧ аналогичен УПЧ, рассмотренному выше, и состоит из шести однотипных каскадов (рис. 52, 53). Каждый каскад выполнен на ситалловой подложке размером  $15 \times 16$  мм методом термовакуумного напыления. Подложки устанавливаются в диэлектрический корпус, который изготовлен из капролона и состоит из шести отдельных ячеек, экранированных друг от друга прокладками из медной фольги.

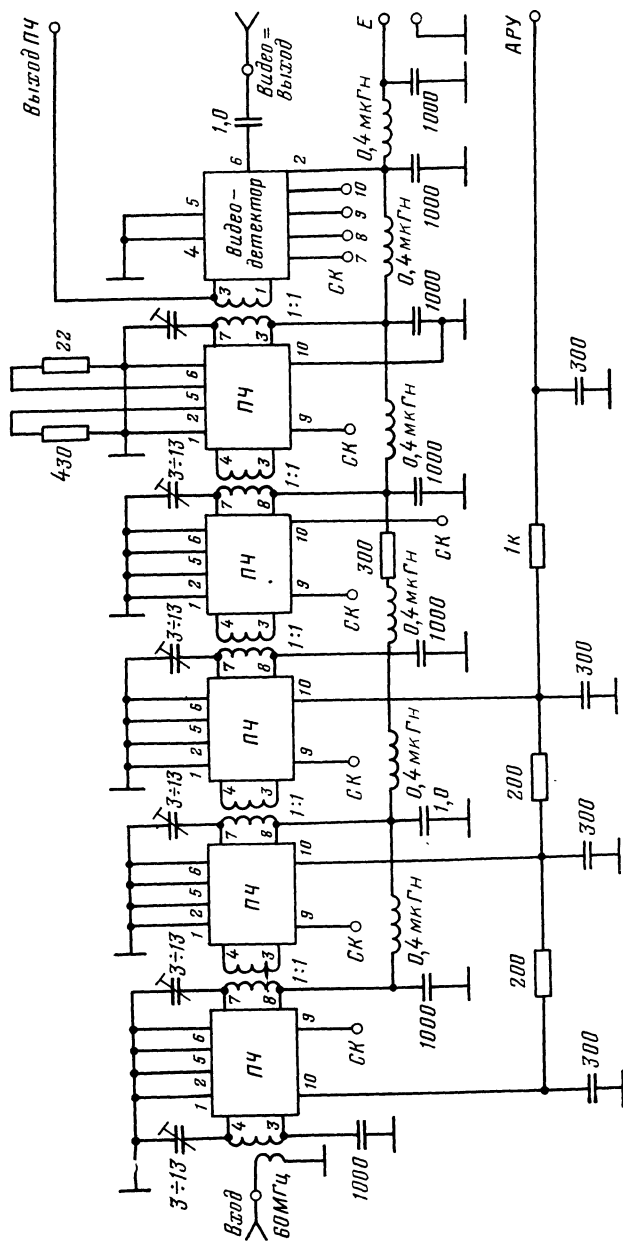


Рис. 54. Схема УІЧ на 60 МГц.

Ячейки склеивают клеем ЭЛ-19 и сушат при комнатной температуре 24 ч.

В процессе гальванопокрытия корпуса медью и серебром  $\text{Cr12}$  торцы прокладок соединяются с общим металлическим покрытием корпуса, что обеспечивает надежную экранировку всего усилителя и каскадов между собой.

Выводы транзисторов или полупроводниковых микросборок соединяют с пассивными элементами микросхемы методом термокомпрессионной сварки. Этим же методом осуществляются электрические соединения подложки с шинами корпуса. Внешние электрические соединения осуществляются через герметические выводы. В корпус УПЧ устанавливают микроминиатюрные ВЧ соединители.

Фильтры цепей питания каждого каскада выполняют на дискретных элементах: конденсаторы типа КМ емкостью 2200 мкФ устанавливают на дно элементарного корпуса (под подложку), а объемные резисторы типа МЛТ-0,125 укладывают в специальные ниши и заливают компаундом. УПЧ закрывают латунной посеребренной крышкой и запаивают. Металлическая скоба, прохо-

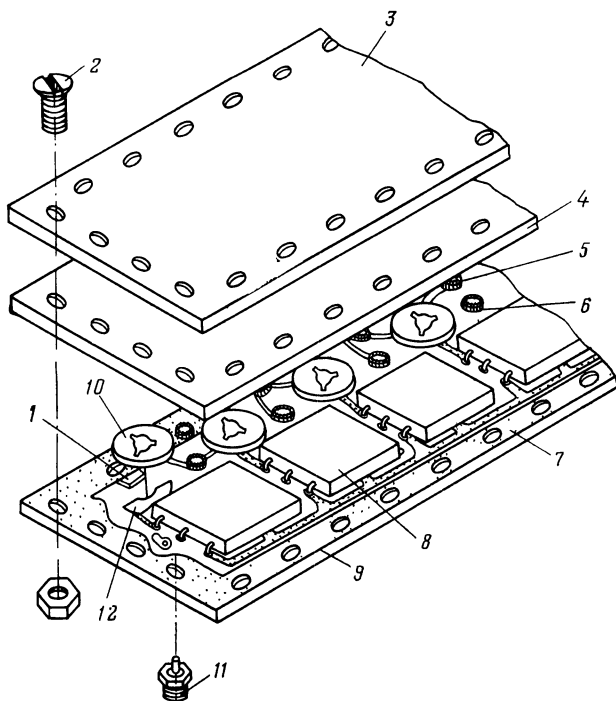


Рис. 55. Конструкция УПЧ на 60 МГц.

1 — керамический блокировочный конденсатор 1×1 мм; 2 — винт, скрепляющий платы и обеспечивающий контакт с землей; 3 — земляная пластина; 4 — прокладка; 5 — дроссель развязки; 6 — межкаскадный трансформатор; 7 — плата с печатным монтажом; 8 — плоский корпус 6,4×6,4×1,6 мм; 9 — земляная пластина; 10 — верхняя пластина подстроечного конденсатора; 11 — входное устройство; 12 — нижняя пластина подстроечного конденсатора.

дящая через весь корпус, увеличивает жесткость конструкции и одновременно является элементом крепления УПЧ. Количество радиоэлементов в  $1 \text{ см}^3$  составляет 8,5.

Плоскостной вариант лишен большинства конструктивных недостатков, присущих пенальному типу УПЧ.

Тщательная экранировка каждого каскада, удобная подводка к ним земляных шин, соединенных с корпусом, и короткие токоведущие штыри от каскада к каскаду делают работу усилителя устойчивой. Однако и эта конструкция УПЧ также имеет ряд недостатков: сложность изготовления корпуса; применение дискретных радиодеталей для фильтра каждого каскада; недостаточно строботанное взаимное расположение шин питания и корпуса с топологией контактных площадок на подложке.

*Конструкция УПЧ на интегральных полупроводниковых микросхемах.* Полная схема пятикаскадного УПЧ с центральной частотой полосы пропускания 60 МГц и видеодетектором приведена на рис. 54. Здесь же показаны внешний развязывающий RC-фильтр источника питания и развязывающая цепь АРУ, которые препятствуют распространению по полосковой линии поперечных электромагнитных волн. Распространение таких волн приводит к ухудшению изолирующих характеристик волновода и может стать причиной самовозбуждения.

Каждый каскад УПЧ настраивается с помощью магнитодиэлектрического тороида с внешним диаметром 3 мм и керамического подстроечного конденсатора. Все компоненты усилителя помещаются на двухсторонней печатной плате, как показано на рис. 55.

Размеры платы составляют  $57 \times 20 \times 0,8$  мм. Интегральные схемы монтируют перед помещением на плату в плоские керамические корпуса размером  $6 \times 3$  мм каждый. Все устройство в сборе имеет толщину 6 мм, массу 14 г и объем  $6,5 \text{ см}^3$ .

## **23. Конструктивно-технологические параметры усилителей на ИМ**

В течение длительного времени попытки унификации усилителей промежуточной частоты не давали эффективных результатов ввиду того, что усилитель является сложным многофункциональным узлом, принципиальная схема которого в значительной степени изменяется в зависимости от назначения усилителя. При конструировании усилителей в интегральном исполнении открывается возможность унификации путем создания устройств широкого назначения. Ясно, что интегральные узлы широкого назначения будут включать в себя лишь ту часть усилительного каскада, схема которого является неизменной для всего каскада усилителей.

Поскольку степень интеграции таких узлов сравнительно невелика, то в каждом конкретном случае требуется применение тех или иных дискретных элементов. Это, безусловно, снижает основ-

ное преимущество микроэлектронной аппаратуры — высокую надежность. Поэтому к разработке ИМ и конструированию усилителей на ИМ необходимо подходить достаточно обоснованно, стараясь найти оптимальное соотношение между количеством элементов, изготовленных по пленочной или полупроводниковой технологии, и количеством дискретных элементов. В то же время необходимо помнить о реализации и другого преимущества микроэлектроники — малых габаритов аппаратуры. Для этого необходимо выбрать количественные критерии, основываясь на которых можно было бы при разработке принципиальной схемы усилителя оценить его жизнеспособность и целесообразность интегрального выполнения.

Поскольку габариты аппаратуры определяются плотностью упаковки ее компонентов, то для всех подвергнутых анализу усилителей в качестве определяющего конструктивного параметра выбран и вычислен удельный объем.

Для ИМ, входящих в усилитель, объем одного элемента равен:

$$V_{\text{ИМ}} = \frac{V_{\text{ИМ}}}{n}, \quad (117)$$

где  $V_{\text{ИМ}}$  — объем ИМ;  $n$  — количество элементов в ИМ.

Для дискретных деталей объем одного элемента равен:

$$V_{\text{о.д}} = \frac{V - V_{\text{ИМ}}}{k}, \quad (118)$$

где  $V$  — общий объем усилителя;  $m$  — количество ИМ в усилителе;  $k$  — количество дискретных деталей.

Для всего усилителя объем одного элемента равен:

$$V_0 = \frac{V}{nm + k}. \quad (119)$$

Параметром, характеризующим снижение плотности упаковки элементов при компоновке ИМ и дискретных элементов в общую конструкцию усилителя, является увеличение удельного объема

$$\Delta V_0 = \frac{V_0}{V_{\text{ИМ}}}. \quad (120)$$

Указанные параметры для некоторых рассмотренных выше УПЧ сведены в табл. 7 и 8. Использование этих параметров дает возможность произвести такую оценку преимуществ и недостатков различных конструкций, которая невозможна при использовании метода качественного анализа. Анализируя табл. 6 и 7, можно видеть, что увеличение удельного объема не более чем в 3 раза является тем предельно допустимым случаем, при котором конструирование усилителей на ИМ с применением дискретных элементов еще целесообразно. При этом средние значения  $V_{\text{ИМ}}$  и  $V_{\text{о.д}}$  соответственно равны 0,05 и 0,4.



Таблица 7

| Тип усилителя                   | Технология изготовления ИМ | Объем усилителя, см³ | Объем одной ИМ, см³ | Количество ИМ, шт. | Среднее количество элементов одной ИМ, шт. | Количество дискретных элементов, шт. |
|---------------------------------|----------------------------|----------------------|---------------------|--------------------|--|--------------------------------------|
| Линейный                        | Гибридно-пленочная         | 46,5                 | 1,2                 | 7                  | 25   | 46                                   |
| Широкополосный, логарифмический | То же                      | 31,0                 | 1,2                 | 5                  | 33   | 35                                   |
| Линейный                        | » »                        | 32,4                 | 1,6                 | 7                  | 18   | 30                                   |
| Линейный                        | » »                        | 6,3                  | 1,0                 | 5                  | 18   | 10                                   |
| Усилитель-ограничитель          | » »                        | 23,2                 | 1,2                 | 6                  | 28   | 32                                   |
| Логарифмический                 | » »                        | 36,0                 | 1,0                 | 8                  | 20,8                                       | 50                                   |

Таблица 8

| Фирма (страна)   | Общий объем ИМ, см³ | Объем кон-структивных дискретных элементов, см³ | Объем ИМ в УПЧ, % | Объем на один элемент ИМ, см³ | Объем на один дискретный элемент, см³ | Объем на один элемент усилителя, см³ | Увеличение удельного объема |
|------------------|---------------------|---|-------------------|-------------------------------|---------------------------------------|--------------------------------------|-----------------------------|
| Sony (Япония)    | 1,35                | 2,45  | 35                | 0,028                         | —                                     | 0,079                                | 2,8                         |
| Plessey (Англия) | 2,9                 | 4,3   | 40                | 0,051                         | —                                     | 0,126                                | 2,5                         |
| Motorola (США)   | 0,9                 | 5,6   | 14                | 0,011                         | 0,15                                  | 0,054                                | 5,0                         |
| Motorola (США)   | 0,72                | 6,28  | 10,3              | 0,008                         | 0,20                                  | 0,058                                | 7,2                         |
| (СССР)           | 6,0                 | 25,0  | 19,4              | 0,036                         | 0,71                                  | 0,154                                | 4,2                         |
| (СССР)           | 5,0                 | 1,3   | 79                | 0,055                         | 0,13                                  | 0,063                                | 1,13                        |

Найдем выражение для предельно допустимого соотношения ИМ с дискретными элементами. Подставляя выражение (119) в (120), получаем:

$$\Delta V_o = \frac{V}{V_{\text{оим}}(nm + k)} \cdot \quad (121)$$

Найдем  $V$  из (118):

$$V = V_{\text{о.д}}k + V_{\text{им}}m, \quad (122)$$

а  $V_{\text{им}}$  — из (117):

$$V_{\text{им}} = V_{\text{оим}}n. \quad (123)$$

Подставляя (123) в (122) и (122) в (121), получаем:

$$\Delta V = \frac{nm + \frac{V_{\text{о.д}}}{V_{\text{оим}}}k}{nm + k} \cdot \quad (124)$$

Учитывая значения  $\Delta V_o$ ,  $V_{o.д}$  и  $V_{o.им}$ , получаем для предельно допустимого случая соотношения ИМ с дискретными элементами:

$$\frac{nm + 8k}{nm + k} \leq 3. \quad (125)$$

Как видно из сопоставления данных табл. 7 и 8 с выражением (125), наиболее удачной является конструкция усилителя, приведенного последним в этих таблицах, несмотря на то, что объем на один дискретный элемент превосходит предельно допустимый. В дальнейших работах, направленных на улучшение конструкции, необходимо добиваться снижения величины  $V_{o.им}$ .

В качестве примера подсчитаем целесообразность конструирования логарифмического усилителя как на ИМ частного назначения, так и на ИМ, выпускаемых промышленностью серийно. На рис. 56 приведена принципиальная схема каскада логарифмического усилителя, выполненного на ИМ частного назначения. На

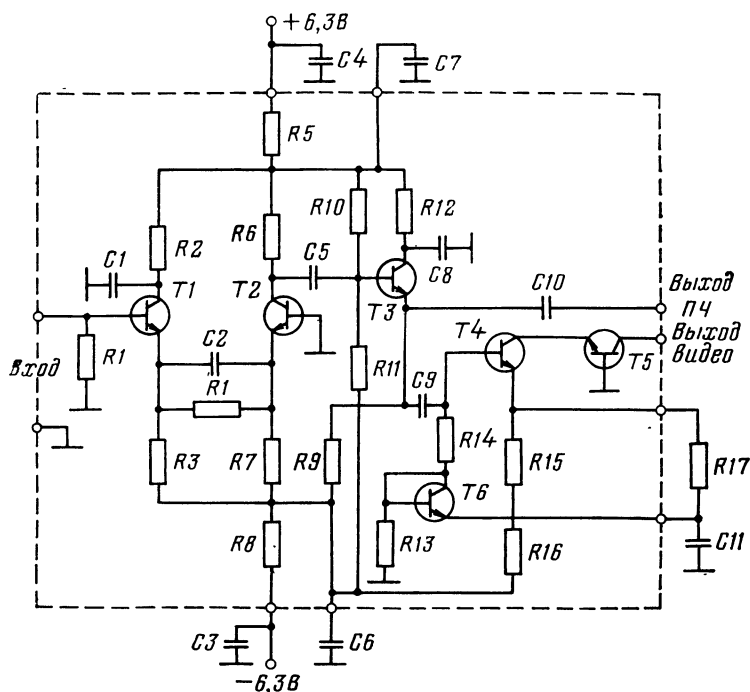


Рис. 56. Интегральная микросхема частного применения для усилителей с логарифмическими амплитудными характеристиками.

транзисторах  $T1$  и  $T2$  собран усилитель-ограничитель, включенный по схеме ОК—ОБ; на транзисторе  $T3$  — межкаскадный согласующий эмиттерный повторитель; на транзисторах  $T4$  и  $T5$  — детектор, включенный по схеме ОЭ—ОБ и стабилизированный транзи-

стором  $T_6$ , находящимся в диодном включении. Количество элементов на подложке  $n=26$ . Количество дискретных элементов вне подложки  $k=6$ .

На рис. 57 приведена принципиальная схема каскада, собранного на серийных ИМ и выполняющего ту же функцию, что и описанный выше каскад. Каскад характеризуется следующими конструктивными показателями:  $m=2$ ,  $n=12$ ,  $k=18$ .

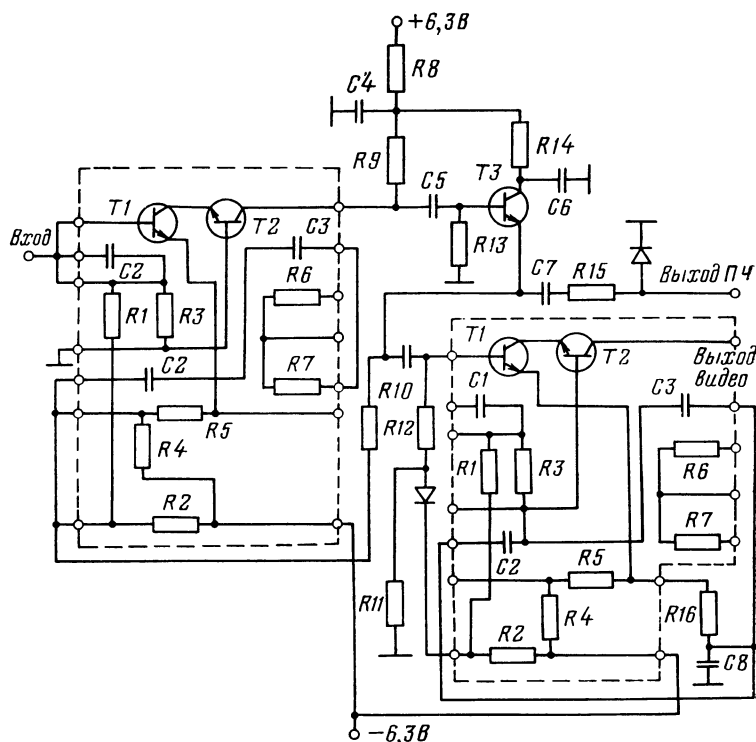


Рис. 57. Принципиальная схема каскада логарифмического УПЧ, выполненного на ИМ типа 2UC283.

Проверяя оба варианта конструирования на соответствие неравенству (125), видим, что ему удовлетворяет только первый вариант:

$$\frac{26 + 8 \cdot 6}{26 + 6} = 2,3 < 3;$$

$$\frac{2 \cdot 12 + 8 \cdot 18}{2 \cdot 12 + 18} = \frac{168}{42} = 4 > 3.$$

Таким образом, конструирование усилителей по приведенной схеме целесообразно только на ИМ частного назначения.

В данном примере проанализирован каскад, выполняющий три функции: усиление, ограничение и детектирование. Естественно,

что для построения такого каскада потребовалась ИМ частного применения. Более простые функции (например, линейное усиление) могут быть осуществлены на разработанных ИМ широкого назначения.

Выражение (125) может облегчить усилие разработчика, так как оно дает возможность определить, целесообразно ли конструирование требуемого усилителя на ИМ общего назначения или существует необходимость в разработке ИМ частного назначения. При разработке необходимой ИМ частного назначения с помощью выражения (125) можно также определить, какая часть усилителя должна быть включена в состав ИМ и какая выполнена на дискретных элементах, т. е. в конечном счете определить границы класса усилителей, в которых эта ИМ может быть применена.

## **24. Показатели качества при решении задач оптимизации параметров усилителей ШДД**

Для обеспечения высокого качества параметров усилителей ШДД необходимо, чтобы конструктивно-технологические характеристики закладывались в начале разработки и на последующих этапах: выборе элементной базы, инженерном обосновании номиналов и допусков на параметры элементов (с учетом технологической оснащенности производства, способов изготовления и условий эксплуатации). Эти особенности появляются в результате изготовления элементов ИМ в едином технологическом цикле, т. е. результатом однородности свойств одноименных элементов, расположенных на одной подложке [48].

Таким образом, особенностями усилителей ШДД в интегральном исполнении являются:

- наличие групп коррелированных параметров элементов, выполненных в едином технологическом цикле; внутри групп наблюдается сильная корреляция;

- линейный (с достаточной степенью точности) характер корреляции; значения коэффициента корреляции близки к единице и нарастают по мере совершенствования технологических процессов;

- сохранение значения коэффициента корреляции при повышении уровня сложности ИМ;

- сохранение значения коэффициента корреляции как при изготовлении, так и в процессе эксплуатации ИМ;

- сохранение стабильности корреляции отклонений параметров при наличии комплекса внешних воздействий на ИМ.

Следовательно, при разработке методики параметрического синтеза и прогнозирования качества проектируемых усилителей ШДД на интегральных микросхемах необходимо учитывать сильные корреляционные зависимости внутренних параметров и их отклонений.

Известно, что решение задач параметрического синтеза, производимое на этапе функционального проектирования усилителей

ШДД, означает определение оптимальных в соответствии с избранным критерием номиналов  $X_{jn}$ , производственных  $2\delta_{jp}$  и эксплуатационных  $2\delta_{ja}$  допусков на параметры схемных элементов (внутренние параметры) (где  $j=1, \dots, n$ ;  $n$  — число внутренних параметров). Совокупность параметров элементов усилителя ШДД  $X_j$  образует пространство внутренних параметров  $S$ .

В техническом задании на проектирование считаются заданными допустимые пределы изменения составляющих векторов выходных параметров

$$\bar{Y}(t) = \bar{Y}\{Y_1(t), Y_2(t), \dots, Y_\xi(t), \dots, Y_m(t)\}, \quad (126)$$

где  $\xi$  — число выходных параметров и параметров внешних воздействий ( $\xi=1, \dots, m$ );

$$\bar{U}(t) = \bar{U}\{U_1(t), U_2(t), \dots, U_\xi(t), \dots, U_k(t)\} \quad (127)$$

в виде неравенств

$$\left. \begin{aligned} Y_{\xi \min} &\leq Y_\xi(t) \leq Y_{\xi \max}; (\xi=1, \dots, m); \\ U_{\xi \min} &\leq U_\xi(t) \leq U_{\xi \max}; (\xi=1, \dots, k), \end{aligned} \right\} \quad (128)$$

где  $\{Y_{\xi \min}, Y_{\xi \max}\}$  — минимальные и максимальные допустимые по ТЗ значения выходных параметров.

Связь выходных параметров с внутренними устанавливается с помощью аналитических соотношений вида

$$Y_\xi(t) = \Phi_\xi(X_1, X_2, \dots, X_n, t); \xi=1, \dots, m, \quad (129)$$

где  $\Phi_\xi$  — функция связи внутренних параметров  $X_j$ .

Соблюдение неравенства (128) и сохранение вида  $\Phi_\xi$  являются условием работоспособности усилителя ШДД.

Используем показатели различных областей состояния усилителя ШДД [49, 50]. Неравенство (128) определяет область пространства  $S$ , называемую областью работоспособного состояния усилителя  $S_p$  (ОР). Тогда для внутренних параметров имеем:

$$\bar{X}(t) \in S_p, \quad (130)$$

где  $\bar{X}(t) = X\{X_1(t), X_2(t), \dots, X_j(t), \dots, X_n(t)\}$  — вектор состояния усилителя в пространстве  $S$ .

Область допустимого изменения  $X_j$  называется допусковой областью  $S_d$  (ДО). Отклонения значений  $X_j$  задаются величиной производственных  $2\delta_{jp}$  и эксплуатационных  $2\delta_{ja}$  допусков в виде неравенства

$$X_{ja} \leq X_j(t) \leq X_{jb}, \quad j=1, \dots, n, \quad (131)$$

где  $X_{ja}, X_{jb}$  — граничные значения параметра  $X_j$ , устанавливаются в процессе оптимизации.

При оптимизации любой радиосистемы прежде всего необходимо внешнее проектирование выбранного устройства. Первый

этап внешнего проектирования, как известно, включает в себя оценку внешних факторов, воздействующих на устройство. Вторым этапом внешнего проектирования является определение показателей качества для решения задач оптимизации и прогнозирования надежности характеристик усилителей ШДД.

В настоящее время наиболее распространенным подходом к решению задач оптимизации качественных характеристик радиоустройств вообще является достижение максимальных значений выходных параметров или превышение заданного их уровня. Решается эта задача варьированием допусков на параметры при фиксированных номинальных значениях последних или, наоборот, изменением номинальных значений параметров при фиксированных допусках, т. е. используется известный метод ограничений [51].

Однако наиболее общей функцией качества проектируемого усилителя ШДД является функция его стоимости [52]. Поэтому при решении задачи параметрического синтеза усилителей целесообразно при оптимизации надежности характеристик использовать в качестве критерия минимум функции стоимости. При этом в функцию качества в отличие от традиционной постановки задачи в качестве независимых переменных должны войти номинальные значения параметров, производственные и эксплуатационные допуски. Известно, что любой процесс оптимизации состоит из двух основных частей: цели оптимизации и способа достижения. Для выбора функции цели необходимо прежде всего определить основные характеристики, по которым ведется оптимизация. Для усилителей ШДД такими характеристиками являются стоимость изготовления и процент брака (или количество годных); при этом выходные параметры должны лежать в пределах поля допуска в соответствии с ТЗ, а максимальный уровень параметрической надежности при заданных стоимостных ограничениях обеспечивается выбором оптимальных значений номиналов и допусков на внутренние параметры усилителей ШДД. Таким образом, процесс оптимизации состоит в нахождении оптимального соотношения между стоимостью изготовления усилителя и количеством годных (или процентом брака) усилителей ШДД. Тогда задача состоит в сведении к минимуму затрат на единицу изделия, и функция цели может быть записана следующим образом:

$$F = \frac{C_u}{1 - B}, \quad (132)$$

где  $C_u = f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)$ ;  $\delta_i (i \in 1, n)$  — допуски на внутренние параметры усилителя;  $q$  — коэффициент, отражающий специфику конкретного производства;  $B$  — процент брака.

Функция  $C_u$  для конкретного производства считается заданной. При этом с расширением допусков на внутренние параметры стоимость усилителя снижается, а процент брака растет (рис. 58). Последний и требуется отыскать в процессе оптимизации; он ха-

характеризует оптимальные допуски и номинальные значения параметров усилителя. Процент брака определяется следующим образом:

$$B = 1 - \int \int_{S_p} \dots \int f(\bar{X}, \bar{m}, \bar{\sigma}) dx, \quad (133)$$

где  $\bar{X}$  — многомерный вектор внутренних параметров оптимизируемого усилителя ШДД;  $\bar{m}$  и  $\bar{\sigma}$  — соответственно многомерные векторы математических ожиданий и дисперсий, которые являются в нашем случае параметрами (суть номинала и допуска);  $S_p$  — область работоспособности оптимизируемого усилителя, в которой ведется интегрирование по вектору внутренних параметров.

Аналитический расчет  $B$  затруднен ввиду большого количества внутренних параметров и отсутствия априорной информации  $S_p$ . Поэтому более целесообразным для инженерных расчетов методом отыскания значения  $B$  является алгоритмическое определение процента брака. Алгоритмическое решение позволяет исключить субъективный подход при выборе номинальных значений и допусков на внутренние параметры усилителя и достигнуть оптимума целевой функции за счет рационального использования области работоспособности  $S_p$ . Однако на различных этапах процесса оптимизации выбранная целевая функция не однозначна по своему смыслу. Так, на начальном этапе до тех пор, пока до-

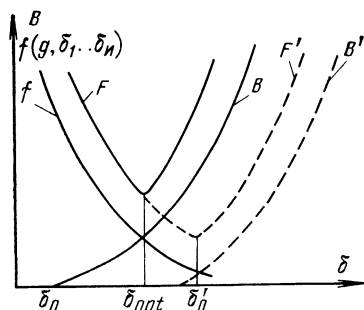


Рис. 58. Обобщенный показатель функции качества усилителей ШДД.

пусковая область принадлежит области работоспособности  $S_d \in S_p$ , процент брака равен нулю и оптимизация равнозначна поиску допусковой области  $S_d \in S_p$  максимального объема. При этом многомерный интеграл (133) сохраняет постоянное, равное нулю значение, и функция  $F$  минимизируется за счет снижения стоимости изготовления при увеличении допусков на внутренние параметры усилителя. Дальнейшее увеличение допусков приводит к появлению брака; при этом оптимизация уже ведется непосредственно по значению функции  $F$ , которая уменьшается за счет снижения стоимости изготовления, в то время как рост процента брака еще незначительный.

По условиям работы алгоритма оптимизации, основанного на инженерной методике параметрического синтеза [52], все внутренние параметры изменяются синхронно. Следовательно, целевая функция  $F$  является функцией одной переменной.

Для определения брака алгоритмическим способом вводится коэффициент  $K_c$ , показывающий соотношение между областью работоспособности  $S_p$  и допусковой областью  $S_d$ :

$$K_c = \begin{cases} 1 & \text{при } B=0; P=1; \\ 1 - \frac{v(S_d)}{v(S_p)} & \text{при } B=0; P<1, \end{cases} \quad (134)$$

где  $P$  — вероятность безотказной работы оптимизируемого усилителя;  $v(S_d)$  и  $v(S_p)$  — объемы допусковой области и области работоспособности соответственно.

Тогда с учетом  $K_c$  функция  $F$  запишется как

$$F = \frac{f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)}{1 - K_c}. \quad (135)$$

В дальнейшем рассмотрим поведение функции при условии  $B \neq 0$  и  $P < 1$ . При используемом методе оптимизации в выражении (135)  $v(S_d)$  ищется в процессе оптимизации, а  $v(S_p)$  остается неизвестным, так как предполагается отсутствие априорной информации об области работоспособности проектируемого усилителя; однако считается  $v(S_p) = \text{const}$ . Поэтому в (135)  $v(S_p)$  можно заменить на другую заранее известную постоянную  $v(S_u)$  — область исследования. При этом отношение  $v(S_d)$  к  $v(S_u)$  также монотонная функция. Тогда (135) перепишется:

$$F = \frac{f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)}{1 - \left[1 - \frac{v(S_d)}{v(S_u)}\right]} = \frac{f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n) v(S_u)}{v(S_d)}; \quad (136)$$

отсюда

$$F_{\text{opt}} = \min \frac{f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n) v(S_u)}{v(S_d)} = v(S_u) \frac{f(q, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)}{v(S_d)}. \quad (137)$$

Из (137) видно, что задачи оптимизации сводятся к поиску  $n$ -мерного оптимального объема  $v(S_d)$ . Показано [52], что по условию алгоритма этот объем ищется в виде  $n$ -мерного гиперпараллелепипеда, построенного на векторах внутренних параметров усилителя  $\{\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_j, \dots, \bar{X}_n\}$ .

В качестве вектора  $\bar{X}_j$  при построении  $S_d$  выбирают  $\bar{X}_j = \bar{X}_{jb} - \bar{X}_{ja}$ , где  $\bar{X}_{jb}$  и  $\bar{X}_{ja}$  — нижняя и верхняя границы поля допуска на параметр  $X_j$  соответственно. Тогда, воспользовавшись предельным случаем неравенства Адамара, определим объем

$$v(S_d) = \sqrt{\det \|\bar{X}_j \bar{X}_k\|} = \left| \sqrt{\prod_{j=1}^n \sum_{k=1}^n X_{jk}^2} \right| = \left| \sqrt{\prod_{i=1}^n (X_{jb} - X_{ja})^2} \right|. \quad (138)$$

Аналогично

$$v(S_u) = \left\| \sqrt{\prod_{j=1}^n (X_{j \text{ макс}} - X_{j \text{ мин}})^2} \right\|. \quad (139)$$



Окончательно целевая функция процесса оптимизации усилителя ШДД определяется в виде

$$F_{\text{opt}} = \sqrt{\prod_{j=1}^n X_{j_{\text{макс}}} - X_{j_{\text{мин}}}} \cdot \min \frac{f(g, \delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n)}{\sqrt{\prod_{j=1}^n (X_{jb} - X_{ja})^2}}. \quad (140)$$

Выражение (140) представляет целевую функцию процесса оптимизации внутренних параметров усилителей ШДД методом эвристического программирования. Следует заметить, что данная целевая функция, как и сам метод оптимизации, имеет универсальный характер и применима для широкого класса радиоэлектронных устройств независимо от технологии их изготовления. Необходимым условием при этом является наличие математической или физической модели проектируемого радиоустройства. В этом показателе качества нашли отражение и учтены характеристики этапов проектирования усилителей, производства и эксплуатации.

Корреляция отклонений параметров интегральных усилителей ШДД может оказать влияние на значения показателей качества. В этом случае улучшение качества усилителей зависит от ряда факторов: конфигурации  $S_p$  в  $n$ -мерном пространстве, а также величины и знака коэффициента корреляции отклонений параметров.

При расширении допусков без изменения  $S_p$  функция  $B$  (рис. 58) смещается вправо и занимает положение  $B'$ . При этом минимум значения функции качества  $F'$  будет меньше исходного. Это уменьшение зависит от вида функции стоимости и определяется соотношением  $\delta'_0/\delta_0$ . Рассмотрим изменение  $\delta'_0/\delta_0$  для различных значений коэффициента корреляции.

1. При  $\rho \geq 0$  (положительное значение коэффициента корреляции)

$$\left(\frac{\delta'_0}{\delta_0}\right)_{\text{пред}} = \begin{cases} \frac{1}{1-r} & \text{при } r \geq 0; \\ 1 & \text{при } r < 0. \end{cases} \quad (141)$$

2. При  $\rho \leq 0$  (отрицательное значение коэффициента корреляции)

$$\left(\frac{\delta'_0}{\delta_0}\right)_{\text{пред}} = \begin{cases} 1 & \text{при } r \geq 0; \\ \frac{1}{1-r^2} & \text{при } r < 0, \end{cases} \quad (142)$$

где  $r$  — коэффициент корреляции отклонений параметров;  $\rho$  — коэффициент корреляции параметров.

Графики этих зависимостей приведены на рис. 59, откуда следует, что при  $\rho > 0,8$  и  $r = 0,8 \div 0,95$  предельный выигрыш может достигать 3—5 раз. Реальный выигрыш в соотношении  $\delta'_0/\delta_0$  будет зависеть от формы  $S_p$ , степени приближения внутренних пара-

метров усилителя к оптимальным, получаемым при проектировании, и методики прогнозирования характеристик качества при корреляции отклонений параметров.

Таким образом, одним из существенных резервов повышения качества (улучшения конструктивно-технологических характеристик) усилителей является создание устройств, внутренние параметры которых близки к оптимальным, т. е. отклонение параметров в заданных пределах не должно приводить к отказу. Под оптимальными параметрами понимают такие параметры, которые обеспечивают наибольшую надежность усилителя, его высокую технологичность при проектировании и изготовлении и наименьшую стоимость.

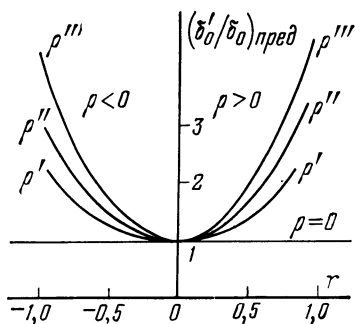


Рис. 59. Графики зависимости  $\delta'_0/\delta_0$  при корреляции параметров и их отклонений.

## Список литературы

1. Радиоприемные устройства/Под ред. В. И. Сифорова. — М.: Советское радио, 1974. — 560 с.
2. Основы проектирования микроэлектронной аппаратуры/Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Советское радио, 1977. — 352 с.
3. Крылов Г. М., Вишневская А. В. Проектирование логарифмических усилителей с непрерывным детектированием сигналов. — М.: Энергия, 1970. — 144 с.
4. Крылов Г. М., Смирнов Г. А., Волкостов А. П. Принципы и методы регулировки усиления в транзисторных усилителях. — М.: Энергия, 1974. — 256 с.
5. Лукошкин А. П. Радиолокационные усилители с большим диапазоном входных сигналов. — М.: Советское радио, 1964. — 256 с.
6. Лукошкин А. П., Киренский И. Г., Петров О. В. Усилители на транзисторах со стабильными фазовыми характеристиками. — М.: Энергия, 1973. — 112 с.
7. Волков В. М., Попов В. П., Степаненко В. К. Микроминиатюрные транзисторные усилители. — Киев: Техніка, 1973. — 208 с.
8. Волков В. М. Функциональные усилители с большим динамическим диапазоном. — М.: Советское радио, 1974. — 344 с.
9. Хьюз Р. С. Логарифмические видеоусилители: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1976. — 152 с.
10. Королев В. И., Кучумов А. И. Усилители-ограничители. — М.: Энергия, 1976. — 128 с.
11. Крислов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. — М.: Советское радио, 1972. — 272 с.
12. Проектирование радиоприемных устройств/Под ред. А. П. Сиверса. — М.: Советское радио, 1976. — 488 с.
13. Справочник по интегральным микросхемам/Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Энергия, 1977. — 584 с.
14. Микросхемы и их применение/Под ред. В. А. Батушева. — М.: Энергия, 1978. — 248 с.
15. Кризе С. Н. Автоматические регулировки в радиоприемниках. — М.: Связь, 1978. — 88 с.
16. Чистяков Н. И. Радиоприемные устройства. — М.: Советское радио, 1978. — 152 с.
17. Каринский С. С. Устройства обработки сигналов на ультразвуковых поверхностных волнах. — М.: Советское радио, 1975. — 176 с.
18. Симс Г., Кемаджан Х. Частотные ограничения в интегральных схемах. — В кн.: Введение в микроэлектронику/Под ред. И. П. Степаненко. — М.: Советское радио, 1968, 217—237.
19. Интегральные схемы. Принципы конструирования и производства: Пер. с англ./Под ред. А. А. Колосова. — М.: Советское радио, 1968. — 264 с.
20. Анализ и расчет интегральных схем: Пер. с англ./Под ред. Б. И. Ермолаева. ч. 1. — М.: Мир, 1969. — 372 с.
21. Интегральные схемы. Основы проектирования и технологии: Пер. с англ./Под ред. К. И. Мартюшова. — М.: Советское радио, 1970. — 592 с.
22. Колесов Л. Н. Введение в инженерную микроэлектронику. — М.: Советское радио, 1974. — 280 с.

23. Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем: Пер. с англ. — М.: Энергия, 1976. — 256 с.
24. Данилин В. Н., Морозов А. А., Трутко А. Ф., Филатов А. Л. Малошумящие тонкопленочные гибридные усилители ВЧ и СВЧ диапазона длин волн. — В кн.: Микроэлектроника и полупроводниковые приборы. — М.: Советское радио, 1976, вып. 1, с. 284—291.
25. Кузьмин А. А. Маломощные усилители с распределенным усилением. — М.: Советское радио, 1974. — 224 с.
26. Фазовые характеристики усилительных устройств/Г. М. Крылов, В. И. Панов, В. И. Королев и др. — М.: Энергия, 1975. — 184 с.
27. А. с. № 399996 (СССР). Способ стабилизации фазы выходного сигнала в радиоусилителе/А. П. Лукошкин, О. В. Петров. — Оpubл. в Б. И., 1973, № 39.
28. Завальский Ю. П., Полянин К. П. Интегральные стабилизаторы напряжения. — В сб.: Полупроводниковая электроника в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. — М.: Связь, 1977, вып. 18, с. 209—215.
29. Уточкин Г. В. Интегральные и многотранзисторные каскады избирательных усилителей. — М.: Энергия, 1978. — 80 с.
30. Функциональные устройства на интегральных микросхемах дифференциального усилителя/Под ред. В. З. Найдерова. — М.: Советское радио, 1977. — 128 с.
31. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы в радиоэлектронной аппаратуре. — М.: Советское радио, 1979. — 368 с.
32. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. — М.: Энергия, 1973. — 605 с.
33. Нагорный Л. Я. Анализ и расчет усилительных схем. — Киев: Гостехиздат, 1963. — 244 с.
34. Сигорский В. П., Петренко А. И. Алгоритм анализа электронных схем. — Киев: Техніка, 1970. — 394 с.
35. Спиридонов Н. С. Основы теории транзисторов. — Киев: Техніка, 1975. — 359 с.
36. Вайнерт Ф. Расчет высокочастотных транзисторных схем с помощью параметров рассеяния. — Электроника, 1966, № 18, с. 3—14.
37. Мурогов Н. М. Анализ усилительных схем на составных полупроводниковых приборах. — Вопросы радиоэлектроники, сер. XII, 1962, вып. 14, с. 83—94.
38. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. — М.: Советское радио, 1971. — 384 с.
39. Барулин Л. Г. Резонансные усилители на транзисторах. — М.: Связь, 1969. — 144 с.
40. Мошилович М. Е. Некоторые характеристики интегральных схем. — Вопросы радиоэлектроники, сер. ТРПА, 1971, вып. 1, с. 40—51.
41. Шапиро Л. Я. Усилители с распределенным усилением. — М.: Связь, 1964. — 240 с.
42. Горбань Б. Г. Широкополосные усилители на транзисторах. — М.: Энергия, 1975. — 248 с.
43. Чудаковский М. П., Монахов Ю. Е., Нестеренко О. А. Конструктивно-технологические особенности проектирования усилителей промежуточной частоты (УПЧ) в микроэлектронном исполнении. — Вопросы радиоэлектроники, сер. ТПО, 1970, вып. 1, с. 42—44.
44. Маслов А. Я., Татарский В. Ю. Повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Советское радио, 1972. — 264 с.
45. Монахов Ю. Е., Шульгин Е. А., Меркурьев В. В. Применение физического моделирования при оптимизации надежности микросхем. — Труды ЛИАП, 1974, вып. 89, с. 50—54.

46. Монахов Ю. Е., Лопухин В. А., Чудаковский М. П. О статистической оценке погрешностей пленочных массивных элементов для ограниченного ряда номиналов.— Вопросы радиоэлектроники, сер. ТПО, 1971, вып. 2, с. 52—55.

47. Крылов Г. М., Пруслин В. З., Богатырев Е. А. Амплитудно-фазовая конверсия.— М.: Связь, 1979.—256 с.

48. Лопухин В. А., Шеханов Ю. Ф., Чудаковский М. П., Соколовский В. Н. Анализ и учет корреляционных связей между пленочными радиоактивными элементами на большой подложке.— Вопросы радиоэлектроники, сер. ТПО, 1975, вып. 4, с. 33.

49. Васильев Б. В., Козлов Б. А., Ткаченко Л. Г. Надежность и эффективность радиоэлектронных устройств.— М.: Советское радио, 1964.—365 с.

50. Монахов Ю. Е. Определение производственных и эксплуатационных допусков.— Вопросы радиоэлектроники, сер. ТПО, 1977, вып. 2, с. 27—31.

51. Гуткин Л. С. Оптимизация радиоэлектронных устройств по совокупности показателей качества.— М.: Советское радио, 1975.—368 с.

52. Монахов Ю. Е. Целевая функция оптимизации допусковой области ФУ РЭА.— Вопросы радиоэлектроники, сер. ТПО, 1979, вып. 2, с. 30—35.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|  |           |
|--|-----------|
| Предисловие . . . . .  | 3         |
| <b>Глава первая. Основные показатели усилителей с широким динамическим диапазоном . . . . .</b>                                      | <b>4</b>  |
| 1. Фильтрация и усиление сигналов . . . . .  | 4         |
| 2. Амплитудные характеристики . . . . .  | 6         |
| 3. Амплитудно-частотные характеристики . . . . .   | 14        |
| 4. Фазоамплитудные характеристики . . . . .  | 17        |
| 5. Связь между характеристиками усилителя ШДД . . . . .  | 20        |
| <b>Глава вторая. Принципы построения нелинейных усилителей с широким динамическим диапазоном в интегральном исполнении . . . . .</b> | <b>21</b> |
| 6. Особенности построения интегральных усилителей ШДД . . . . .  | 21        |
| 7. Общие замечания о схемотехнике нелинейных каскадов . . . . .  | 23        |
| 8. Обзор интегральных микросхем на базе ДУ . . . . .   | 27        |
| <b>Глава третья. Расчет некоторых параметров дифференциального усилителя . . . . .</b>   | <b>35</b> |
| 9. Расчет режима работы ДУ по постоянному току . . . . .   | 35        |
| 10. Расчет каскадов ДУ с коррекцией частотной характеристики . . . . .   | 44        |
| 11. Расчет фазовых сдвигов при ограничении . . . . .   | 50        |
| <b>Глава четвертая. Основы расчета многокаскадных нелинейных усилителей с широким динамическим диапазоном . . . . .</b>              | <b>52</b> |
| 12. Расчет многокаскадного усилителя-ограничителя . . . . .  | 52        |
| 13. Основы расчета логарифмических усилителей . . . . .  | 61        |
| 14. О расчете внешних параметров интегральных микросхем . . . . .  | 72        |
| <b>Глава пятая. Основы расчета широкополосных усилителей с распределенным усилением . . . . .</b>                                    | <b>76</b> |
| 15. Общие сведения об усилителях с распределенным усилением . . . . .  | 76        |
| 16. У-параметры усилительного элемента на транзисторах в каскодной схеме ОК—ОБ . . . . .   | 80        |
| 17. Выбор элементов линии передачи . . . . .   | 82        |
| <b>Глава шестая. Электрические схемы и характеристики усилителей с широким динамическим диапазоном . . . . .</b>                     | <b>85</b> |
| 18. Усилители-ограничители . . . . .   | 85        |
| 19. Логарифмические усилители . . . . .  | 87        |
| 20. Усилитель с распределенным усилением . . . . .   | 92        |
| <b>Глава седьмая. Конструктивно-технологические основы проектирования усилителей с широким динамическим диапазоном . . . . .</b>     | <b>93</b> |
| 21. Компоновка микросхем и дискретных элементов в многокаскадных усилителях . . . . .  | 93        |
| 22. Конструкции многокаскадных усилителей на ИМ . . . . .  | 98        |
| 23. Конструктивно-технологические параметры усилителей на ИМ . . . . .   | 102       |
| 24. Показатели качества при решении задач оптимизации параметров усилителей ШДД . . . . .  | 107       |
| Список литературы . . . . .  | 114       |
|  | 117       |

АНАТОЛИЙ ПЕТРОВИЧ ЛУКОШКИН,  
ИННОКЕНТИЙ GERMAHOBИЧ KИPEHCKИЙ,  
ЮРИЙ EВГЕНЬЕВИЧ MOHAХOВ, OЛEГ BИKTOPOBИЧ ПЕТРОВ

**УСИЛИТЕЛИ С ШИРОКИМ ДИНАМИЧЕСКИМ ДИАПАЗОНОМ  
НА МИКРОСХЕМАХ**

Редактор Г. М. Крылов  
Редактор издательства Г. Н. Астафуров  
Технические редакторы Н. П. Собакина, К. Г. Маркоч  
Корректор Н. В. Козлова

**ИБ № 653 (Энергия)**

---

|  |  |
|--|--|
| Сдано в набор 29.01.81 г.                                  | Подп. в печ. 31.03.81 г.                             |
| T-08303 Формат 60×90 <sub>16</sub>                         | Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная              |
| Печать высокая   | Усл. печ. л. 7,5 Уч.-изд. л. 8,28 Усл. кр.-отт. 7,75 |
| Тираж 20 000 экз.  | Изд. № 19391 Зак. № 17 Цена 40 к.                    |
| Издательство «Радио и связь», Москва, Главпочтамт, а/я 693 |  |

---

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР  
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

## ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»

В 1981 г. редакция литературы по конструированию и производству радиоэлектронной аппаратуры выпустит следующие книги:

**Крупинин И. Т.** Радиоаппаратура и аппаратура звукозаписи высшего и первого классов.

Приведены технические характеристики и даны описания радиоприемников и магнитофонов высшего и первого классов, выпускаемых отечественной промышленностью. Описана работа каждой модели, приведены основные характеристики и электрические схемы, режимы транзисторов и диодов, точные данные катушек индуктивности и трансформаторов. Рассмотрены особенности эксплуатации, характерные неисправности и способы их устранения, порядок сборки и разборки аппаратов.

Для специалистов, занимающихся техническим обслуживанием и ремонтом радиоаппаратуры.

**Музыка З. Н.** Чувствительность радиоприемных устройств на полупроводниковых приборах.

Содержит систематизированное изложение вопросов, связанных с оценкой чувствительности радиоприемных устройств и расчетом шумовых характеристик каскадов на полупроводниковых приборах. Рассмотрены основные источники внутренних шумов биполярных и полевых транзисторов, полупроводниковых диодов и их эквивалентные шумовые схемы. Исследованы зависимости коэффициента шума от частоты, обратной связи и режима работы каскадов; приведены примеры их расчета.

Рассчитана на инженеров, занимающихся проектированием маломощных радиоприемных устройств.

**Остапенко Г. С.** Аналоговые полупроводниковые интегральные микросхемы.

Рассмотрены вопросы схемотехнического анализа микросхем с помощью графов. Изложены конструктивно-технологические особенности пассивных, активных простых и составных элементов полупроводниковых микросхем, отдельных каскадов и устройств. Даны схемотехнические решения аналоговых интегральных микросхем. Описаны операционные усилители и низкочастотные избирательные устройства.



**Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области микроэлектроники, аналоговой вычислительной техники и автоматики.**

**Полковский И. М., Рудберг Ю. Е., Стыцко В. П. Схемотехника микроэлектронной аппаратуры.**

Рассматриваются условия и критерии комплексной миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры, а также основы анализа и синтеза схем радиоэлектронных устройств аналогового, дискретного и комбинированного действий. Излагаются вопросы точности и стабильности параметров таких устройств. Описываются методика оценки технико-экономической эффективности и планирования новизны схем разрабатываемых изделий. Приводятся примеры синтеза схем, а также расчета точности и стабильности параметров и характеристик радиоэлектронных устройств некоторых типов.

**Для специалистов, занимающихся проектированием радиоэлектронной аппаратуры на интегральных микросхемах.**

**Проектирование приемно-усилительных устройств с применением ЭВМ/Л. И. Бурин, Л. Я. Мельников, В. З. Топуриа, Б. Н. Шелковников.**

Приведен материал, отражающий современное состояние автоматизированного схемотехнического проектирования РЭА и вопросы применения ЭВМ в процессе разработки приемно-усилительных устройств. Применительно к таким устройствам исследуются особенности схем и задач проектирования, модели отдельных элементов, математические методы автоматизированного анализа. Приводятся описания специализированных алгоритмов и программ проектирования приемно-усилительных устройств и предлагается методика их проектирования, основанная на сочетании традиционных и машинных методов.

**Для инженеров — разработчиков радиоэлектронных устройств и специалистов в области автоматизированного проектирования РЭА.**

**40 к.**

**ИЗДАТЕЛЬСТВО «РАДИО И СВЯЗЬ»**