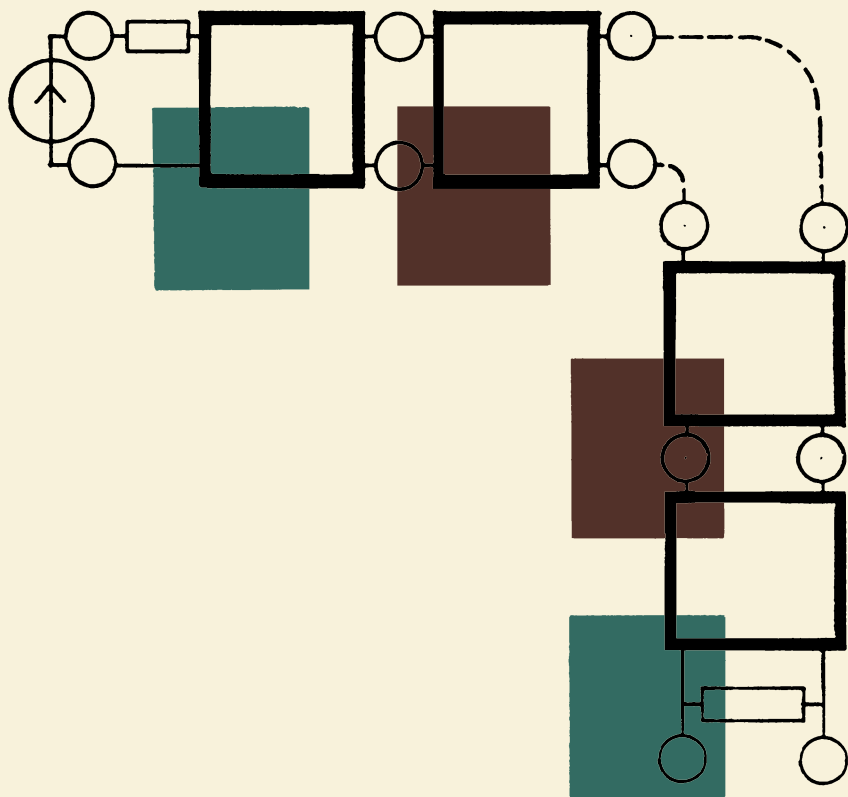


управляемые **АТТЕНУАТОРЫ**



управляемые **АТТЕНУАТОРЫ**



Москва
«Радио и связь»
1985



ББК 24.2.2.
У 66
УДК 621.397.853.3

**Г. М. Крылов, Е. И. Хоняк, А. Н. Тыныныка,
В. Н. Ильюшенко, С. Ф. Сиколенко**

**Управляемые аттенюаторы/Г. М. Крылов, Е. И. Хо-
няк, А. Н. Тыныныка и др. — М.: Радио и связь, 1985. —
200 с., ил.**

40 к. 10 000 экз.

Рассмотрены методы построения управляемых аттенюаторов и пути их реализации. Аналитическое исследование доведено до соотношений, удобных для расчетов. Определены требования к аттенюаторам и области их применения. Приведены новейшие разработки и исследования, направленные на улучшение качественных показателей управляемых приемоусилительных трактов.

Для инженерно-технических работников, занимающихся исследованием и проектированием радиоустройств. Может быть рекомендована студентам старших курсов радиотехнических специальностей.

У 2402020000—077 88—85
046(01)—85

**ББК 24.2.2
6Ф2**

Рецензент канд. техн. наук *Г. Д. Аркадьева*

Редакция литературы по радиотехнике

ГЕРМАН МИХАЙЛОВИЧ КРЫЛОВ, ЕВГЕНИЙ ИОСИФОВИЧ ХОНЯК,
АЛЕКСАНДР НИКОЛАЕВИЧ ТЫНЫНЫКА,
ВЛАДИМИР НИКОЛАЕВИЧ ИЛЬЮШЕНКО, СЕРГЕЙ ФЕДОТОВИЧ СИКОЛЕНКО

УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ

Заведующий редакцией **В. Л. Стерлигов.**

Редактор **И. С. Балашова.** Обложка художника **В. А. Козлова.**

Художественный редактор **Т. В. Бусарова.** Технический редактор **Т. Н. Зыкина.**

Корректор **Н. Л. Жукова**

ИБ № 751

Сдано в набор 13.11.84	Подписано в печать 25.01.85
Т-05023	Формат 60×90 ^{1/16}
Печать высокая	Усл. печ. л. 7,5
Тираж 10 000 экз.	Усл. кр.-отт. 8,0
Изд. № 20555	Уч.-изд. л. 8,23
Зак. № 116	Цена 40 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693	

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат»
101000 Москва, ул. Кирова, д 40

© Издательство «Радио и связь», 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

Устройства управления коэффициентом усиления приемно-усилительных трактов, входящих в состав радиотехнических систем различного назначения, в значительной степени обеспечивают устойчивую работу последних в меняющихся условиях эксплуатации и открывают возможность существенного улучшения показателей качества аппаратуры.

Не касаясь задач, которые решаются при помощи устройств с управляемым усилением (об этом сказано в многочисленных работах), отметим, что способы построения приемно-усилительных трактов с управляемым усилением различны.

К способам управления усилением, получившим широкое распространение, относится введение в состав усилительных трактов сложных пассивных цепей, коэффициент передачи которых изменяется в заданных пределах в зависимости от условий приема информационного сигнала и особенностей его прохождения через усилительный тракт. Такие цепи, называемые управляемыми аттенюаторами, выполняют в виде комбинации линейных резисторов и нелинейных элементов, сопротивление которых изменяется под действием управляющего электрического, ручного или электро-механического воздействия.

Важной особенностью системы регулировки усиления, в которой используется электрически управляемый аттенюатор, является возможность пространственного разнесения функций усиления сигнала и управления коэффициентом усиления тракта. Поскольку при этом электрическое состояние собственно усилительных устройств остается неизменным и не зависимым от управляющего воздействия, то удается ослабить (по сравнению с другими способами регулировки усиления) побочные эффекты (например, изменение формы частотной и фазовой характеристик), возникающие в процессе управления усилением. В [1...5], а также в других известных публикациях управляемым аттенюаторам посвящен сравнительно небольшой материал.

Настоящая книга посвящена методам теоретического анализа и расчета управляемых аттенюаторов, особенностям их практической реализации, путям усовершенствования схемных решений.

Предисловие, гл. 1, § 3.1, 3.4, 8.1, 8.2 написаны Г. М. Крыловым, § 2.4, 3.2, 3.3, 5.1, 5.2, 5.3, 8.3, 8.4, 8.5 — написаны С. Ф. Сиколенко, гл. 4 написана А. Н. Тыныныкой, гл. 6 и 7 — написаны В. Н. Ильюшенко, § 2.1—2.3 написаны совместно Г. М. Крыловым и Е. И. Хоняком, § 5.4 — написан совместно С. Ф. Сиколенко и А. Н. Тыныныкой.

Отзывы и замечания просим направлять в адрес издательства: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693.

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

1.1. НАЗНАЧЕНИЕ АТТЕНЮАТОРОВ

Аттенюатор, будучи включенным в приемно-усилительный тракт, дает возможность обеспечить требуемый характер управления коэффициентом усиления и уровнем выходного сигнала. Управляемый аттенюатор может быть отнесен к классу систем управления усилением (или регулировки усиления).

В составе тракта аттенюаторы должны быть сопряжены с устройством, обеспечивающим изменение сопротивления управляемых элементов (управляющим устройством), что иллюстрируется рис. 1.1.

В зависимости от назначения аппаратуры, в состав которой входит приемно-усилительный тракт, и от условий ее работы (в частности, скорости изменения уровня принимаемого сигнала) управление параметрами элементов аттенюатора может быть механическим либо электрическим.

Подводимый к управляемым элементам электронно-управляемых аттенюаторов электрический сигнал $s_{упр}$ вырабатывается в управляющем устройстве, которое в свою очередь приводится в действие информационным сигналом $s_{инф}$, принимаемым и усиливаемым приемно-усилительным трактом (см. рис. 1.1).

Управляемый аттенюатор может быть включен в любой участок приемно-усилительного тракта, но наиболее часто он включается в состав узла, обеспечивающего максимальное усиление — обычно это усилитель промежуточной частоты. В системах регулировки усиления, где используется управление либо режимом работы

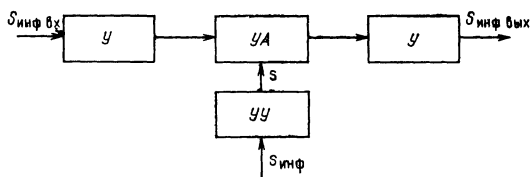


Рис. 1.1. Структурная схема тракта с электрически управляемым аттенюатором:

U — усилитель; UA — управляемый аттенюатор; UU — управляющее устройство; $s_{упр}$ — управляющий сигнал; $s_{инф}$ — информационный сигнал

¹ Здесь $s_{упр}$ и $s_{инф}$ — управляющий и информационный сигналы представляют собой обобщенные понятия, к которым могут быть сведены ток, напряжение, мощность.

усилительных приборов по постоянному току, либо глубиной отрицательной обратной связи и где объектом регулировки является усилительный каскад, процессы усиления информационного сигнала и управления значением коэффициента усиления протекают в одном и том же устройстве. Это обуславливает появление ряда трудностей:

- невозможно достичь требуемые показатели каскада (в частности, максимальные значения коэффициента усиления и диапазона регулировки);

из-за изменений входных и выходных комплексных сопротивлений каскада, вызванных воздействием на него управляющего сигнала, возникают побочные эффекты — дополнительные частотные и фазовые искажения, причем их интенсивность меняется в процессе регулировки усиления.

Эти искажения возникают из-за того, что входные и выходные сопротивления регулируемых каскадов входят в состав сопротивлений цепей межкаскадной связи, определяющих форму частотной и фазовой характеристик. В результате форма этих характеристик изменяется, что в конечном итоге приводит к появлению неконтролируемых искажений информационного сигнала, степень которых зависит от принятого способа управления усилением, типа управляемых элементов, структуры управляемых цепей.

Введение электронно-управляемого аттенюатора в приемно-усилительный тракт позволяет разнести функции усиления сигнала и управления усилением по разным участкам тракта, обеспечить максимальную эффективность процесса регулировки усиления и значительно снизить интенсивность побочных эффектов.

1.2. ОСОБЕННОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

Реализация электронно-управляемых аттенюаторов, а следовательно, и их внутренняя структура определяются показателями, которыми характеризуются поведение приемно-усилительного тракта в широком динамическом диапазоне входных сигналов.

Рассмотрим аттенюатор как узел приемно-усилительного тракта. Главным, что определяет структуру тракта в целом, является форма управляющего сигнала, изменения уровня которого обуславливают регулировочные свойства аттенюатора. В зависимости от вида управляющего сигнала различаются два типа управляемых аттенюаторов.

Если управляющее воздействие может представлять собой сигнал постоянного тока, то управляющее устройство (рис. 1.2) связано с приемно-усилительным трактом и имеет в своем составе дополнительный усилитель радио или промежуточной частоты, детектор, фильтр, усилитель постоянного тока. Управляющий сигнал, уровень которого определяется амплитудой усиливаемого колебания, подводится к управляемому аттенюатору, изменяя сопротивление его элементов и, следовательно, коэффициент передачи. Управляемый таким образом аттенюатор целесообразно вводить в узлы приемно-усилительного тракта, работающие в режиме усиления сигналов малого уровня. Рассматриваемый аттенюатор назовем аттенюатором первого типа.

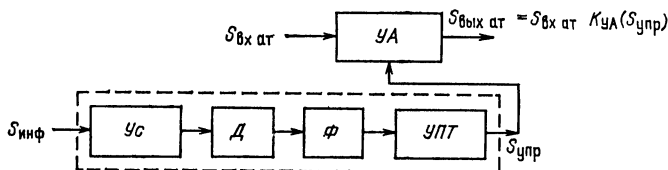


Рис. 1.2. Структурная схема системы регулирования усиления

УА — управляемый аттенуатор; УУ — управляющее устройство; УС — усилитель; Д — детектор; Ф — фильтр; УПТ — усилитель постоянного тока

Если в качестве управляющего воздействия может быть использовано усиливаемое колебание — информационный сигнал, то значительно упрощается схемотехническое и конструктивно-технологическое исполнение аттенуатора, который будем называть аттенуатором второго типа. Так как нелинейность вольт-амперных характеристик управляемых элементов проявляется при наличии колебаний значительной амплитуды, то необходимые пределы изменения коэффициента усиления тракта будут обеспечиваться при условии, если аттенуатор включен в состав узлов, работающих в режиме усиления сигналов большого уровня.

Укажем области применения аттенуаторов в приемных устройствах. Преобразование высокочастотного колебания в управляющее воздействие — сигнал постоянного тока — происходит с задержкой во времени, которая определяется инерционностью цепей. Следовательно, система регулировки усиления, требующая такое преобразование (рис. 1.2), обладает малым быстродействием, из-за чего ее применение ограничивается связными, радиовещательными и другими приемниками, работающими в условиях сравнительно медленных изменений информационного сигнала.

Управление, осуществляемое с помощью информационного сигнала, практически безынерционно. Поэтому аттенуатор с таким управлением используется в приемниках (например, радиолокационных), работающих при быстрых изменениях уровня принимаемого сигнала. Поскольку управление информационным сигналом требует использования нелинейных участков вольт-амперных характеристик управляемых элементов, то его лучше применять, когда нелинейные искажения не вызывают существенных изменений формы информационного сигнала, например, в составе импульсных приемников.

Аттенуаторы, коэффициент передачи которых регулируется с помощью специально создаваемых управляющих сигналов и которые входят в состав участков тракта, содержащих малосигнальные усилители, создают незначительные нелинейные искажения, что позволяет применять их в приемниках непрерывных сигналов, где эти искажения недопустимы.

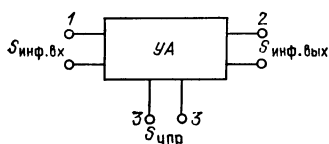


Рис. 1.3. Управляемый аттенуатор как шестиполусник:

$S_{инф.вх}$ — информационный сигнал на входе;
 $S_{инф.вых}$ — информационный сигнал на выходе;
 $S_{упр}$ — управляющий сигнал

1.3. НАПРАВЛЕНИЯ АНАЛИТИЧЕСКОГО ИССЛЕДОВАНИЯ АТТЕНЮАТОРА

Основываясь на приведенных структурных схемах, составим общие аналитические выражения, с помощью которых можно качественно и количественно оценить основные показатели и характеристики приемно-усилительного тракта с управляемым аттенюатором.

*Коэффициенты усиления при управлении:
сигналом постоянного тока*

$$K_T = K_1 K_{yA} [s_{упр} (s_{инф.вх})] K_2, \quad (1.1)$$

информационным сигналом

$$K_T = K_1 K_{yA} (s_{инф.вх}) K_2. \quad (1.2)$$

уровень выходного информационного сигнала

$$s_{инф.вых} = s_{инф.вх} K_T. \quad (1.3)$$

В (1.1) ... (1.3) K_1 и K_2 — коэффициенты усиления нерегулируемых блоков тракта: предшествующих управляемому аттенюатору и следующему за ним; K_{yA} — коэффициент передачи управляемого аттенюатора; $s_{инф.вх}$ — уровень входного информационного сигнала.

Коэффициент передачи аттенюатора, а следовательно, и коэффициент усиления тракта являются непрерывными функциями изменений интенсивности информационного сигнала. Поэтому приемно-усилительные тракты, использующие аттенюаторы обоих рассмотренных выше разновидностей, относятся к классу систем регулирования усиления непрерывного действия.

При строгом анализе электронно-управляемый аттенюатор должен рассматриваться в виде шестиполусного устройства (см. рис. 1.3), на входные зажимы 1—1 которого подается информационный сигнал, с зажимов 2—2 снимается выходной, к зажимам 3—3 подводится управляющий сигнал. Аттенюатор, управляемый информационным сигналом, должен рассматриваться в виде четырехполусника.

Выражения (1.1) ... (1.3) являются основными при аналитическом исследовании радиоприемного устройства с управляемым аттенюатором. Пользуясь ими, определим *диапазон изменения коэффициента усиления*

$$D_K = K_{T \max} / K_{T \min}. \quad (1.4)$$

Полагая, что кроме аттенюатора, все остальные узлы тракта обладают постоянными коэффициентами передачи, не зависящими от изменения уровня управляющего сигнала, (1.4) можно переписать:

$$D_K = K_{yA \max} / K_{yA \min}. \quad (1.5)$$

Когда аттенюатор управляется информационным сигналом, поведение приемно-усилительного тракта следует оценивать показателем, описывающим амплитудную характеристику, — *динамическим диапазоном по входным сигналам*

$$D_{y.вх} = U_{вх \max} / U_{вх \min}. \quad (1.6)$$

Здесь $U_{вх\,т\,max}$ — максимальная амплитуда входного колебания, определяемая из условия достижения либо допустимого уровня нелинейных искажений в приемниках непрерывных колебаний, либо окончания нарастающего участка амплитудной характеристики — в приемниках импульсных сигналов; $U_{вх\,т\,min}$ — минимальная амплитуда входного колебания, определяемая из условия различимости сигнала на фоне помех при заданном отношении сигнал-помеха.

Динамический диапазон по входным сигналам позволяет количественно оценить протяженность участка амплитудной характеристики, который описывается вполне определенной функциональной зависимостью, например линейной или логарифмической.

При аналитическом исследовании приемных устройств с управляемыми аттенуаторами необходимо знать закономерности изменения формы частотных и фазовых характеристик (АЧХ и ФЧХ). Строгое решение этой задачи представляется затруднительным. Эти закономерности выясняются вполне удовлетворительно с помощью приближенного метода, основанного на использовании пространственного рельефа [4]. Электрическое состояние любой передаточной цепи, в частности, регулируемого усилителя или аттенуатора, а следовательно, и отражающие его показатели, такие как модуль коэффициента усиления и его аргумент являются функциями большого числа переменных. Конец вектора коэффициента усиления, построенного в многомерном пространстве, описывает сложную траекторию, каждая точка которой однозначно определяет электрическое состояние цепи. Рассекая полученную таким образом пространственную фигуру, т. е. ограничиваясь двух- или трехмерным пространством координат, можно оценить зависимость коэффициента усиления от интенсивности воздействия, например от частоты информационного сигнала, уровня управляющего сигнала, температуры окружающей среды и т. д. Аналогично можно построить пространственную фигуру, в которой длина вектора, отображающего электрическое состояние, определяет фазовый сдвиг, а следовательно, и его зависимость от различных переменных.

Метод пространственного рельефа позволяет аналитически описать и графически построить амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики тракта (или управляемого аттенуатора), отражающие его фиксированные электрические

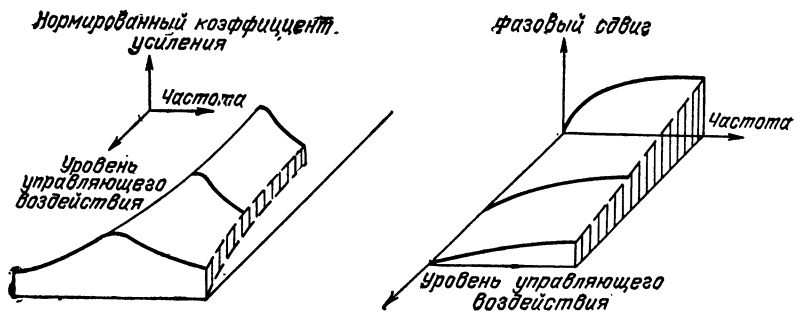


Рис. 1.4. Представление частотной и фазовой характеристик усилителя с управляемым усилением в виде пространственного рельефа

состояния, соответствующие постоянным уровням управляющего воздействия в заданном интервале изменения. Построенный в трехмерной системе координат (рис. 1.4) пространственный рельеф дает возможность наглядно представить особенности изменения формы частотной и фазовой характеристик приемно-усилительного тракта в процессе управления коэффициентом усиления.

ГЛАВА 2

УПРАВЛЯЕМЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ АТТЕНУАТОРА

2.1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ЭЛЕМЕНТОВ С УПРАВЛЯЕМЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

Элементы с электрически управляемым сопротивлением применяются в радиоэлектронной аппаратуре при решении разнообразных технических задач, в частности при необходимости обеспечить определенную связь между изменениями выходного параметра устройства и интенсивности электрического воздействия. Управляемые аттенуаторы — это передаточные цепи, работа которых требует введения элементов с управляемым сопротивлением или их комбинации с линейными резисторами.

Большинство элементов, используемых в качестве управляемых, выпускается промышленностью для решения ряда задач нелинейной радиотехники — детектирования, преобразования частоты и т. п. Однако при их использовании в качестве управляемых элементов такие показатели, как закон изменения сопротивления в зависимости от приложенного электрического воздействия, подверженность формы характеристик внешним дестабилизирующим факторам, а также закономерности их изменения во времени, производством не гарантируются. Это существенно затрудняет как подбор управляемых элементов и выбор режима их работы в конкретных устройствах, так и технический их расчет.

Рассмотрим свойства управляемых элементов и сформулируем рекомендации по их применению в цепях с управляемыми аттенуаторами.

Управляемые элементы включаются в цепь как двухполюсники, сопротивление которых изменяется в зависимости от подведенного к ним электрического управляющего воздействия (тока, напряжения, электромагнитного поля). Так как у большинства используемых в составе УА элементов в процессе управления наиболее заметно изменяется активная составляющая сопротивления, то будем использовать определение рассматриваемых элементов как электрически управляемых резисторов (УР) [6, 7, 9].

Область применения УР чрезвычайно широка: радиоприемные и радиопередающие устройства, измерительные приборы, системы промышленного контроля и испытаний, телеметрические устройства и т. д. С их помощью можно:

регулировать уровень полезного сигнала, используя в составе аттенуаторов или других цепей;

дистанционно управлять уровнем сигнала;

регулировать какой-либо параметр электронного устройства, например частоту настройки, ширину полосы пропускания усилителя или избирательной цепи;

сохранять неизменным значение какого-либо параметра электронного устройства при наличии дестабилизирующих воздействий внешней среды.

Во всех перечисленных применениях УР служит для согласования тракта передачи сигнала с физическими характеристиками последнего. При этом в каждом конкретном случае применения необходимо выбрать: тип УР, способ управления его сопротивлением и структуру цепи. Чтобы осуществить такой выбор, разработчики управляемых аттенуаторов должны иметь сведения о физических особенностях элементов, используемых в качестве УР, и параметрах этих элементов.

В зависимости от характера управляющего воздействия различаются следующие типы управляемых резисторов, сопротивление которых изменяется:

под действием приложенного напряжения (диоды, варисторы, биполярные и полевые транзисторы);

в зависимости от температуры (терморезисторы, позисторы);

под влиянием электромагнитного излучения (фоторезисторы, фототранзисторы, полевые фототранзисторы);

под влиянием магнитного поля (магниторезисторы, магнитодиоды, датчики Холла).

Будем рассматривать управляемые резисторы, которые находят применение в усилительных устройствах — полупроводниковые диоды, варисторы, биполярные и полевые транзисторы.

Классифицируем их по способу подведения информационного и управляющего сигналов. Диоды и варисторы являются двухполюсными элементами, их применение в качестве УР в составе аттенуаторов приводит к возникновению нежелательных связей между цепями, в которых вырабатываются информационный и управляющий сигналы. Биполярные и полевые транзисторы (БТ и ПТ), которые имеют специальный управляющий электрод (базу и затвор соответственно), можно рассматривать как разновидности многополюсных (в данном случае трехполюсных) УР. Трехполюсная структура БТ и ПТ позволяет включить их в сигнальную цепь (например, промежуток эмиттер — коллектор БТ), не опасаясь заметного влияния источника управляющего воздействия, подводимого к базе или к затвору. Этим достигается развязка сигнальной и управляющей цепей и, как следствие, повышается устойчивость работы тракта в целом. Возможно, и применяется на практике включение БТ и ПТ в виде двухполюсного управляемого элемента.

2.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Впервые в качестве УР в радиотехнических устройствах стали применяться диоды (сначала ламповые, а затем и полупроводниковые), что обуславливалось наличием на их вольт-амперных характеристиках (ВАХ) больших нелинейных участков. Ток полупроводникового диода

$$i = I_{\text{нас}} \left[e^{(U - i r_{\delta}) / \varphi_T} - 1 \right], \quad (2.1)$$

где U — напряжение на его выводах; $I_{\text{нас}}$ — обратный ток насыщения; r_{δ} — распределенное сопротивление базы; φ_T — температурный потенциал.

Устанавливая режим работы диода, соответствующий указанному участку, можно обеспечить эффект, эквивалентный наличию в составе цепи нелинейного элемента с динамическим сопротивлением

$$= \frac{1}{a(i + I_{\text{нас}})} + r_6, \quad (2.2)$$

где $I_{\text{нас}}$ — ток, зависящий от материала полупроводника, конструкции диода и технологии его изготовления; $a = 38,5$ 1/В.

Таким образом, при заданном значении тока теоретическое значение динамического сопротивления диода определяется величинами $I_{\text{нас}}$ и a . На практике a изменяется в зависимости от типа диода в пределах 20 ... 25 1/В, $I_{\text{нас}}$ от единиц наноампер до десятков и сотен микроампер.

В идеальном диоде сопротивление изменяется от нуля (с увеличением прямого смещения) до бесконечности (при обратном напряжении). В реальных диодах сопротивление снизу ограничивается сопротивлением базы, а сверху — сопротивлением, обусловленным возрастанием обратного тока при увеличении обратного напряжения (тока термогенерации носителей заряда и тока утечки).

На рис. 2.1 даны зависимости динамического сопротивления от приложенного напряжения для нескольких диодов, наиболее часто применяемых в качестве УР. Как видно, динамическое сопротивление меняется в значительных пределах. Например, для кремниевых диодов с небольшим обратным током это изменение достигает 120 дБ.

В качестве УР могут быть применены также стабилитроны. При прямом смещении их характеристики практически не отличаются от характеристик обычных кремниевых диодов. При обратном напряжении их сопротивление достигает десятков мегом, в то время как в области пробоя оно резко снижается до единиц — десятков ом. К недостаткам стабилитронов следует отнести высокий уровень шума в начальной области пробоя и большую паразитную емкость, что затрудняет их применение в высокочастотных устройствах.

В высокочастотных устройствах вплоть до частот примерно 1 ГГц лучше применять рпн-диоды, емкость которых не зависит от приложенного напряжения и составляет десятки доли пикофарды.

Полупроводниковые диоды не требуют большой мощности сигнала управления, дешевы, надежны, обладают хорошими конструктивно-технологическими характеристиками.

Введение диода в управляемую цепь, например в аттенуатор, и подача на него управляющего электрического воздействия (рис. 2.2,а) позволяет изменять сопротивление УР и, как следствие, коэффициент передачи аттенуатора. Однако применению диода в качестве УР присущ серьезный недостаток, обуслов-

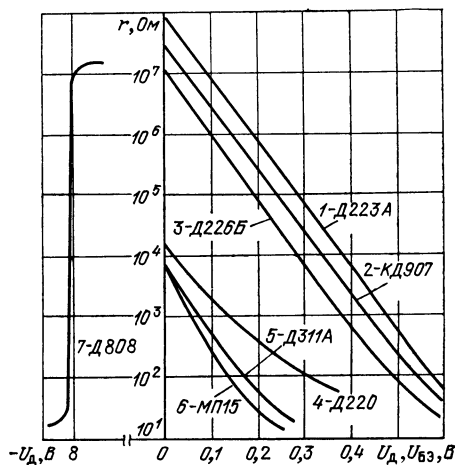


Рис. 2.1. Зависимость сопротивления диода от приложенного напряжения

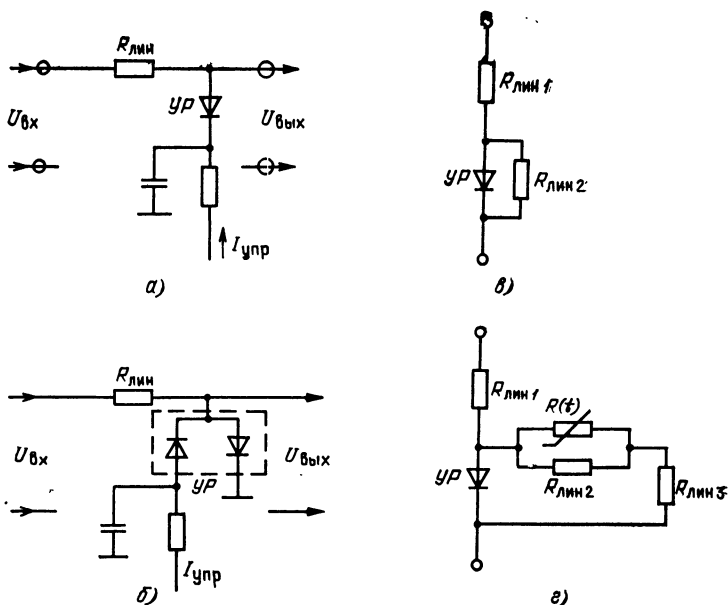


Рис. 2.2. Схемы аттенуаторов с использованием полупроводниковых диодов в качестве УР

ленный формой ВАХ диода. Формы прямой и обратной ветвей ВАХ, а следовательно, и значения прямого и обратного сопротивлений существенно различаются. Из-за этого диоды классифицируют как несимметричные нелинейные элементы. Их использование в составе усилительных устройств ведет к возникновению значительных нелинейных искажений информационного сигнала. Когда такое увеличение недопустимо, рекомендуется выполнять УР в виде встречно-параллельного соединения двух диодов (рис. 2.2,б), из-за чего он превращается в симметричный нелинейный элемент, обеспечивающий одинаковую компрессию сигналов разных полярностей (например, синусоидального колебания). Симметричная структура УР позволяет исключить (при условии полной идентичности диодов) из спектра выходного сигнала четные гармоники. Кроме того, рассматриваемый способ построения УР превращает его в трехполюсный элемент, позволяющий ослабить нежелательные связи между информационным сигналом и управляющим воздействием.

В [48] показано, что при использовании в качестве УР рpn-диодов значительно снижаются нелинейные искажения в аттенуаторах. Это объясняется тем, что из-за большой инерционности эти диоды слабо детектируют высокочастотный сигнал и поэтому их нелинейность не влияет на искажения сигнала.

Если УР выполнить в виде последовательного соединения нескольких диодов [49], его вольт-амперная характеристика в значительной части будет подчиняться квадратичному закону. Как известно, нелинейные элементы с такой ВАХ вносят существенно меньшие нелинейные искажения.

Форма и протяженность нелинейного участка ВАХ диода, используемого при работе в режиме УР, может иметь значительный разброс от образца к

образцу. Следствием этого будет снижение точности разрабатываемых цепей и трудности при обеспечении заданной формы регулировочной характеристики, на которую заметное влияние оказывает зависимость параметров диодов от изменений температуры окружающей среды (причем принципиально неустраняемая). Это вынуждает усложнять структуру УР путем введения в их состав линейных резисторов для коррекции формы регулировочной характеристики. Способ схемной реализации двухполюсной управляемой цепи с корректирующими линейными резисторами иллюстрируется на рис. 2.2,в. Если показатели и характеристики аттенуаторов не должны зависеть от изменений окружающей температуры, в состав управляемых цепей необходимо вводить температурно-чувствительные элементы (например, терморезисторы), с помощью которых обеспечивается более высокая стабильность параметров УР, а следовательно, и управляемой цепи. Применение сложных УР вызывает трудности как при реализации управляемой цепи, так и в процессе проведения комплекса регулировочно-настроечных операций. Возможная структура управляемой цепи показана на рис. 2.2,г. Определенный эффект дает применение в качестве УР кремниевых диодов, обладающих более высокой температурной стабильностью.

2.3. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Возможность использования БТ в качестве элемента с электрически управляемым сопротивлением основывается на известных свойствах $p-n$ -переходов транзистора. Подведение управляющего воздействия к одному из электродов БТ приводит к изменению сопротивления перехода, который и может быть введен в состав аттенуатора. Для БТ с регулируемым током эмиттера входное сопротивление

$$R_{вх} \approx a/(b + I_3), \quad (2.3)$$

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

Зависимости входного сопротивления БТ от тока эмиттера, построенные в линейно-логарифмическом масштабе даны на рис. 2.3. Как видно из рисунка, характеристика реальных транзисторов совпадает с идеализированной примерно до значений $R_{вх,БТ} \approx 100$ Ом. При значительных токах эмиттера определение входного сопротивления БТ расчетным путем затруднительно, так как его параметры имеют разброс.

Не углубляясь в подробное рассмотрение физических процессов, происходящих в БТ, укажем основные свойства УР [3, 8] на БТ:

уровень нелинейных искажений такой же, как и у УА, который выполнен с использованием полупроводникового диода в качестве УР;

на высоких частотах использование БТ в качестве УР ограничивается уровнем реактивной составляющей проводимости управляемого перехода;

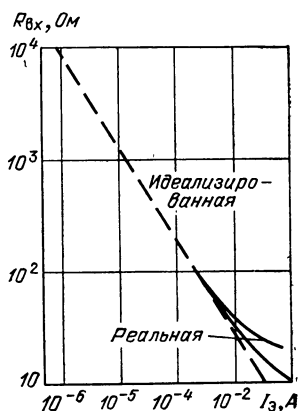


Рис. 2.3. Зависимость входного сопротивления биполярного транзистора от тока эмиттера:
 — — — идеализированная;
 — — — реальные

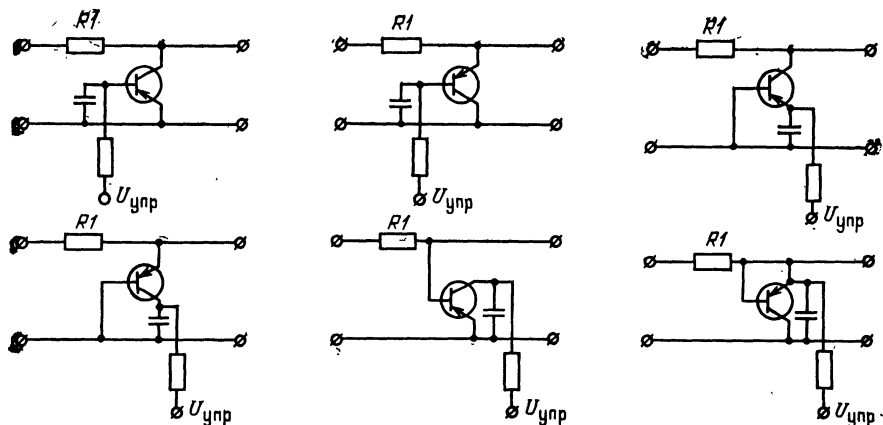


Рис. 2.4. Схемы аттенуаторов с использованием биполярных транзисторов в качестве управляемых резисторов

мощность, потребляемая в цепях управления БТ, сравнительно невелика, что облегчает построение источника управляющего воздействия.

Характеристики БТ, используемых в качестве УР, в основном аналогичны характеристикам диодов. Но у биполярных транзисторов наблюдается значительная зависимость входного сопротивления и входной емкости от частоты и режима работы по постоянному току. Это требует регулировки УР при конкретном применении.

В аттенуаторах, построенных по схемам рис. 2.4, БТ управляется по цепи одного из электродов с помощью внешнего электрического сигнала.

Анализ результатов теоретических и экспериментальных исследований показывает, что при работе в режиме управляемого сопротивления БТ и выполненные на их основе разнообразные цепи имеют ряд преимуществ перед диодами и лучшие показатели. Прежде всего это касается основного показателя УР — диапазона изменения сопротивления под действием управляющего сигнала. Пределы изменения сопротивления у них больше, что объясняется влиянием не только свойств управляемого перехода, но и нелинейностью других характеристик транзистора. Достигается значительный диапазон регулировки коэффициента передачи.

Как элементы электрической цепи, УР на основе БТ обладают меньшей температурной чувствительностью. Обеспечивается высокая температурная стабильность, что особенно ценно при построении аппаратуры, предназначенной для работы в меняющихся условиях эксплуатации.

2.4. УНИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Использование униполярных (полевых) транзисторов в качестве УР обусловлено зависимостью их сопротивления от изменений потенциалов на электродах. Униполярные транзисторы бывают двух разновидностей: с управляющим $p-n$ -переходом (ПТ) и со структурой металл — диэлектрик — полупроводник (МДП-транзисторы со встроенным каналом). К достоинствам ПТ по сравнению с МДП-транзисторами относятся высокая стабильность формы характери-

стик во времени и при изменении температуры, а также малый уровень собственных шумов.

Проводимость канала, образующегося между стоком и истоком транзистора, изменяется под действием электрического поля, которое создается напряжением, приложенным между затвором и истоком. В режиме УР напряжение между затвором и стоком $U_{ЗС}$ не должно превышать напряжения отсечки $U_{ЗИ\text{отс}}$ для ПТ или напряжения порога $U_{ЗИ\text{пор}}$ для МДП-транзистора. Рассмотрим основные зависимости сопротивления канала транзистора и построим модели УР.

Зависимость сопротивления канала транзистора от управляющего напряжения. Семейство ВАХ транзистора при $U_{ЗС} \leq U_{ЗИ\text{отс}}$ симметрично относительно начала координат (рис. 2.5) и может быть аппроксимировано выражением для тока стока

$$\pm I_C = 2 I_{C0} \bar{U}_{СИ} (1 - \bar{U}_{ЗИ} \mp 0,5 \bar{U}_{СИ}), \quad (2.4)$$

где I_{C0} — начальный ток стока при $U_{ЗИ} = 0$; $U_{СИ} = U_{ЗИ\text{отс}}$; $\bar{U}_{СИ} = U_{СИ}/U_{ЗИ\text{отс}}$; $\bar{U}_{ЗИ} = U_{ЗИ}/U_{ЗИ\text{отс}}$ — нормированные значения напряжений на электродах транзистора.

Симметричность ВАХ в режиме УР — особенность, отличающая униполярные транзисторы от полупроводниковых резисторов. Она позволяет управлять сопротивлением в отсутствие постоянных напряжений на стоке и истоке, упрощает схему аттенюатора и повышает его экономичность.

С учетом (2.4) найдем зависимость сопротивления канала от напряжения управления $U_{ЗИ} = U_{упр}$:

$$R_{с.и} = R_{с.и0} / (1 - \bar{U}_{ЗИ} \mp 0,5 \bar{U}_{СИ}), \quad (2.5)$$

где $R_{с.и0} = 1/S_{T0}$ — наименьшее сопротивление канала, определяемое параметрами транзистора.

Для оценки максимального диапазона изменения сопротивления канала транзистора, работающего в режиме УР, (2.5) удобнее представить в виде $R_{с.и} = 2R_{с.и0} \bar{U}_{СИ} I_{C0}/I_C$. При изменении тока стока от максимального значения $I_C = I_{C0}$ при $U_{ЗИ} = 0$ до минимального $I_C = I_{C\text{отс}}$ при $U_{ЗИ} = U_{ЗИ\text{отс}}$ диапазон изменения сопротивления канала

$$d_{р.ум} = R_{с.и\text{max}}/R_{с.и0} = I_{C0}/I_{C\text{отс}}. \quad (2.6)$$

Как показано в [10], между параметрами группы транзисторов, изготовленных в едином технологическом цикле, имеются следующие корреляционные соотношения:

$$R_{с.и01}/R_{с.и02} = (I_{C02}/I_{C01})^{1/3} = (U_{ЗИ\text{отс}2}/U_{ЗИ\text{отс}1})^{1/2}. \quad (2.7)$$

Наличие корреляции (рис. 2.6) позволяет так выбрать параметры транзистора, чтобы обеспечить наибольший диапазон изменения сопротивления канала. Из

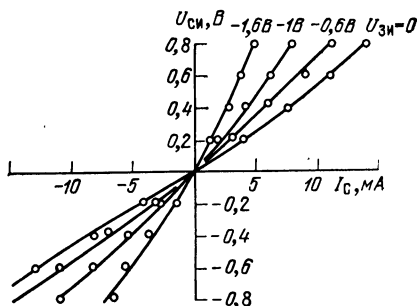


Рис. 2.5. Вольт-амперная характеристика полупроводникового УР на основе КП302

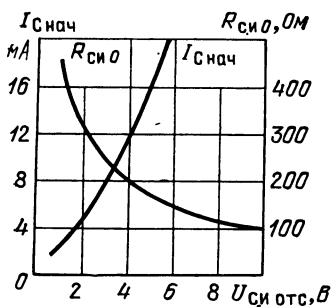


Рис. 2.6. Корреляционная зависимость между параметрами $R_{си0}$, $U_{зи0тс}$, $I_{с0}$ для КПЗ03

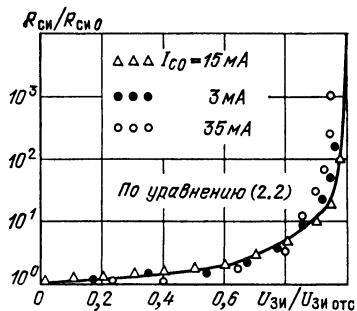


Рис. 2.7. Нормированные зависимости сопротивления канала ПТ от напряжения смещения: $U_{си} = 10$ мВ; $f = 1$ кГц

(2.6) и (2.7) следует, что наибольшее значение $d_{р.у\max}$ можно получить, выбирая транзисторы с большим значением начального тока стока и напряжения отсечки.

Экспериментальное исследование работы ПТ в режиме УР проводилось для нескольких типов транзисторов КП101, КП103, КП302, КП303, обычно применяемых при построении УА. Выбирались транзисторы в количестве 30...50 штук из групп по значению тока $I_{с0}$. На рис. 2.7 приведены усредненные зависимости. При одинаковых значениях напряжения отсечки наибольшим диапазоном изменения сопротивления канала обладают ПТ с $I_{с0} > 30$ мА, у которых отношение $R_{си\max}/R_{си0} = 60$ дБ. Для транзисторов с $I_{с0} < 3$ мА это отношение составляет 30...40 дБ. Как видно из рисунка, характер зависимости сопротивления канала от напряжения управления наиболее близок к теоретическому для слаботочных транзисторов с $I_{с0} \leq 1,5$ мА. Для сильноточных ПТ наблюдается существенное отклонение зависимости $R_{си} = f(U_{зи})$ от теоретической при напряжениях управления, близких к напряжению отсечки. Точность аналитической аппроксимации функции $R_{си} = f(U_{зи})$ определяет погрешность расчета нелинейных искажений в УА, а для остальных параметров УР, в том числе и $d_{р.у\max}$ особой роли не играет. При инженерных расчетах нелинейных искажений в УА на сильноточных ПТ достаточна погрешность примерно 20%, что соответствует диапазону изменения управляющего напряжения $U_{зи}/U_{зи0тс} = 0 \dots 0,8$.

Уровень нелинейных искажений зависит также от напряжения, приложенного между стоком и истоком. Удовлетворительным можно считать коэффициент гармоник не более 10...15%, что имеет место при $U_{си} \leq 0,5U_{зи0тс}$. При больших напряжениях нелинейность ВАХ ПТ возрастает, что приводит к зависимости коэффициента передачи УА от уровня входного сигнала и, как следствие, к росту нелинейных искажений.

Снижение уровня нелинейных искажений УА достигается различными способами. Например, в последовательном и последовательно-параллельном, а также в мостовом аттенюаторах необходимо использовать ПТ с возможно большим значением $U_{зи0тс}$, а в параллельном — с большими значениями $I_{с0}$. Кроме того, УР на транзисторах с большим значением $I_{с0}$ обладает большим диапазоном изменения сопротивления. Для ПТ характерна сильная зависимость параметров от геометрических размеров и особенно от толщины канала (табл. 1).

Т а б л и ц а 1

Зависимость параметров ПТ от геометрических размеров канала

Параметр ПТ	Толщина		
	<i>a</i>	<i>L</i>	<i>W</i>
Начальный ток стока I_{C0}	a^3	$1/L$	W
Напряжение отсечки $U_{зи\text{отс}}$	a^2	—	—
Минимальное сопротивление $R_{Cи0}$	$1/a$	L	$1/W$

Данные табл. 1 позволяют сформулировать требования к ПТ, предназначенным для работы в режиме УР. Так как напряжение отсечки зависит только от толщины канала, то для увеличения $U_{зи\text{отс}}$ следует использовать транзисторы с каналом большой толщины. Увеличение толщины канала, сопровождаемое ростом I_{C0} и уменьшением $R_{Cи0}$, т. е. в конечном итоге ростом диапазона изменения сопротивления УР $d\rho_{УТ}$, является наиболее рациональным способом повышения качества УР на основе ПТ. Действительно, увеличение W/L , принимаемое для уменьшения $R_{Cи0}$, сопровождается ростом паразитных емкостей структуры и, как следствие, ухудшением частотных свойств УР.

Температурная зависимость сопротивления канала. Температурные изменения сопротивления УР на основе униполярных транзисторов определяются подвижностью основных носителей в канале $\mu_{осн}$ и напряжением отсечки или порога.

Зависимость подвижности основных носителей от температуры для ПТ и МДП-транзисторов характеризуется температурным коэффициентом

$$\alpha_{\mu} = d \mu_{осн} / \mu_{осн} (T_0) dT = -n_{\mu} / T_0, \quad (2.8)$$

где $\mu_{осн}(T_0)$ — подвижность носителей при температуре T_0 ; n_{μ} — коэффициент, зависящий от материала полупроводника и типа его проводимости.

Зависимость температурного коэффициента α_{μ} от температуры иллюстрируется табл. 2.

Как показывают расчеты, при небольших изменениях температуры $\Delta T < 40^\circ$ с погрешностью не выше 10% температурную зависимость α_{μ} можно не учитывать. При $\Delta T > 40^\circ$ $\alpha_{\mu} = 15 \dots 20\%$ и для точности расчетов следует пользоваться усредненными значениями α_{μ} , приводимыми в табл. 2.

Т а б л и ц а 2

Значения температурного коэффициента подвижности

Полупроводник	Проводимость	n_{μ}	$\alpha_{\mu} 10^{-3}/K$		
			$T_0 = 293 K$	$\Delta T = 293 \dots 398 K$	$\Delta T = 213 \dots 293 K$
Германий	<i>n</i>	1,5	—5,1	—4,4	—6,1
	<i>p</i>	2,3	—7,8	—6,8	—8,6
Кремний	<i>n</i>	2,6	—8,9	—7,7	—10,5
	<i>p</i>	2,3	—7,8	—6,8	—8,6

Температурная нестабильность напряжения отсечки ПТ обусловлена зависимостью контактной разности потенциалов φ_D от температуры, а нестабильность напряжения порога МДП-транзистора,— главным образом, зависимостью уровня Ферми φ_F от температуры.

Нестабильность напряжения отсечки (порога) принято характеризовать температурным коэффициентом

$$\alpha_u = dU_{\text{зи отс}}/U_{\text{зи отс}}(T_0) dT = \varepsilon/U_{\text{зи отс}}(T_0), \quad (2.9)$$

где $U_{\text{зи отс}}(T_0)$ — напряжение отсечки (порога) при температуре T_0 .

Для транзисторов с управляющим p — n -переходом в диапазоне температур 200 ... 400 К зависимость ε от температуры слабая и с погрешностью, не превышающей 10 ... 15%, для расчетов можно пользоваться средним значением $\varepsilon \approx 2,2$ мВ/К. Для МДП-транзисторов зависимость коэффициента ε от температуры проявляется в большей степени; кроме того, значения ε увеличиваются с ростом напряжения порога [10] и для большинства серийных МДП-транзисторов лежат в пределах 2 ... 5 мВ/К.

С учетом (2.8) и (2.9) выражение для температурного коэффициента сопротивления (ТКС) УР может быть получено из (2.5) при $\bar{U}_{\text{зи}} \ll 1$:

$$\theta_R = dR_{\text{с.и}}/R_{\text{с.и}0}(T_0) dT = -\alpha_\mu/(1 - \bar{U}_{\text{зи}}) - \alpha_u/(1 - \bar{U}_{\text{зи}})^2. \quad (2.10)$$

Из 2.10 следует что параметр θ_R зависит от напряжения отсечки, которое для выпускаемых промышленностью транзисторов изменяется в больших пределах $U_{\text{зи отс}} = 0,2 \dots 10$ В. На рис. 2.8 показана рассчитанная по (2.10) область изменения ТКС УР для транзисторов с различными значениями напряжения отсечки. Коэффициент θ_R может принимать отрицательные и положительные значения. При этом $\theta_{R \min} \approx (6,4 \dots 7,3) 10^{-3}/\text{К}$ имеют транзисторы с напряжением отсечки $U_{\text{зи отс}} \approx 1,4 \dots 1,6$ В; ТКС УР на основе этих транзисторов не зависит от напряжения управления.

Модель управляемого резистора. Программы автоматического проектирования и анализа электронных цепей предполагают использование моделей УР, которые с достаточной для инженерных расчетов точностью описывают их характеристики.

Для определения отклонения сопротивления резистора от номинального значения вследствие изменения управляющего напряжения или разброса параметров используется эквивалентная схема, приведенная на рис. 2.9,а. Входная цепь УР на основе униполярного транзистора представлена в виде генератора тока I_3 с внутренним сопротивлением $r_{3.и}$. Генератор $U_{\text{зи отс}}$ отображает напряжение, которое необходимо иметь между затвором и истоком для перекрытия канала. Удельная проводимость $G_0 = 2I_{\text{с}0}/U^2_{\text{зи отс}}$ определяется технологическими параметрами транзистора и зависит от подвижности носителей в канале.

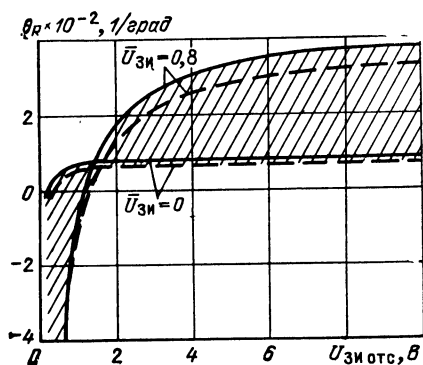


Рис. 2.8. Область изменения ТКС УР в диапазоне регулирования при T_0 :

— — — граница для ПТ с каналом проводимости p ; — — — граница для ПТ с n -проводимостью

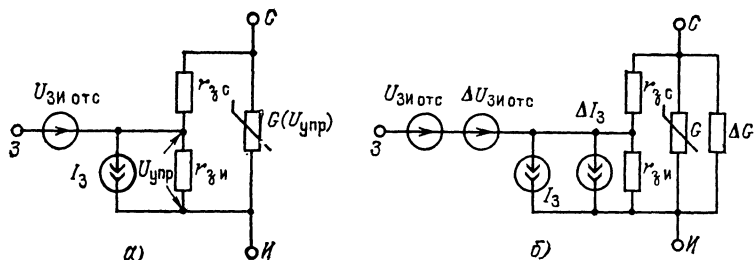


Рис. 2.9. Эквивалентные схемы УР:

а — для постоянных составляющих; *б* — для приращений (дрейфа) постоянных составляющих

Для расчета ТКС УР предлагается эквивалентная схема (рис. 2.9,б), где зависимость параметров транзистора от температуры учитывается наличием генераторов: $\Delta U_{\text{зиотс}} = U_{\text{зиотс}} \alpha_U \Delta T$, $\Delta I_3 = I_3 (T_0) (e^{\gamma \Delta T} - 1)$ и проводимостью $\Delta G = -G_0(T_0) \alpha_{\mu}$.

На рис. 2.10 приведена схема нелинейной модели УР, учитывающая его инерционные свойства. Для УР на основе транзистора с управляющим *p-n*-переходом емкости затвор — сток $C_{з.с}$, затвор — исток $C_{з.и}$, подложка — исток $C_{п.и}$ и подложка — сток $C_{п.с}$ являются зарядными емкостями обратно смещенных *p-n*-переходов и зависят от напряжения управления $U_{\text{зи}}$ (рис. 2.11). Однако изменения емкостей $C_{з.с}$ для большинства случаев не превышает 15...30%, а $C_{з.и}$ примерно в 3...4 раза.

Межэлектродные емкости УР на основе МДП-транзистора определяются емкостью распределенной структуры: металлический затвор — диэлектрик — канал, конструктивными емкостями между выводами транзистора, а также эффектом модуляции объемного заряда в канале транзистора. Так как основной вклад в межэлектродные емкости УР вносят паразитные емкости корпуса транзистора и емкости между выводами, изменение напряжения $U_{\text{си}}$ практически не влияет, а при изменении управляющего напряжения $U_{\text{зи}}$ изменения емкостей не превышают 10...15%.

Столь незначительные изменения реактивных сопротивлений УР позволяют при анализе частотных свойств учитывать лишь зависимость активного сопротив-

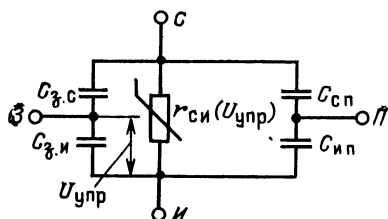


Рис. 2.10. Эквивалентная схема УР для переменных сигналов высших частот

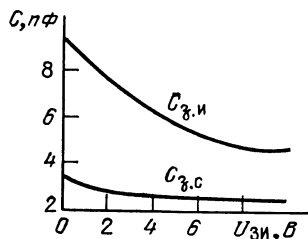


Рис. 2.11. Зависимость межэлектродных емкостей УР на КП201 при $U_{\text{си}} < 15$ В

ления канала $r_{с.н}$ от управляющего напряжения. Сделанное допущение означает, что эффективность регулирования коэффициента передачи УА несколько снижается.

ГЛАВА 3

РАЗНОВИДНОСТИ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ И МЕТОДЫ ИХ АНАЛИЗА

3.1. СПОСОБЫ ПОСТРОЕНИЯ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ

Применяемые в современной радиотехнике управляемые аттенуаторы представляют собой сложные комбинации линейных и нелинейных элементов (или резисторов), сопротивление которых изменяется в зависимости от уровня внешнего электрического воздействия.

Различия аттенуаторов, а следовательно, их технические характеристики определяются: числом звеньев; структурой отдельных звеньев, т. е. их общей конфигурацией, расположением линейных резисторов и нелинейных управляемых элементов, а также их числом; типом примененного управляемого нелинейного элемента; способом подведения управляющего электрического воздействия.

Все это обусловило появление огромного количества схемотехнических модификаций УА (многие из них описаны в литературе), обеспечивающих в каждом конкретном случае достижение требуемых показателей приемноусилительного тракта.

Однако, для того чтобы разработать универсальные методы аналитического исследования и сформулировать рекомендации по техническому расчету и реализации УА, необходимо указать общие классификационные признаки. На их основе могут быть получены соотношения, которые до определенного этапа позволяют рассчитывать аттенуаторы независимо от их схемотехнической реализации. Классифицировать их целесообразно на примере однозвенного аттенуатора, причем безотносительно к типу УР и способа подведения управляющего воздействия.

Модификации схем нелинейных резистивных Г-образных аттенуаторов изображены на рис. 3.1. Как видно, такой аттенуатор

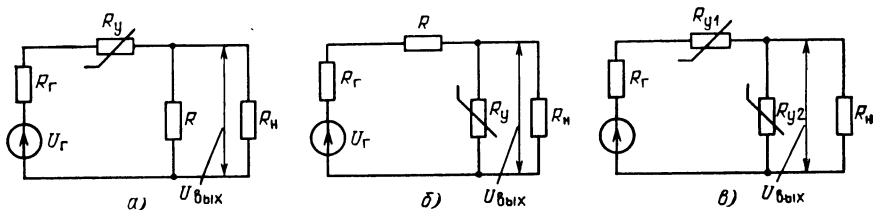


Рис. 3.1. Г-образные управляемые аттенуаторы:

а — последовательный; б — параллельный; в — последовательно-параллельный

представляет собой резистивный делитель напряжения. В зависимости от места включения УР различаются последовательный (рис. 3.1,а), параллельный (рис. 3.1,б), последовательно-параллельный (рис. 3.1,в) аттенюаторы.

Рассмотрим эти аттенюаторы, их свойства и особенности применения в усилителях с управляемым усилением.

В последовательном аттенюаторе УР включается в последовательное плечо и обеспечивает максимальный диапазон изменения коэффициента передачи, даже если последующий каскад имеет низкое входное сопротивление. Ясно, что такие звенья целесообразно применять при условии работы аттенюатора на последующее устройство с низкоомным входом. Требуемая форма регулировочной характеристики $K_{yA} = (U_{yup})$ (обычно: уменьшение коэффициента передачи при увеличении уровня управляющего воздействия) обеспечивается при росте сопротивления УР с увеличением уровня управляющего воздействия.

В параллельном аттенюаторе УР включается в параллельное плечо. Следовательно, для уменьшения коэффициента передачи с ростом уровня управляющего сигнала сопротивление УР должно уменьшаться. Поскольку реальные усилительные каскады с УА строятся исходя из условия достижения максимального диапазона изменения коэффициента усиления, то должно быть минимальным шунтирование УР линейными элементами с постоянным сопротивлением, например входным сопротивлением последующего каскада. Поэтому параллельные аттенюаторы можно применять, когда входное сопротивление последующего каскада велико.

В последовательно-параллельном аттенюаторе УР включаются в оба плеча резистивного делителя. Его применение вызвано необходимостью увеличить диапазон регулировки усиления.

Когда к управляемому усилителю предъявляются повышенные требования к диапазону изменения коэффициента усиления и стабильности частотно-фазовых свойств в процессе управления, можно применять нелинейные управляемые четырехполюсники более сложной структуры, например П- и Т-образные. Упрощенные схемы таких четырехполюсников показаны на рис. 3.2. Не вдаваясь в подробный анализ, отметим, что двухполюсники, обозначенные как R_{y1} , R_{y2} и R_{y3} , представляют собой либо нелинейные элементы, либо их комбинации с линейными резисторами. Показано [4], что такое усложнение управляемого четырехполюсника обеспечивает более высокое постоянство его входного и выходного сопротивлений в процессе управления коэффициентом передачи, но в то же время обуславливает появление дополнительных трудностей при настройке усилителя. Поскольку аналитически исследовать каскады со сложными управляемыми

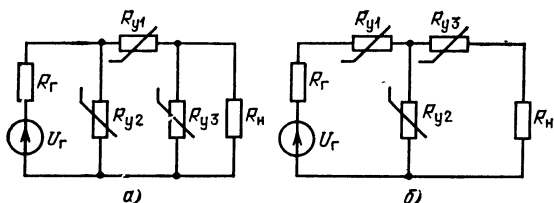


Рис. 3.2. Многосвязные управляемые аттенюаторы:
а — П-образный; б — Т-образный

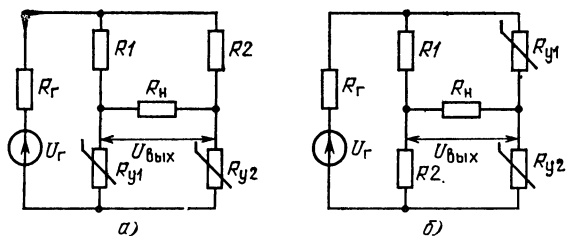


Рис. 3.3. Мостовые управляемые аттенюаторы:
 а — с параллельным включением УР; б — с последовательным включением УР

ми четырехполюсниками трудно, то оптимальные параметры составляющих их элементов обычно определяют эмпирическим путем.

Применяются и другие разновидности управляемых четырехполюсников, например, выполненные по мостовой схеме (рис. 3.3). Как видно, УР, обладающие идентичными характеристиками, включаются в плечи моста параллельно (рис. 3.3,а) или последовательно (рис. 3.3,б). Коэффициентом передачи аттенюатора управляют путем изменения сопротивления одного из УР, а второй служит для точной балансировки моста в отсутствие управляющего сигнала. Несмотря на возможность достижения большого диапазона регулирования коэффициента передачи, мостовые аттенюаторы не получили широкого распространения. Структура их затрудняет обеспечение эффективной развязки между цепями, по которым поступает полезный и управляющий сигналы.

Когда недостаточно изменение коэффициента усиления, обеспечиваемое одноканальным УА, управляемый усилитель целесообразно выполнять в виде многозвенной цепи.

3.2. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ПРОСТЕЙШИХ Г-ОБРАЗНЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

Методика аналитического исследования Г-образных аттенюаторов разработана достаточно хорошо. На основе исследования расчетных соотношений, определяющих основные их показатели, могут быть сформулированы требования, которым должны удовлетворять как управляемые аттенюаторы, так и смежные с ним цепи: предшествующая, условно обозначаемая как сопротивление источника сигнала R_r , и последующая, обозначаемая как сопротивление нагрузки R_n . Поведение УА будем рассматривать с учетом следующих упрощений: анализируются соотношения, определяющие показатели УА в области средних частот, предполагается, что в УА использован абстрактный управляемый резистор R_y .

Последовательный аттенюатор. В предположении, что $R_n \gg R$, коэффициент передачи такого аттенюатора (см. рис. 3.1,а).

$$K_{УА\text{ посл}} = R / (R + R_r + R_y). \quad (3.1)$$

Диапазон регулирования коэффициента передачи аттенюатора оценивается отношением максимального и минимального коэффи-

циентов передачи, определенных при фиксированных значениях управляющего воздействия

$$D_{p.y m} = \frac{K_{yA \max}}{K_{yA \min}} = \frac{R + R_r}{R + R_r + R_{y \min}} + d_{p.y m} \frac{R_{y \min}}{R + R_r + R_{y \min}}, \quad (3.2)$$

где $d_{p.y m} = R_{y \max}/R_{y \min}$ — параметр, характеризующий пределы изменения сопротивления УР.

Для увеличения коэффициента передачи аттенюатора необходимо

$$R + R_r \gg R_{y \min}, \quad (3.3)$$

тогда как для увеличения диапазона регулирования

$$R + R_r \ll R_{y \min}. \quad (3.4)$$

Поскольку достижение максимального диапазона регулирования наиболее ценное свойство УА, в процессе его разработки основное внимание должно быть обращено на выполнение (3.4).

Входное сопротивление аттенюатора определяется сопротивлением УР, которое в диапазоне регулирования меняется в пределах $R_{y \min} < R_{вхУА} < d_{p.y m} R_{y \min}$, а выходное сопротивление $R_{выхУА} = R$ не зависит от уровня управляющего сигнала.

Параллельный аттенюатор. В таком аттенюаторе УР включен параллельно нагрузке (см. рис. 3.1,б), поэтому функции резистора R может выполнять сопротивление источника сигнала.

В предположении $R_r \ll R$, основные показатели аттенюатора

$$K_{yA \text{ пар}} = R_n/(R_n + R) + R_y/(R_y + R||R_n); \quad (3.5)$$

$$D_{p.y m} = d_{p.y m} (R_{y \min} + R||R_n)/(R_{y \max} + R||R_n). \quad (3.6)$$

Как видно из (3.5) и (3.6), для увеличения коэффициента передачи аттенюатора необходимо, чтобы $R_n \gg R$ и $R \ll R_{y \min}$, а для увеличения диапазона регулирования $R_n \gg R_{y \max}$, но

$$R \gg R_{y \max}. \quad (3.7)$$

Неравенство (3.7) является условием достижения максимального диапазона изменения коэффициента передачи аттенюатора. Благодаря (3.7) входное сопротивление аттенюатора $R_{вхУА} = R$ не зависит от уровня управляющего сигнала, а выходное сопротивление изменяется в пределах $R_{y \min} < R_{выхУА} < d_{p.y m} R_{y \min}$.

Последовательно-параллельный аттенюатор. Для такого аттенюатора (см. рис. 3.1,в), в состав которого входят два управляемых резистора, коэффициент передачи

$$K_{yA \text{ посл.пар}} = \left(1 + \frac{R_r}{R_n} + \frac{R_{y1}}{R_n} + \frac{R_r}{R_{y2}} + \frac{R_{y1}}{R_{y2}} \right)^{-1}. \quad (3.8)$$

Как видно, коэффициент передачи максимален при максимальном значении сопротивления параллельного плеча R_{y2} и минимальном сопротивлении последовательного R_{y1} . Поэтому для обеспечения требуемого закона изменения коэффициента усиления к аттенюатору подведены противофазные сигналы управления, которые

приводят к противоположному изменению сопротивлений управляемых резисторов последовательного и параллельного плечей.

Диапазон регулирования коэффициента передачи аттенюатора:

$$D_{p.y m} = \frac{1 + R_r \left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{y1 \min}} \right) + R_{y1 \min} \left(\frac{1}{R_n} + \frac{1}{R_{y2 \min}} \right) d_{p.y m1}}{1 + \frac{1}{R_n} (R_r + R_{y1 \min}) + \frac{1}{d_{p.y m2}} \left(\frac{R_r}{R_{y2 \min}} + \frac{R_{y1 \min}}{R_{y2 \min}} \right)}, \quad (3.9)$$

где $d_{p.y m1} = R_{y1 \max}/R_{y1 \min}$, $d_{p.y m2} = R_{y2 \max}/R_{y2 \min}$. Из (3.9) следует, что для увеличения коэффициента передачи и диапазона регулирования должны выполняться непротиворечивые неравенства

$$R_r \ll R_{y \min}, \quad R_n \gg R_{y \max}. \quad (3.10)$$

Входное и выходное сопротивления последовательно-параллельного аттенюатора определяются как $R_{вх\ y\ A} = R_{y1} + R_{y2}$ и $R_{вых\ y\ A} = R_{y1} \parallel R_{y2}$. Противофазное управление резисторами R_{y1} и R_{y2} приводит к тому, что их сопротивления получают значения, соответствующие диапазону регулирования, несинхронно.

Сравнивая параметры рассмотренных разновидностей УА, можно заключить, что при соблюдении (3.4), (3.7), (3.10) диапазон регулирования коэффициента передачи Г-образных аттенюаторов определяется, в основном, свойствами примененных УР, в частности пределами изменения их сопротивления. Наибольшее значение коэффициента передачи (близкое к единице) удастся реализовать лишь в последовательно-параллельном аттенюаторе.

Входное и выходное сопротивления Г-образных аттенюаторов изменяются в диапазоне регулирования в широких пределах, что может привести к возникновению нелинейных и частотных искажений передаваемых сигналов. Для их уменьшения во всем диапазоне регулирования необходимо при включении в приемно-усилительный тракт обеспечить согласование аттенюатора по входу и выходу. Условия согласования оказываются различными для различных аттенюаторов. Так, при использовании последовательного УА его необходимо согласовать по входу ($R_r \ll R_{вх\ y\ A \min}$); соответственно параллельный УА согласуется по выходу ($R_n \gg R_{вых\ y\ A \max}$) во всем диапазоне регулирования.

Уровень нелинейных искажений, вносимых аттенюатором, зависит от уровня сигналов, подводимых к УР, типа УР и его режима работы по постоянному току, а также структуры УА. Поэтому при прочих равных условиях наименьших искажений передаваемых сигналов следует ожидать в параллельном аттенюаторе.

3.3. ПАРАМЕТРЫ МОСТОВЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

Мостовые аттенюаторы наиболее часто строятся по симметричным схемам. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбираются равными в пределах допустимой погрешности, $\delta R = \Delta R/R$, где $R = 0,5(R_1 + R_2)$, $\Delta R = 0,5(R_1 - R_2)$.

Тогда коэффициент передачи при параллельном включении УР (см. рис. 3.3,а)

$$K_{yA} = \frac{RR_H [R_{y1} - R_{y2} + \delta R (R_{y1} + R_{y2})]}{R_H (R + R_{y1}) (R + R_{y2}) + RR_{y1} (R + R_{y2}) + RR_{y2} (R + R_{y1})} \quad (3.11)$$

и при последовательном включении УР (см. рис. 3.3,б)

$$K_{yA} = \frac{R_H}{2} \frac{R_{y1} - R_{y2} + \delta R (R_{y1} + R_{y2})}{(R_{y1} + R_{y2}) (R_H + 0,5 R) + R_{y1} R_{y2}}. \quad (3.12)$$

Анализ (3.11) и (3.12) показывает, что эффективность управления коэффициентом передачи мостовых аттенюаторов возрастает при условии

$$R_H \gg R \text{ и } R_H \gg R_{y \min}. \quad (3.13)$$

Кратко проанализируем обе разновидности УА с тем, чтобы выявить закономерности изменения их параметров в процессе управления.

Аттенюатор с параллельным включением УР. С учетом неравенств (3.13) коэффициент передачи аттенюатора с параллельным включением УР

$$K_{yA} = R_{y2} \left[1 - \frac{R_{y1}}{R_{y2}} + \delta R \left(1 + \frac{R_{y1}}{R_{y2}} \right) \right] / R \left(1 + \frac{R_{y1}}{R} \right) \left(1 + \frac{R_{y2}}{R} \right). \quad (3.14)$$

Минимальное значение коэффициента передачи УА обеспечивается при $R_{y1} = R_{y2}$. Вводя обозначение $\xi = R_{y1}/R_{y2}$, определим диапазон регулирования коэффициента передачи аттенюатора

$$D_{p.y m} = \frac{2d_{p.y m}}{1 + d_{p.y m} \frac{R_{y \min}}{R}} \frac{1}{1 - \xi + 2\delta R}. \quad (3.15)$$

Входное и выходное сопротивления аттенюатора изменяются в диапазоне регулирования в пределах:

$$\frac{R}{2} \left(1 + \frac{R_{y \min}}{R} \right) < R_{вх \text{ УА}} < R \left(1 + \frac{R_{y \min}}{R} \right); \quad (3.16)$$

$$2 \frac{R_{y \min}}{1 + \frac{R_{y \min}}{R}} < R_{вых \text{ УА}}' < R + \frac{R_{y \min}}{1 + \frac{R_{y \min}}{R}}. \quad (3.17)$$

Аттенюатор с последовательным включением УР. С учетом неравенств (3.13) коэффициент передачи аттенюатора с последовательным включением УР

$$K_{yA} = 0,5 \left[1 - \frac{R_{y1}}{R_{y2}} + \delta R \left(1 + \frac{R_{y1}}{R_{y2}} \right) \right] / \left(1 + \frac{R_{y1}}{R_{y2}} \right), \quad (3.18)$$

а диапазон регулирования коэффициента передачи

$$D_{p.y m} = 2 \frac{d_{p.y m} - 1}{d_{p.y m} + 1} \frac{1}{1 - \xi + 2\delta R}. \quad (3.19)$$

Входное и выходное сопротивления УА изменяются в диапазоне регулирования в пределах

$$2 \frac{R_{y \min}}{1 + R_{y \min}/R} < R_{\text{вх.УА}} < 2R; \quad (3.20)$$

$$0,5 R(1 + R_{y \min}/R) < R_{\text{вых.УА}} < 0,5 R(1 + R_{y \min}/2R). \quad (3.21)$$

Анализ приведенных выражений позволяет сделать вывод о том, что при соблюдении условий (3.13) диапазон регулирования коэффициента передачи мостовых аттенюаторов определяется, в основном, точностью согласования резисторов, образующих плечи моста, и может достигать больших значений при сравнительно небольших изменениях сопротивления УР. Сравнивая параметры мостовых УА, отметим, что в аттенюаторе с последовательным включением УР коэффициент передачи и диапазон его регулирования не зависят от сопротивлений постоянных резисторов.

Возможности применения рассмотренных разновидностей УА в первую очередь определяются требованиями, которым должен удовлетворять разрабатываемый приемно-усилительный тракт. Так, если возникающие в процессе управления коэффициентом усиления дополнительные искажения не оказывают существенного влияния на выделение полезной информации из сигнала, то можно использовать простейшие Г-образные аттенюаторы. Когда уровень вносимых искажений должен быть минимальным, следует применять более сложные аттенюаторы.

3.4. МНОГОЗВЕННЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ

Одним из эффективных средств увеличения диапазона регулирования коэффициента передачи аттенюатора является увеличение числа входящих в его состав управляемых звеньев. Известны разнообразные схемные модификации управляемого резистивного четырехполюсника, отличающиеся типом примененного нелинейного элемента, способами управления его сопротивлением, структурой усилительного тракта и т. п.

Подробное описание различных вариантов построения многозвенных УА, их аналитическое исследование сделано в многочисленных публикациях, например [4]. Отметим некоторые особенности, которые должны учитываться в процессе разработки многозвенных УА для достижения максимального диапазона регулировки.

Прежде всего следует обеспечить минимальное влияние каждого последующего звена на предшествующее. Это требование вынуждает вводить между отдельными звеньями УА развязку, например, разделять их усилительными каскадами или эмиттерными повторителями. Определенный эффект может дать подбор сопротивлений линейных (неуправляемых) резисторов отдельных звеньев или управляющих сигналов, подводимых к УР. Разумеется, при этом сложность схемной реализации УА возрастает, и поэтому указанные способы применяются при построении многозвенных аттенюаторов, лишь когда непосредственное каскадное соединение управляемых звеньев не может обеспечить требуемый диапазон регулирования коэффициента усиления тракта.

Многозвенные УА без развязки между звеньями могут быть рекомендованы, когда при построении усилителя с регулируемым усилением приходится решать конструктивно-технологические задачи. В частности, усилитель может быть выполнен в виде комбинации двух унифицированных узлов: линейного усилителя и управляемого аттенюатора, изготовленных и отрегулированных независимо. Очевидно, что при этом существенно упрощаются регулировочно-настроечные операции. Зачастую это свойство является определяющим при выборе способа схемной реализации многозвенного УА.

ГЛАВА 4

ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПОКАЗАТЕЛИ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРОВ

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И АППРОКСИМАЦИЯ РЕГУЛИРОВОЧНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК УА

Области использования УА чрезвычайно разнообразны, и это предъявляет столь же разнообразные, а зачастую несовместимые требования к их параметрам. Разнообразны и их схемотехнические решения. Правильно выбрать схемное решение и режим работы можно, используя регулировочные характеристики (РХ).

Регулировочные характеристики могут быть монотонными (рис. 4.1, *а, б, в, г*) и немонотонными (рис. 4.1, *д, е, ж*). Последние присущи неминимально-фазовым УА, в частности, мостовым и другим регулируемым каскадам, построенным на основе использования компенсационного метода АРУ (рис. 4.1, *д*). Для регулировки ис-

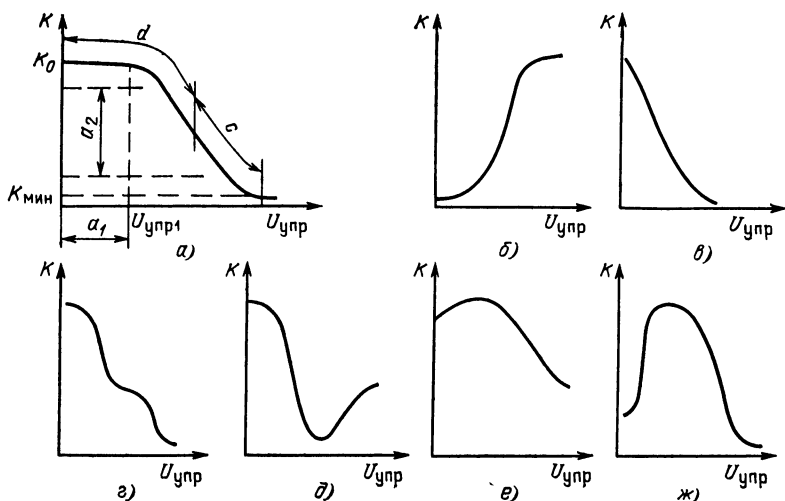


Рис. 4.1. Регулировочные характеристики

пользуется лишь одна ветвь такой РХ. Немонотонные РХ вида рис. 4.1,е,ж можно получить в сложных каскадах с несколькими управляемыми элементами, например в двухзвенном, а также в мостовом УА, из-за резонансов в паразитном контуре: индуктивность вторичной обмотки трансформатора — монтажная емкость управляемого элемента. Первая из этих характеристик (рис. 4.1,е) является оптимальной для формирования логарифмической амплитудной характеристики методом АРУ при малых основаниях логарифма [11], а вторая может использоваться при построении устройств подавления шумов ниже порога чувствительности.

Среди монотонных характеристик различаются возрастающие (рис. 4.1,б) и убывающие (рис. 4.1,а,б,г). Знак наклона зависимости коэффициента передачи УА от регулирующего напряжения $U_{упр}$ определяется: схемой регулируемого каскада (последовательный и параллельный УА, баланс мостового УА при закрытых или открытых диодах и др.), типом УР, знаком и направлением изменения регулирующего напряжения, полярностью включения УР по отношению к $U_{упр}$.

Регулирующее напряжение изменяется от 0 до $U_{упр\max}$ или в обратном направлении.

Чаше других встречается РХ вида рис. 4.1,а. На ней можно выделить прямолинейные участки a_1 (его удобно оценивать значением регулирующего напряжения $U_{упр1}$) и a_2 (его протяженность целесообразно оценивать по проекции на ось ординат), а также верхний (между a_1 и a_2) и нижний загибы. По знаку второй производной функции $k(U_{упр})$ характеристика состоит из выпуклого вверх участка b и выпуклого вниз участка c . Количественно РХ характеризуется напряжением $U_{упр1}$, максимальной крутизной в точке перегиба и кривизной загибов. Протяженность участков РХ и кривизна загиба между a_1 и a_2 должны изменяться в зависимости от области и цели применения УА.

Частный случай формы рис. 4.1,а — характеристика рис. 4.1,в. В ней отсутствует участок a_1 и верхний загиб и может быть получена в УА на рис. 4.3,г. Регулировочная характеристика вида рис. 4.1,г может получиться в УА, содержащем больше одного управляемого элемента либо один линеаризованный ПТ.

Пользуясь зависимостями сопротивлений УР от регулирующего напряжения, заданными аналитически или таблично, можно получить соотношения, описывающие РХ управляемых аттенюаторов $k(U_{упр})$. Но такие выражения громоздки и не всегда удобны для расчетов. Поэтому интересно не только аппроксимировать РХ через регулируемое сопротивление, но и непосредственно представить их работу удобными математическими функциями, адекватно описывающими форму РХ.

1. Линейная аппроксимация

$$k(U_{упр}) = K_0 - b U_{упр}, \quad (4.1)$$

где $b = K_0/U_{упр\max}$; $U_{упр\max}$ — координата пересечения с осью $U_{упр}$ (рис. 4.2,а), наиболее проста и наглядна, позволяет при исследо-

вании системы АРУ в статическом и динамическом режимах получить удобные и легко обозримые результаты. Но так как в РХ общего вида (см. рис. 4.1,а) линейный участок может иметь небольшую протяженность, то аппроксимация (4.1) искажает действительность при $U_{\text{упр}} \rightarrow 0$ и $U_{\text{упр}} \rightarrow U_{\text{упр max}}$.

Если в усилительном устройстве имеется несколько УА с линейной РХ (4.1), то общая РХ отлична от линейной и описывается степенной функцией вида

$$k(U_{\text{упр}}) = (K_0 - bU_{\text{упр}})^n. \quad (4.2)$$

Например, при $n=2$ $k(U_{\text{упр}}) = K_0^2 - (2K_0 - bU_{\text{упр}})bU_{\text{упр}}$. При малых $U_{\text{упр}}$, пока $bU_{\text{упр}} \ll 2K_0$, $k(U_{\text{упр}}) \cong K_0^2 - 2K_0bU_{\text{упр}}$ и крутизна кривой примерно вдвое выше, чем при одном каскаде, но уменьшается с ростом $U_{\text{упр}}$ (рис. 4.2,б).

2. Недостатком аппроксимации (4.1) является то, что ее использование не отражает уменьшения крутизны РХ в начале и конце процесса регулирования. Для устранения этого коэффициент b должен быть сделан переменным, т. е.

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 - b(U_{\text{упр}})U_{\text{упр}}. \quad (4.3)$$

Выражение (4.3) точно описывает РХ, которую можно рассматривать как бы аппроксимированной в каждой точке прямой, проведенной через эту точку из точки с координатами $(0, K_0)$. Другими словами, $b(U_{\text{упр } i}) = (K_0 - K_i)/U_{\text{упр } i} = \text{tg } \alpha_i$ при каждом $U_{\text{упр}}$ равна крутизне прямой, проходящей через две точки: $(0, K_0)$ и $(U_{\text{упр } i}, K_i)$. При изменении $U_{\text{упр}}$ от 0 до $U_{\text{упр max}}$ эта аппроксимирующая прямая вращается в плоском угле α_0 (рис. 4.2,в).

Таким образом, в (4.3) $bU_{\text{упр}}$ — крутизна мгновенной аппроксимирующей прямой, но не крутизна РХ, которая, кроме $b(U_{\text{упр}})$, содержит также член, отражающий скорость изменения $b(U_{\text{упр}})$ с весом $U_{\text{упр}}$:

$$\frac{dK(U_{\text{упр}})}{dU_{\text{упр}}} = \left[b(U_{\text{упр}}) + U_{\text{упр}} \frac{db(U_{\text{упр}})}{dU_{\text{упр}}} \right].$$

3. Чтобы отразить загибы РХ, иногда применяют [11] кусочно-линейную зависимость (см. рис. 4.2,г), хотя и без «сшивания» линейных отрезков в единой формуле, что затрудняет использование этой аппроксимации.

«Сшить» три отрезка рис. 4.2,г (кривая 1) можно в таких равноправных формулах:

$$K = K_0 - 0,5b[|0,5(U_{\text{упр max}} + U_{\text{упр}} - |U_{\text{упр max}} - U_{\text{упр}}|) - U_{\text{упр з}}| + \\ + 0,5(U_{\text{упр max}} + U_{\text{упр}} - |U_{\text{упр max}} - U_{\text{упр}}|) - U_{\text{упр з}}]$$

либо

$$[K = K_{\text{min}} + 0,5b[|U_{\text{упр max}} - 0,5(|U_{\text{упр}} - U_{\text{упр з}}| + U_{\text{упр}} + U_{\text{упр з}})| + \\ + U_{\text{упр max}} - 0,5(|U_{\text{упр}} - U_{\text{упр з}}| + U_{\text{упр}} + U_{\text{упр з}})].$$

Двойные параллельные скобки, как и одинарные, означают, что в выражение входят абсолютные величины.

Функция, составленная из отрезков прямых (см. рис. 4.2,з), не регулярна во всех точках области определения (ее первая производная имеет точки разрыва). Для описания таких РХ можно пользоваться интегральными представлениями разрывных функций [13], которые базируются на преобразовании Фурье и Лапласа.

Известно, что функция

$$y(x) = \begin{cases} x, & \text{когда } x > 0, \\ 0, & \text{когда } x < 0 \end{cases}$$

может быть записана следующим образом:

$$\varphi(x) = x \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin x \lambda}{\lambda} d\lambda \right),$$

где выражение в скобках отражает единичный перепад в начале координат. Эта запись позволяет получить интегральные представления полигональных РХ. Так, для рис. 4.2,з (кривая 1):

$$k(U_{\text{упр}}) = \begin{cases} K_0 & \text{при } U_{\text{упр}} < U_{\text{упр}3}, \\ K_0 - b(U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}3}) & \text{при } U_{\text{упр}3} < U_{\text{упр}} < U_{\text{упр} \max}, \\ K_{\min} & \text{при } U_{\text{упр}} > U_{\text{упр} \max} \end{cases}$$

и поэтому

$$\begin{aligned} k(U_{\text{упр}}) = & K_0 \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}3})}{\lambda} d\lambda \right) + \\ & + [K_0 - b(U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}3})] \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}3})}{\lambda} \times \right. \\ & \times d\lambda \left. \right) \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр} \max})}{\lambda} d\lambda \right) + \\ & + K_{\min} \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \lambda (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр} \max})}{\lambda} d\lambda \right). \end{aligned}$$

Трудности аналитического описания нелинейной РХ преодолеваются применением универсального аппарата представления произвольных функциональных зависимостей с помощью селектирующих функций, которые дают не только достаточную точность аппроксимации, но и возможность дальнейшего оперирования с аппроксимирующим выражением. Эти функции $\text{si}(\cdot)$, используемые для «сшивки» упорядоченных по возрастанию i разбиений $\{x_i\}$ функциональных зависимостей, удовлетворяют следующим условиям:

$$\text{si}(x, x_i, x_{i+1}) = \begin{cases} 0, & x < x_i, \\ 1, & x_i < x < x_{i+1}, \\ 0, & x > x_{i+1}, \end{cases}$$

а на концах отрезка $[x_i, x_{i+1}]$ $\text{si}(x_i, x_i, x_{i+1}) = \text{si}(x_{i+1}, x_i, x_{i+1}) = 0,5$. Пусть регулировочная характеристика УА кусочно-линейная и имеет вид, показанный на рис. 4.2,з (кривая 2), где

$$\begin{aligned} \varphi_1 &= K_{\text{ш}}, \quad \varphi_2 = K_0 \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр}2}}, \quad \varphi_3 = K_0, \\ \varphi_4 &= K_0 - b_4(U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}3}), \quad \varphi_5 = K_{\min}, \end{aligned}$$

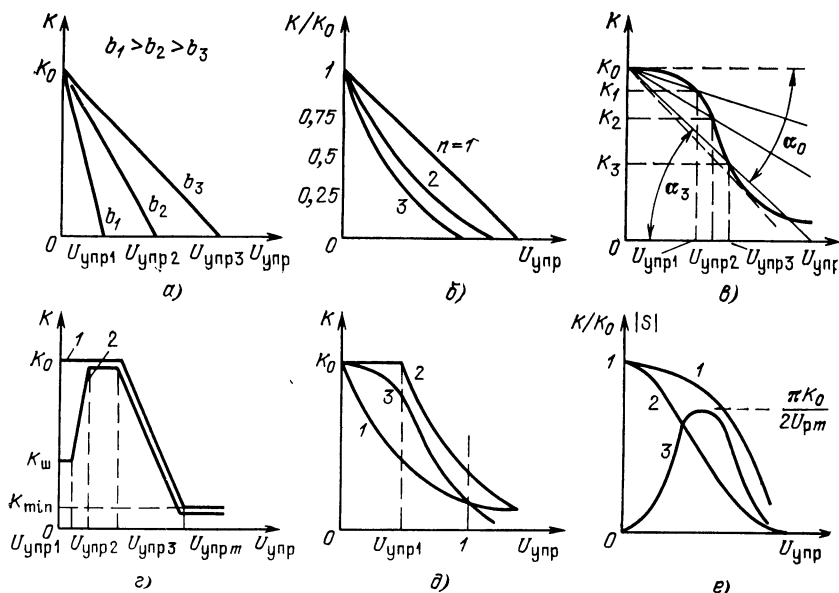


Рис. 4.2. Функции, аппроксимирующие РХ

причем

$$b_4 \approx \varphi_3 / (U_{ynp \max} - U_{ynp 3}).$$

Поэтому

$$\varphi_4 \approx K_0 \left(1 - \frac{U_{ynp} - U_{ynp 3}}{U_{ynp \max} - U_{ynp 3}} \right).$$

Точнее

$$\begin{aligned} \varphi_4 = K_0 - \frac{K_0 - K_{\min}}{U_{ynp \max} - U_{ynp 3}} (U_{ynp} - \\ - U_{ynp 3}) = K_0 \left[1 - \frac{(D_{p.y} - 1) (U_{ynp} - U_{ynp 3})}{D_{p.y} (U_{ynp 4} - U_{ynp 3})} \right]. \end{aligned}$$

Теперь следует сшить функции, описывающие отдельные участки РХ. В общем виде

$$\varphi_c(U_{ynp}) = \begin{cases} \varphi_1(U_{ynp}), & 0 \leq U_{ynp} \leq U_{ynp 1}, \\ \varphi_2(U_{ynp}), & U_{ynp 1} \leq U_{ynp} \leq U_{ynp 2}, \\ \varphi_3(U_{ynp}), & U_{ynp 2} \leq U_{ynp} \leq U_{ynp 3}, \\ \varphi_4(U_{ynp}), & U_{ynp 3} \leq U_{ynp} \leq U_{ynp \max}, \\ \varphi_5(U_{ynp}), & U_{ynp \max} \leq U_{ynp} < \infty. \end{cases}$$

Тогда

$$\begin{aligned} k(U_{ynp}) = K_{ш} \text{ si}(U_{ynp}, 0, U_{ynp 1}) + K_0 \frac{U_{ynp}}{U_{ynp 2}} \text{ si}(U_{ynp}, U_{ynp 1}, U_{ynp 2}) + \\ + K_0 \text{ si}(U_{ynp}, U_{ynp 2}, U_{ynp 3}) + K_0 \left[1 - \frac{(D_{p.y} - 1) (U_{ynp} - U_{ynp 3})}{D_{p.y} (U_{ynp 4} - U_{ynp 3})} \right] \times \\ \times \text{ si}(U_{ynp}, U_{ynp 3}, U_{ynp \max}) + K_{\min} \text{ si}(U_{ynp}, U_{ynp \max}, \infty). \end{aligned} \quad (4.4)$$

Можно считать ту же РХ из меньшего числа отрезков, если заменить Φ_3 , Φ_4 и Φ_5 функцией Гаусса

$$\Phi_6 = K_0 \exp [-b_2 (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр } 2})^2].$$

Тогда

$$k(U_{\text{упр}}) = K_{\text{ш}} \text{si}(U_{\text{упр}}, 0, U_{\text{упр } 1}) + K_0 \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 2}} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 1}, U_{\text{упр } 2}) + \\ + K_0 \exp [-b_2 (U_{\text{упр}} - U_{\text{упр } 2})^2] \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 2}, \infty)$$

При желании зафиксировать ограниченность диапазона регулировки усиления $D_{\text{р.у}} = \frac{K_0}{K_{\text{min}}}$ функцией Гаусса аппроксимируется лишь отрезок $[U_{\text{упр } 2}, U_{\text{упр } \text{max}}]$. При выборе $b_2 = \ln D_{\text{р.у}} (U_{\text{упр } \text{max}} - U_{\text{упр } 2})^2$ РХ проходит через точку $(U_{\text{упр } \text{max}}, K_{\text{min}})$. В этом случае

$$K(U_{\text{упр}}) = K_{\text{ш}} \text{si}(U_{\text{упр}}, 0, U_{\text{упр } 1}) + K_0 \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 2}} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 1}, U_{\text{упр } 2}) + \\ + K_0 \left(\frac{K_{\text{min}}}{K_0} \right) \left(\frac{U_{\text{упр}} - U_{\text{упр } 2}}{U_{\text{упр } \text{max}} - U_{\text{упр } 2}} \right)^2 \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 2}, U_{\text{упр } \text{max}}) + \\ + K_{\text{min}} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } \text{max}}, \infty).$$

Если Φ_1 и Φ_2 заменить функцией

$$\Phi_7 = K_{\text{ш}} \exp(b_1 U_{\text{упр}}), \text{ то } b_1 = \frac{1}{U_{\text{упр } 1}} \ln(K_0/K_{\text{ш}}).$$

Окончательно

$$\Phi_7 = K_{\text{ш}} \exp\left(\frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 1}} \ln \frac{K_0}{K_{\text{ш}}}\right) = K_{\text{ш}}^{1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 1}}} K_0^{\frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 1}}}.$$

Тогда

$$k(U_{\text{упр}}) = K_{\text{ш}}^{1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 1}}} K_0^{\frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр } 1}}} \text{si}(U_{\text{упр}}, 0, U_{\text{упр } 2}) + K_0 \times \\ \times \left(\frac{K_{\text{min}}}{K_0} \right)^{\frac{U_{\text{упр}} - U_{\text{упр } 2}}{U_{\text{упр } \text{max}} - U_{\text{упр } 2}}} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 2}, U_{\text{упр } \text{max}}) + \\ + K_{\text{min}} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } \text{max}}, \infty),$$

что короче и точнее описывает РХ (см. рис. 4.1,ж), чем (4.4). Запись РХ (см. рис. 4.1,а) при подобной аппроксимации окажется более простой:

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 [\text{si}(U_{\text{упр}}, 0, U_{\text{упр } 1}) + \frac{K_{\text{min}}}{K_0} \left(\frac{U_{\text{упр}} - U_{\text{упр } 1}}{U_{\text{упр } \text{max}} - U_{\text{упр } 1}} \right)^2 \times \\ \times \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 2}, U_{\text{упр } 4}) + \frac{K_{\text{min}}}{K_0} \text{si}(U_{\text{упр}}, U_{\text{упр } 4}, \infty)] .$$

Аналогично для кусочно-функционального описания РХ можно использовать известную функцию

$$\operatorname{sgn} x = \begin{cases} 1, & x > 0, \\ 0, & x = 0, \\ -1, & x < 0, \end{cases}$$

что, однако, менее удобно.

4. Регулировочную характеристику вида рис. 4.1,в достаточно точно описывает показательная функция

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 e^{-n\gamma U_{\text{упр}}}, \quad (4.5)$$

где n — число УА, γ — коэффициент, определяющий крутизну РХ.

Аппроксимация по (4.5) отражает уменьшение крутизны РХ к концу процесса регулирования, позволяет рассмотреть динамику замкнутой системы АРУ, но не дает возможность записать в явном виде зависимость $U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$.

Если форма РХ подобна изображенной на рис. 4.1,а, необходимо дать аналитическое описание ее верхнего загиба. Для этого можно применить кусочную аппроксимацию при помощи прямой и экспоненты (рис. 4.2,б):

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 \exp[-0,5 n \gamma (|U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}1}| + U_{\text{упр}} - U_{\text{упр}1})], \quad (4.6)$$

Выражение (4.6) можно получить с помощью интегральных представлений или селектирующих функций.

Более точное выражение для РХ

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 \exp(-\gamma U_{\text{упр}}^m),$$

где m влияет на радиус кривизны верхнего загиба характеристики. При $m=2$ и $\gamma=0,5$ получается функция Гаусса:

$$\psi(U_{\text{упр}}) = (1/\sqrt{2\pi}) \exp(-0,5 U_{\text{упр}}^2),$$

используя которую, получим

$$k(U_{\text{упр}}) = \sqrt{2\pi} K_0 \psi(U_{\text{упр}}). \quad (4.7)$$

Зависимости (4.5) ... (4.7) построены на рис. 4.2,б при $a=e$, $n=1$, $\gamma=0,5$, $m=2$ (кривые 1 ... 3 соответственно).

5. При аппроксимации РХ с помощью гиперболического тангенса возможны две равноценные записи:

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 \left[\frac{1}{D_{\text{р.у}}} + \frac{\operatorname{th} \gamma (U_{\text{упр max}} - U_{\text{упр}})}{\operatorname{th} \gamma U_{\text{упр max}}} \right] \quad (4.8)$$

и

$$k(U_{\text{упр}}) = \frac{D_{\text{р.у}} K_0}{1 + D_{\text{р.у}}} \left[\frac{1}{D_{\text{р.у}}} + \frac{\operatorname{th} \gamma (U_{\text{упр max}} - U_{\text{упр}})}{\operatorname{th} \gamma U_{\text{упр max}}} \right]. \quad (4.9)$$

Запись (4.8) точна при максимальных регулирующих напряжениях: $k(U_{\text{упр max}}) = K_{\text{min}}$, но приближенна при минимальных: $k(0) = K_{\text{min}} + K_0 \approx K_0$; запись (4.9) — наоборот: $k(U_{\text{упр max}}) = \frac{K_0 K_{\text{min}}}{K_0 + K_{\text{min}}} \approx K_{\text{min}}$, $k(0) = K_0$.

Кривая 1 на рис. 4.2,е построена при $\gamma=0,5$.

6. Обычная косинус-периодическая функция. Для аппроксимации РХ (см. рис. 4.1,а) можно применить отрезок косинусоиды длиной в полупериод (рис. 4.2,е, кривая 2):

$$k(U_{\text{упр}}) = 0,5 K_0 \left[\cos \left(\frac{\pi U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр}m}} \right) + 1 \right].$$

Крутизна $dK/dU_{\text{упр}} = -\pi K_0/2U_{\text{упр}m} \sin \left(\frac{\pi U_{\text{упр}}}{U_{\text{упр}m}} \right)$.

Здесь $U_{\text{упр}m}$ — управляющее напряжение, при котором коэффициент усиления равен нулю, изменяется в зависимости от $U_{\text{упр}}$ (см. рис. 4.2,е, кривая 3).

7. Очень точная аппроксимация РХ

$$k(U_{\text{упр}}) = K_0 (\xi U_{\text{упр}} + 1) \exp(-\gamma U_{\text{упр}}), \quad (4.10)$$

причем варьирование коэффициентом γ позволяет охватить РХ вида рис. 4.1,а,е. Если разложить (4.10) в ряд Маклорена, то получим аппроксимацию полиномом: $k(U_{\text{упр}}) \approx K_0 [1 + (\xi - \gamma) U_{\text{упр}} + 0,5\gamma(\gamma - 2\xi) U_{\text{упр}}^2]$, или в обобщенном виде $k(U_{\text{упр}}) = \sum_k a_k \varphi_k(U_{\text{упр}})$,

где a_k — варьируемые коэффициенты, позволяющие менять форму РХ; φ_k — некоторые функции.

Кроме рассмотренных выражений, для аппроксимации регулировочных характеристик УА можно применить дробно-рациональные функции, эллиптические функции Якоби, выражения вида $(\log x/x)$ и др.

4.2. СИНТЕЗ РЕГУЛИРОВОЧНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ УА

В процессе синтеза регулировочной характеристики УА главным являются формирование верхнего загиба, оказывающего наибольшее влияние на форму амплитудной характеристики, подбор максимальной крутизны РХ в точке перегиба и увеличение протяженности линейного участка с максимальной крутизной. Когда аттенуатор обладает немонотонной РХ, важное значение приобретает устранение ветви с положительным угловым коэффициентом (см. рис. 4.1,д). Рассмотрим различные методы, применение которых весьма эффективно при формировании требуемой РХ.

Изменение радиуса кривизны верхнего загиба и максимальной крутизны в точке перегиба. Наиболее простым способом изменения формы РХ аттенуатора является шунтирование УР линейным резистором (см. рис. 4.3,а,г). Однако сопротивление резистора оказывает существенное влияние на глубину регулировки и значение коэффициента передачи.

При малых сопротивлениях R коэффициент $K_0 \rightarrow K_{\min}$, глубина регулировки $D_{p,y} = K_0/K_{\min} \rightarrow 1$ (см. рис. 4.4,а). Поэтому при формировании загиба РХ необходимы схемные решения, которые не влияли бы на значения $D_{p,y}$ и K_0 либо увеличивали их.

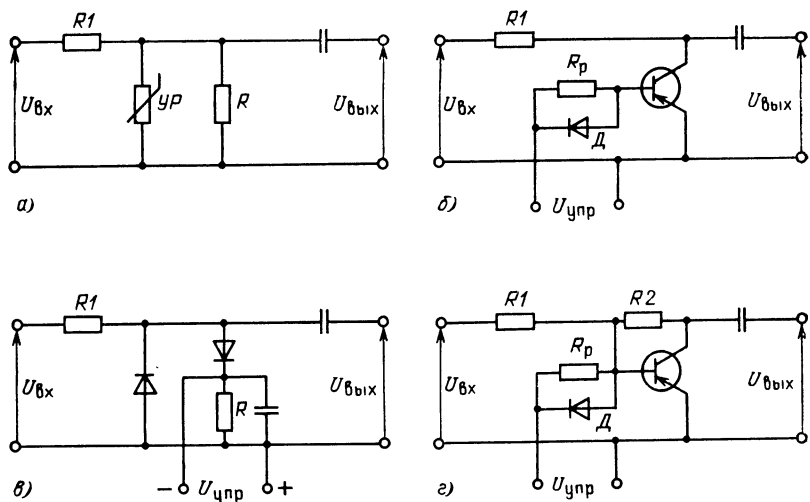


Рис. 4.3. Регулировка радиуса кривизны верхнего загиба РХ

На рис. 4.4,б приведены результаты экспериментального исследования цепи рис. 4.3,б при $R_1=5,1$ кОм с диодом Д220Б и транзистором ГТ308Б. Регулирующее напряжение $U_{упр}$ подается через пороговое устройство, например через полупроводниковый диод или стабилитрон. Изменяя сопротивление R_p , можно плавно регулировать форму загиба РХ. Однако пределы регулировки коэффициента передачи невелики. Регулировочная характеристика может располагаться лишь между кривыми 1 и 2 (см. рис. 4.4,б), соответствующими крайним случаям: а) отсутствует диод Д, б) $R_p=\infty$.

Другой способ регулировки кривизны загиба (см. рис. 4.3,в) заключается в том, что по регулируемому току УР параллельно соединен с резистором R , в то время как в цепи сигнала резистор отсутствует. В результате при изменении сопротивления R РХ перемещается между кривыми 3 и 4 (см. рис. 4.4,б) ($R_1=20$ кОм, диоды Д104), а значения K_0 и $D_{p.y}$ остаются постоянными. Возможности этой разновидности УА также невелики, поскольку введение R уменьшает радиус кривизны загиба, который мал и при отсутствии R . Для расширения пределов регулировки можно увеличивать сопротивление резистора R_1 , влияние которого иллюстрируется на рис. 4.4,в: как видно, возрастание R_1 приводит к увеличению радиуса загиба и глубины регулировки, но в то же время уменьшается начальное значение коэффициента передачи K_0 .

Лучшие результаты дает использование транзистора в двухзвенном параллельном аттенуаторе (см. рис. 4.3,г), первое звено которого состоит из резистора R_1 и сопротивления $r_{б.э.}$, а второе из сопротивлений $R_2||r_{б.к.}$ и $r_{к.э.}$. Регулирующее напряжение подано через сопротивление $R_p||r_{д.}$, которое (вместе с внутренним сопротивлением источника) шунтирует сопротивление $r_{б.э.}$. При $R_p=3,6$ кОм (транзистор ГТ308Б) РХ линейна на значительном протяжении (см. рис. 4.4,г, кривая 1), а при замене резистора R_p диодом она близка к П-образной (кривая 4). Шунтируя диод резисторами R_p с различными сопротивлениями, можно получить любую РХ, размещающуюся между крайними кривыми 1

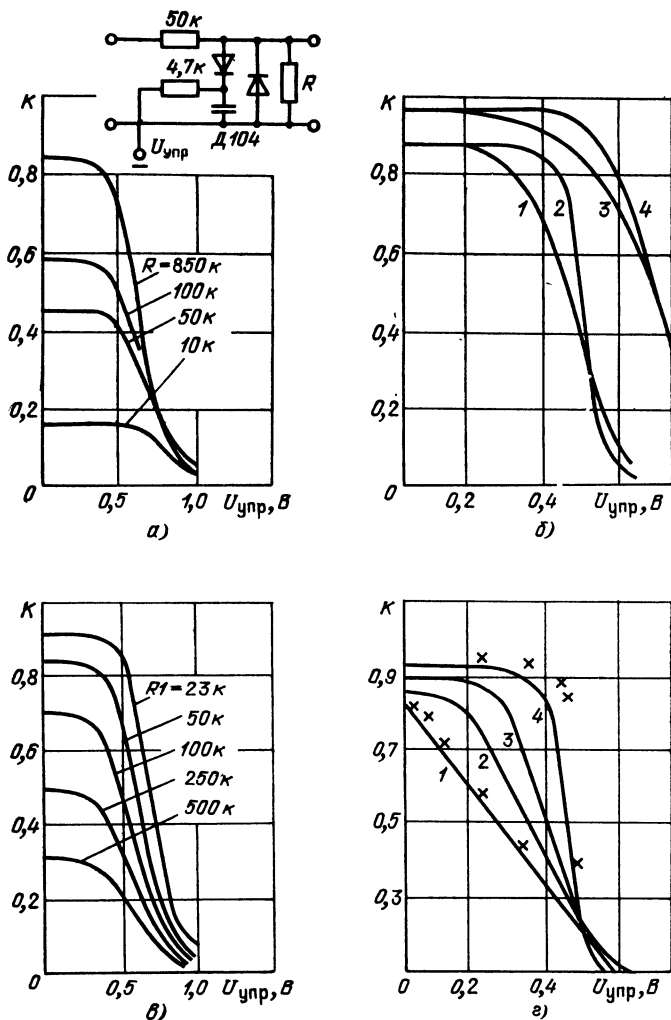


Рис. 4.4. Регулировочные характеристики для УА, схемы которых изображены на рис. 4.3

и 4. Из рис. 4.4,г можно видеть, что эмпирические результаты близко совпадают с РХ, рассчитанными для $R_p=3,6$ кОм, $R_1=820$ Ом, $R_2=40$ кОм. Крестиками на рис. 4.4,б показаны результаты расчета РХ аттенуатора рис. 4.3,б при $R_1=5,1$ кОм.

Из кривых рис. 4.4 видно, что все предложенные схемы, особенно рис. 4.3,г, пригодны и для регулировки максимальной крутизны РХ. В процессе синтеза РХ необходимо решать несколько конкретных задач. Рассмотрим их.

Расширение линейного участка РХ. Для получения заданной формы РХ должна быть обеспечена определенная зави-

симость сопротивления УР от регулирующего напряжения. В параллельном УА коэффициент передачи $k(U_{\text{упр}})$ и проводимость регулируемого плеча, а соответственно и сопротивление, связаны соотношениями

$$g_2(U_{\text{упр}}) = G_1 \{ 1/k(U_{\text{упр}}) - 1 \},$$

$$r_2(U_{\text{упр}}) = R_1 / [k(U_{\text{упр}}) - 1],$$

где R_1 и G_1 — сопротивление и проводимость нерегулируемого плеча.

Для последовательного УА получаем

$$g_1(U_{\text{упр}}) = \frac{g_n}{1/k(U_{\text{упр}}) - 1} \quad \text{и} \quad r_1(U_{\text{упр}}) = r_n \left[\frac{1}{k(U_{\text{упр}})} - 1 \right]$$

и при $k(U_{\text{упр}}) \cong r_n g_1(U_{\text{упр}})$.

Как видно, линейность функции $g_1(U_{\text{упр}})$ гарантирует линейность $k(U_{\text{упр}})$. Проводимость $g_{\text{с.и}}$ идеализированного полевого транзистора, используемого в качестве УР, линейно зависит от $U_{\text{упр}}$. Однако ВАХ реальных ПТ отличны от параболы. Поэтому протяженность линейного участка РХ при использовании ПТ в регулируемом плече УА мала и не превышает 15 ... 20 дБ (рис. 4.5). Использование других типов УР не приводит к существенно лучшим результатам.

Для увеличения протяженности линейного участка РХ можно рекомендовать применение многозвенных УА с поочередно работающими звеньями (каждое последующее включается в момент, соответствующий окончанию линейного участка РХ предыдущего звена) и компенсационной АРУ.

Для реализации первого метода рекомендуется включать один биполярный транзистор в двухзвенный УА (см. рис. 4.3,2), что обеспечивает очередность работы звеньев. У такого УА протяженность линейного участка РХ достигает 30 дБ (см. рис. 4.4,2, кривая 1).

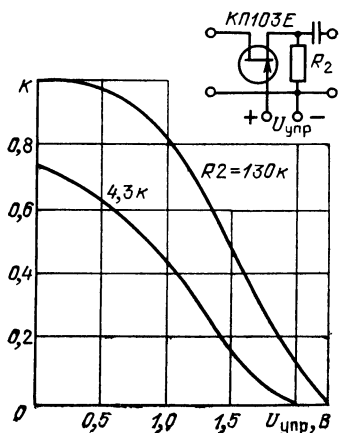
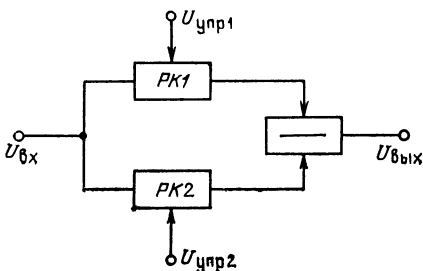


Рис. 4.5. Регулировочные характеристики последовательного УА с ПТ в регулируемом плече

Рис. 4.6. Схема линейаризации РХ регулируемых каскадов



Значительно большими возможностями обладает компенсационный метод регулировки, структурная схема которого изображена на рис. 4.6. Регулируемые каскады $PK1$ и $PK2$ обладают РХ вида рис. 4.1, в. Регулируются каскады подаваемым на них противофазным напряжением. При малых входных сигналах $U_{упр1}=0$, $U_{упр2}=U_{упр\max}$, с ростом $U_{вх}$ напряжение $U_{упр1}$ увеличивается, а $U_{упр2}$ уменьшается и при $U_{упр1}=U_{упр2}=U_{упр0}$ наступает баланс УА. Для такого УА

$$U_1 = K_1 U_{вх}, \quad U_2 = K_2 U_{вх}, \quad (4.11)$$

$$K_1 = K_{ср} + K_{v1}, \quad K_2 = K_{ср} - K_{v1},$$

где $K_{ср} = K(U_{упр0})$, а K_{v1} , K_{v2} — изменяющиеся части коэффициентов передачи каскадов. Как видно из (4.11), $K = U_{вых}/U_{вх} = K_{v1} + K_{v2}$. Приняв для регулировочных характеристик УА1 и УА2 аппроксимацию вида (4.3), получим

$$K_{v1} = b_{\max} |(U_{упр} - U_{упр0})|,$$

$$K_{v2} = b(U_{упр}) |U_{упр} - U_{упр0}|,$$

$$k(U_{упр}) = [b_{\max} + b(U_{упр})] |U_{упр} - U_{упр0}|, \quad (4.12)$$

где коэффициент b_{\max} соответствует линейному участку РХ. Максимальные значения $K_{v1\max} = K_0 - K_{ср}$, $K_{v2\max} = K_{ср} - K_{\min}$, поэтому коэффициент передачи всей цепи изменяется от 0 (при $U_{упр} = U_{упр0}$) до $K_0 - K_{\min}$ (при $U_{упр1}=0$ и $U_{упр2}=U_{упр\max}$). При этом подающееся на $PK1$ регулирующее напряжение изменяется в пределах $\Delta U_{упр1} = 0 \dots U_{упр0}$, а напряжение на $PK2$ — в пределах $\Delta U_{упр2} = U_{упр0} \div U_{упр\max}$.

Если использовать для регулировки один из регулируемых каскадов (без компенсации) и подавать на него регулирующее напряжение, изменяющееся в пределах $\Delta U_{упр} = 0 \dots U_{упр\max}$, то коэффициент передачи изменится от K_0 до K_{\min} .

Разность максимального и минимального коэффициентов передачи в обоих случаях одинакова и равна $\Delta K = K_0 - K_{\min}$. Но при использовании УА в схеме, изображенной на рис. 4.6, происходит перенос диапазона ΔK в область меньших значений K ; в результате возрастает кратность K , т. е. глубина регулировки $D_{р.у}$.

Коэффициент пропорциональности между K и $U_{упр}$ (4.12) $b^0(U_{упр}) = b_{\max} + b(U_{упр})$, характеризующий наклон и линейность РХ, изменяется от $b^0_{\max} = 2b_{\max}$ до $b^0_{\min} = b_{\max} + b_{\min}$, т. е. менее, чем в 2 раза. В УА2 коэффициент $b(U_{упр})$ изменяется от b_{\max} до b_{\min} , где $b_{\min} = b(U_{упр\max})$. Относительное изменение $\delta b(U_{упр}) = (b_{\max} - b(U_{упр}))/b_{\max}$; максимальное относительное изменение $\delta_{mb}(U_{упр}) = \delta b(U_{упр\max}) = 1 - \gamma_b$, где $\gamma_b = b_{\min}/b_{\max}$ — величина, обратная кратности изменения b .

Для РХ вида (4.3) вариация $b(U_{упр})$ вызывает изменение коэффициента передачи в соответствии с зависимостью $\delta k(U_{упр}) = -(U_{упрm}/U_{упр} - 1)^{-1} \delta b(U_{упр})$, причем $\delta_{mk}(U_{упр}) = -(U_{упрm}/U_{упр\max} - 1)^{-1} \delta b(U_{упр\max})$. Так как $U_{упрm}/U_{упр\max} = K_0/(K_0 - K_{\min}) = D_{р.у}/D_{р.у} - 1$, то $\delta_{mk}(U_{упр}) = (1 - D_{р.у}) \delta b(U_{упр\max})$.

Для схемы рис. 4.6, как следует из (4.12), $\delta K(U_{\text{упр}}) = \delta b^0(U_{\text{упр}})$, т. е. коэффициент влияния равен единице. Когда $U_{\text{упр}} \approx U_{\text{упр}0}$, выигрыш невелик либо отсутствует вовсе, но на другом конце диапазона $\Delta U_{\text{упр}}$ он значителен. Если $\delta K/\delta b = \gamma(U_{\text{упр}})$ и $\delta K/\delta b^0 = \gamma^0(U_{\text{упр}})$, то при $U_{\text{упр}2} = U_{\text{упр} \text{ max}}$ справедливо равенство $\left| \frac{\gamma_{\text{max}}}{\gamma^0_{\text{max}}} \right| = D_{\text{р.у}} - 1$.

А с учетом того, что $\delta_m b^0 = (1 - \gamma_b)/2$, т. е. вдвое меньше, чем $\delta_m b$, можно заключить, что относительное отклонение $K(U_{\text{упр}})$ от прямой для рассматриваемой цепи в 2 ($D_{\text{р.у}} - 1$) раз меньше, чем в отдельном УА.

Как было отмечено выше, проведенный анализ относился к идеализированному случаю существования точного баланса цепи при $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр}0}$. В реальных устройствах из-за сдвига фаз в отдельных каналах невозможно добиться нулевой разности напряжений на выходе цепи сравнения (см. рис. 4.6). Поэтому коэффициент передачи никогда не достигнет нуля, а $k(U_{\text{упр}})$ имеет загиб в отличие от теоретической кривой, не только в начале регулировки, но и при подходе к точке баланса, что значительно сокращает протяженность линейного участка РХ. Тем не менее на практике, например в устройстве, схема которого изображена на рис. 4.7, может быть получена РХ, протяженность линейного участка которой около 40 дБ.

Устранение ветви РХ с положительным угловым коэффициентом. При компенсационном методе регулировки фаза сигнала изменяется на 180° при переходе УА через точку баланса. Это приводит к опасности самовозбуждения. Для устранения этого цепь регулятора настраивают так, чтобы при $U_{\text{упр}} = U_{\text{упр} \text{ max}}$ (точка баланса) один из каскадов запирался или насыщался, препятствуя дальнейшему росту $U_{\text{упр}}$. Однако это требует введения усиленной АРУ в состав регулятора, а также его тщательной настройки. Поэтому при практической реализации трактов рассматриваемого типа необходимы схемные решения, устраняющие из РХ ветвь с положительным угловым коэффициентом при любых $U_{\text{упр}}$. Рассмотрим УА, построенные на основе компенсационного и комбинированного методов регулировки и не имеющие на РХ ветви с положительным угловым коэффициентом.

На рис. 4.8 представлена мостовая схема УА. Нетрудно видеть, что при отсутствии диода ДЗ он превращается в обычный аттенуатор, РХ которого имеет участок с положительным угловым коэффициентом (см. рис. 4.9, кривая 1). Напряжение, подаваемое на один из диодов Д1 моста, от источника E_n через R_1 , устанавливает его в режим обратного смещения. На другой диод Д2 подается напряжение $U_{\text{упр}}$, изменяющееся в пределах $0 \dots U_{\text{упр} \text{ max}}$. Разность напряжений на диодах плеч моста U_{AB} до баланса отрицательна и меняет знак после перехода через точку баланса, в которой $U_{AB} = 0$.

Необходимо ограничить пределы изменения напряжения U_{AB} при любом $U_{\text{упр}}$. Для этого между точками А и В включают регулируемый элемент, внутреннее сопротивление которого зависит от приложенного напряжения и может принимать значения, близкие к нулю, при малых напряжениях отпирающей по-

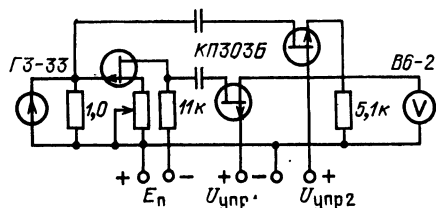


Рис. 4.7. Схема макета для проверки метода линейризации РХ

лярности, например германиевый полупроводниковый диод. При $U_{AB} < 0$, сопротивление $D3$ велико, и он не влияет на форму РХ. Как только U_{AB} достигает нуля и становится положительным, сопротивление диода резко уменьшается, что делает точки A и B почти эквипотенциальными. Дальнейшее увели-

чение $U_{упр}$ не нарушает баланса, и ветвь РХ с положительным угловым коэффициентом почти полностью устраняется (рис. 4.9, кривая 2). Атенюатор, выполненный в соответствии с описанным методом, не требует дополнительной наладки и не критичен к изменению температуры окружающей среды.

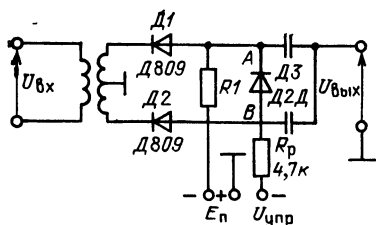


Рис. 4.8. Мостовой УА с монотонной РХ

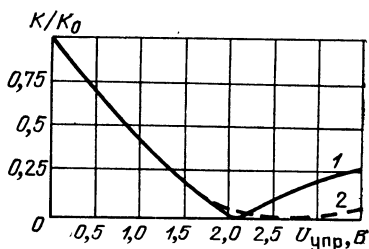


Рис. 4.9. Регулировочная характеристика мостовых УА

Эффективным способом устранения ветви с положительным угловым коэффициентом является одновременное использование двух видов регулировки в одноэлементном УА. На рис. 4.10 изображена схема подобного устройства. Для обоих видов регулировки используется один и тот же УР с сопротивлением $r_{уп}$, который одновременно включен в плечо моста и в цепь обратной связи. При максимальном $r_{уп}$ мост разбалансирован и ООС практически отсутствует. Максимальный коэффициент передачи определяется соотношением сопротивлений $R_2 + R_3$

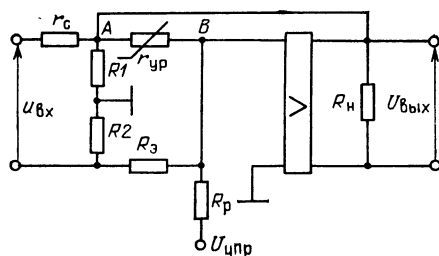


Рис. 4.10. Мостовой УА с регулируемой ООС по напряжению

и r_b (r_b — сопротивление в точке B). С ростом $|U_{упр}|$ уменьшается $r_{уп}$, в результате увеличивается глубина ООС, а мост устанавливается в состояние баланса. Коэффициент передачи уменьшается под действием не только компенсационной регулировки, но и ООС, что приводит к увеличению глубины регулировки. На рис. 4.11 показаны РХ отдельно мосто-

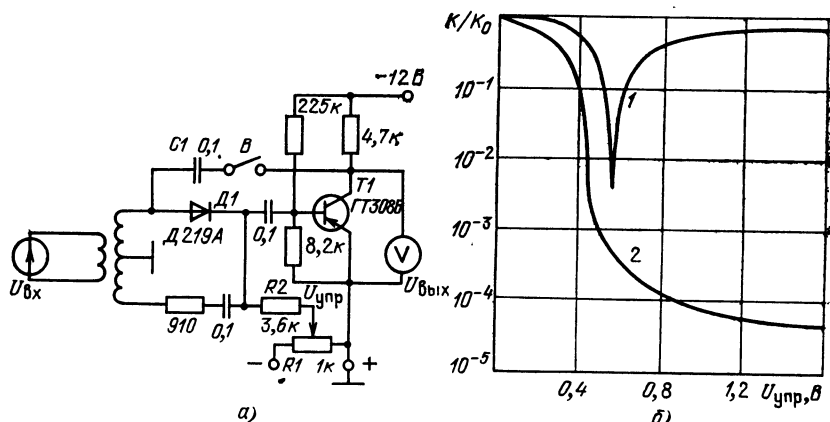


Рис. 4.11. Характеристики устройства с комбинированной регулировкой усиления:
а — схема макета; б — РХ мостового УА (кривая 1) и РХ, по рис. 4.10 (кривая 2)

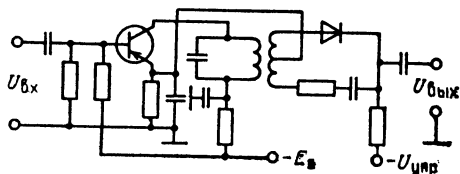
вого УА (кривая 1) и рассмотренного УА (кривая 2), а также схема реального устройства, которое обеспечивает указанные характеристики.

Анализ изложенного выше позволяет сделать следующие выводы.

1. Повышать входное сопротивление r_T усилительного прибора имеет смысл до тех пор, пока не станет $R_2/r_T \ll 1$ (не более, чем в 5 ... 7 раз). Поэтому, когда сопротивление R_2 уже выбрано, $r_T \approx (5 \dots 7)R_2$.
2. Желательно, чтобы сопротивление $R_n \gg R_1$ и r_c .
3. Сопротивление R_2 следует выбирать возможно бóльшим и потерю K_0 компенсировать увеличением r_T . В связи с этим рекомендуется неравноплечий мост, у которого $R_2 > R_1$.
4. Сопротивление $r_{уп min}$ должно быть возможно меньшим.

Сказанное иллюстрируется приведенной на рис. 4.12 схемой устройства, в котором для устранения ветви РХ с положительным угловым коэффициентом использовано сочетание двух видов регулировок: компенсационной в данной ступени аттенюатора и режимной (усиление предшествующей ступени).

Рис. 4.12. Схемы мостового УА с режимной регулировкой



4.3. СВЯЗЬ МЕЖДУ ПРЕДЕЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ УА

Между диапазоном регулирования $D_{p.y}$ и остальными показателями качества УА существуют определенные количественные соотношения. При неизменном техническом решении изменение диапазона регулирования сопровождается изменениями других показателей. Иными словами, в конкретном УА невозможно произвольно задать конкретные значения показателей. Оценим зависимость между важнейшими показателями УА: диапазоном регулирования и начальным значением коэффициента передачи $D_{p.y}$ и K_0 .

Идеальным был бы такой УА, который полностью использует возможности УР и не вносит начального затухания в усилительный тракт. Для него должны выполняться равенства $D_{p.y} = p = r_{\max}/r_{\min}$ и $K_0 = K_{\text{пр}}$, где $K_{\text{пр}}$ — предельно возможный коэффициент передачи УА. Создать такой аттенуатор невозможно.

Если сопротивление источника сигнала невелико по сравнению с сопротивлением регулируемого плеча, то для последовательно-

$$K_0 = r_n / (r_n + r_{1 \min}), \quad K_{\min} = r_n / r_{1 \max}, \quad D_{p.y} = p r_{1 \min} / (r_n + r_{1 \min}),$$

откуда следует

$$K_0 + D_{p.y}/p = 1. \quad (4.13)$$

Поскольку предельное значение коэффициента передачи пассивного аттенуатора равно единице и $K_0/K_{\text{пр}} = K_0$, то (4.13) можно сформулировать следующим образом: сумма «коэффициента использования» предельного коэффициента передачи УА и коэффициента использования УР есть величина постоянная; для УА с одним управляемым элементом она равна единице.

Из (4.13) следует, что невозможно одновременно достичь около-предельных значений $D_{p.y}$ и K_0 , так как с ростом одного параметра другой уменьшается. Когда один параметр достигает предельного значения, другой становится равным нулю. Таким образом, одной из важнейших задач, которая должна быть решена в процессе технического расчета УА, является компромиссный выбор значений K_0 и $D_{p.y}$. Это можно сделать, пользуясь (4.13) или рис. 4.13. Легко показать, что (4.13) справедливо и для параллельного УА, если в качестве параллельного плеча рассматривать УР совместно с нагрузкой аттенуатора.

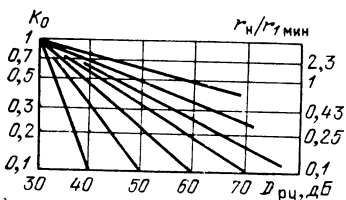


Рис. 4.13. Зависимость между K_0 , $D_{p.y}$ и r_n для последовательного УА

Аналогичные трудности возникают практически во всех разновидностях усилителей с управляемым усилением, например при регулировке глубины ООС. Соответственно можно говорить о взаимосвязи между K_{00} и $D_{p.y}$ — начальным коэффициентом усиления каскада с управляемыми ООС и глубиной регулировки. Чтобы получить в таких усилителях эффектив-

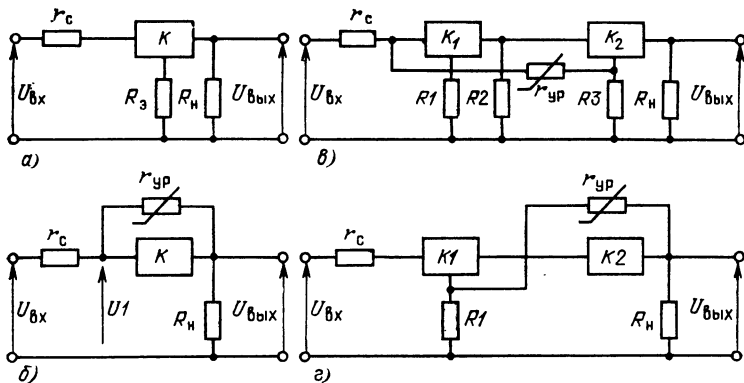


Рис. 4.14. Эквивалентные схемы УА с регулируемой ООС по напряжению

ную регулировку, максимальное петлевое усиление должно быть достаточно большим: $B_{\max} K \gg 1$. Тогда в усилителях с последовательной связью по току (рис. 4.14) имеет место

$$K_{\text{ОС } 0} = \frac{K}{1 + K r_{\text{млн}}/R_H}, \quad K_{\text{млн}} = \frac{R_H}{p r_{\text{млн}}}, \quad D_{\text{р.у}} = \frac{p}{1 + R_H/K r_{\text{млн}}} \frac{K_{\text{ОС}}}{K} + \frac{D_{\text{р.у}}}{p} = 1. \quad (4.14)$$

Верхним пределом $K_{\text{ОС } 0}$ является величина K . При $K=1$ параметры $K_{\text{ОС } 0}$, $K_{\text{ОС } \text{млн}}$ и $D_{\text{р.у}}$ описываются теми же соотношениями, что и для последовательного УА.

Выражения (4.14) справедливы при нулевом сопротивлении источника сигнала. Если $r_c > 0$, глубина регулировки получается меньше, чем это следует из (4.14), поскольку с увеличением сопротивления УР уменьшается шунтирование источника. Усилитель с параллельной ООС по напряжению (см. рис. 4.14) описывается теми же соотношениями, что и параллельный УА. Чтобы не вносились значительные потери в тракт усиления, входное сопротивление каскада без обратной связи должно быть достаточно велико по сравнению с r_c . В этом случае

$$K_{\text{ОС } 0} = \frac{K}{1 + K r_c/p T_{\text{млн}}}, \quad K_{\text{ОС } \text{млн}} = \frac{r_{\text{млн}}}{r_c}, \quad D_{\text{р.у}} = \frac{p}{1 + p r_{\text{млн}}/K r_c}$$

и также справедливы соотношения (4.14).

Материал § 4.3 является дальнейшим развитием теоретического положения о «физической осуществимости» управляемых усилителей с заданными параметрами, которое было сформулировано в [4, 6] и в общем виде позволяет определить связь между различными показателями электрической цепи с управляемым коэффициентом передачи, например усилителя или аттенюатора.

ГЛАВА 5

ХАРАКТЕРИСТИКИ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ АТТЕНЮАТОРОВ НА УНИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

Применение униполярных транзисторов в качестве УР позволяет эффективно управлять¹ параметрами аттенюаторов в широком диапазоне изменения условий эксплуатации. Отсутствие методик расчета параметров УА и обоснованных рекомендаций по их стабилизации в температурном и частотном диапазонах, а также разноречивость опубликованных в литературе результатов исследования нелинейных искажений приводит к тому, что возможности ПТ как управляемых резисторов используются не полностью. Приведем методику расчета и определим условия эффективного управления параметрами однозвенных Г-образных и мостовых аттенюаторов на ПТ.

Для оценки эффективности управления используют следующие параметры [14]:

коэффициент передачи $K_n = dU_{\text{вых}}/dU_{\text{вх}}$ или регулировочная характеристика $K_n = F(U_{\text{упр}})$;

крутизна регулировочной характеристики $k_U = dK_n/dU_{\text{упр}}$;

максимальный диапазон регулирования $D_{\text{р.у.т}} = K_{n \text{ max}}/K_{n \text{ min}}$ (или $D_{\text{р.у.т}} = 20 \lg D_{\text{р.у.т}}$ [дБ]);

коэффициент гармоник k_r при заданном максимальном уровне входного гармонического сигнала $U_{\text{вх т}}$;

входное $R_{\text{вх}}$ и выходное $R_{\text{вых}}$ сопротивления в диапазоне регулирования; частотные характеристики в диапазоне регулирования;

температурные коэффициенты $\kappa_{K_n} = dK_n/dT$ и $\kappa_{k_r} = dk_r/dT$.

5.1. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АТТЕНЮАТОРОВ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

Однозвенные аттенюаторы. Управление коэффициентом передачи УА осуществляется напряжением $U_{\text{упр}}$, выделенным при помощи низкочастотного фильтра с постоянной времени $\tau_{\text{ФНЧ}} \gg 0,35/f_{\text{в}}$ (где $f_{\text{в}}$ — верхняя граничная частота сигнала); вопросы режимного согласования ПТ рассмотрены в [15].

Для удобства анализа характеристик однозвенных УА выражения, определяющие параметры в области средних частот с учетом неравенств (3.4), (3.7) и (3.10), представлены в табл. 3. Численные значения параметров УА на сильноточных и слаботочных транзисторах отличаются величиной $d_{\text{р.у.т}}$ (см. (2.6)).

Коэффициент передачи Г-образного последовательного УА (рис. 5.1,а) монотонно убывает с ростом $U_{\text{упр}}$. Крутизна PX_{k_U} , оп-

¹ Под эффективностью управления принято понимать достижение наибольших изменений коэффициента передачи в заданном интервале управляющего воздействия при минимальных нелинейных искажениях передаваемых сигналов и неизменных остальных параметров аттенюатора.

Формулы для определения параметров Г-образных аттенуаторов

Параметр	Тип УА	
	последовательный	последовательно-параллельный
K_{Γ}	$R_{\text{н}} S_{T0} \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс}}} - \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{зи отс}}} \right)$	$1 + \frac{1}{R_{\Gamma} S_{T0}} \frac{U_{\text{вх}}/U_{\text{зи отс}}}{(1 - U_{\text{упр}}/U_{\text{зи отс}})^2}$ $\frac{1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} - \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{зи отс 2}}}}{1 + \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \left(\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \frac{U_{\text{зи отс 1}}}{U_{\text{зи отс 2}}} - 1 \right)}$
$D_{p, y m}$	$d_{p, y m}$	$d_{p, y m 1} S_{T02}/S_{T01}$
K_{Γ}	$0,25 \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{зи отс}}} \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс}}} \right) - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс}}}$	$0,25 \frac{U_{\text{вх}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \right)$
k_U	$\frac{MR_{\text{н}} I_{C0}}{U_{\text{зи отс}}^2}$	$\frac{1}{MR_{\Gamma} I_{C0} \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс}}} \right)^2}$ $\frac{S_{T02}/S_{T01}}{U_{\text{зи отс 2}} \left[1 + \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \left(\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \frac{U_{\text{зи отс 1}}}{U_{\text{зи отс 2}}} - 1 \right) \right]^2}$
$R_{\text{вх}}$	$R_{\text{с.и 0}} < R_{\text{вх}} < R_{\text{с.и max}}$	$R_{\text{с.и 02}} \frac{1 + \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \left(\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \frac{U_{\text{зи отс 1}}}{U_{\text{зи отс 2}}} - 1 \right)}{\frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 2}}} \left(1 - \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \right)}$
$R_{\text{вых}}$	$R_{\text{с.и 0}} < R_{\text{вых}} < R_{\text{с.и max}}$	$\frac{R_{\text{с.и 01}}}{1 + \frac{U_{\text{упр}}}{U_{\text{зи отс 1}}} \left(\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \frac{U_{\text{зи отс 1}}}{U_{\text{зи отс 2}}} - 1 \right)}$

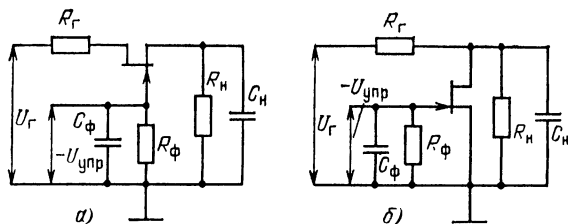


Рис. 5.1. Управляемый Г-образный аттенуатор:
а — последовательный; б — параллельный

ределяющая динамические свойства УА, увеличивается при уменьшении напряжения отсечки транзистора $U_{зи\text{отс}}$.

В параллельном УА (рис. 5.1,б) коэффициент передачи монотонно возрастает с увеличением $U_{упр}$, а крутизна РХ увеличивается при уменьшении начального тока стока I_{co} .

Входное и выходное сопротивления УА в диапазоне регулирования изменяются в широких пределах, а на границах диапазона принимают значения, соответствующие минимальному и максимальному сопротивлению канала транзистора, работающего в режиме УР.

В Г-образном последовательно-параллельном УА применяются противофазные сигналы управления, что приводит к усложнению цепи управления. Избежать этого можно путем использования взаимодополняющих транзисторов (рис. 5.2,а) [16]. Из приведенных в табл. 3 формул следует, что форма регулировочной характеристики $K_p = F(U_{упр})$ последовательно-параллельного УА зависит от соотношения между параметрами $T1$ и $T2$. При $R_{с.и01}/R_{с.и02} = S_{T02}/S_{T01} = U_{зи\text{отс}2}/U_{зи\text{отс}1}$ коэффициент передачи является линейной функцией управляющего напряжения (см. рис. 5.3, кривая 2). При $S_{T02}/S_{T01} \leq U_{зи\text{отс}2}/U_{зи\text{отс}1}$ РХ имеет вид гиперболы (см. рис. 5.3, кривая 1, построена при $S_{T02}/S_{T01} = 0,5 U_{зи\text{отс}2}/U_{зи\text{отс}1}$, а кривая 3 построена при $S_{T02}/S_{T01} = 10 U_{зи\text{отс}2}/U_{зи\text{отс}1}$). Из табл. 5.3 следует также, что для обеспечения наибольшего диапазона регулирования при выборе транзисторов необходимо, чтобы $S_{T02} > S_{T01}$. Поэтому можно

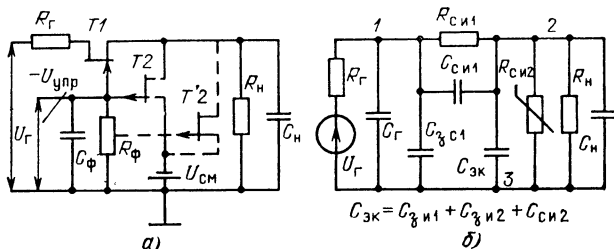


Рис. 5.2. Последовательно-параллельный Г-образный УА:
а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для области высших частот

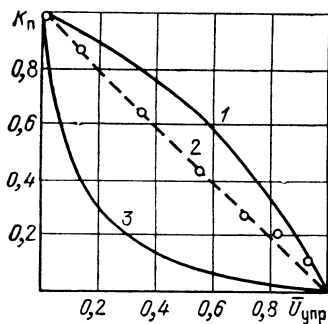


Рис. 5.3. Регулировочные характеристики УА на взаимодополняющих ПТ

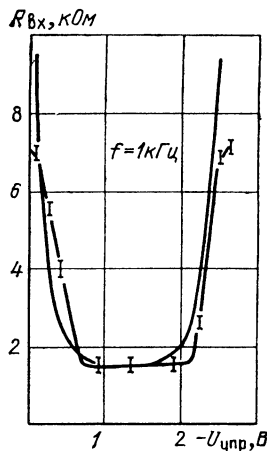


Рис. 5.4. Зависимость входного сопротивления УА на взаимодополняющих ПТ от напряжения управления

утверждать, что наибольшей эффективностью регулирования коэффициента передачи обладают УА на взаимодополняющих транзисторах, параметры которых удовлетворяют условию

$$S_{T02}/S_{T01} = U_{\text{ЗИ отс } 2}/U_{\text{ЗИ отс } 1} \geq 1 \quad (5.1)$$

или $(M_2 I_{C02}/M_1 I_{C01})^{1/2} = U_{\text{ЗИ отс } 2}/U_{\text{ЗИ отс } 1} \geq 1$.

При выполнении (5.1) УА обладает следующими свойствами: диапазон регулирования коэффициента передачи максимален, причем $D_{p, \text{ум}} = d_{p, \text{ум}} U_{\text{ЗИ отс } 2}/U_{\text{ЗИ отс } 1}$;

крутизна РХ остается постоянной в диапазоне регулирования, причем для повышения крутизны необходимо, чтобы $U_{\text{ЗИ отс } 2} > U_{\text{ЗИ отс } 1}$;

входное сопротивление является немонотонной функцией $U_{\text{упр}}$, причем $R_{\text{вх min}} = 4R_{\text{с.и } 01}$ достигается при $U_{\text{упр}} = 0,5 U_{\text{ЗИ отс } 1}$ (рис. 5.4);

выходное сопротивление остается постоянным во всем диапазоне регулирования $R_{\text{вых}} = R_{\text{с.и } 01}$.

При заданных I_{C01} и $U_{\text{ЗИ отс } 1}$ для упрощения процесса настройки аттенюатора, а также выполнения условия (5.1) рекомендуется вместо $T2$ использовать параллельное соединение нескольких транзисторов с различными значениями I_{C0} и $U_{\text{ЗИ отс}}$ (на рис. 5.2,а подключение $T2$ показано штриховой линией). При этом начальный ток стока и напряжение отсечки эквивалентного транзистора определяются как $I_{C0 \text{ экв}} = \sum_{v=1}^m I_{C0v}$; $U_{\text{ЗИ отс экв}} = \max\{U_{\text{ЗИ отс } v}\}$.

Мостовые аттенюаторы. Как отмечалось, эффективность управления коэффициентом передачи мостового УА растет при равенстве сопротивлений в плечах моста и высокоомной нагрузке. Соответ-

ственно, условие (3.13) для аттенюаторов, в плечах которых использованы УР на униполярных транзисторах имеет вид

$$R_H \gg R; R_H \gg R_{c.и0}. \quad (5.2)$$

При изготовлении согласованных пар ПТ одним из контролируемых параметров является начальный ток стока I_{c0} . У выпускаемых в настоящее время микросхем КПС104—105 и 504НТ4 отношение токов $I_{c01}/I_{c02} \geq 0,9—0,95$. Учитывая корреляционные соотношения между параметрами ПТ (2.7), получим $\xi R_{c.и01}/R_{c.и02} = (I_{c02}/I_{c01})^{1/3} \geq 0,96 \dots 0,98$, что соответствует относительному разбросу сопротивлений канала 2—4%. У рассматриваемых УР ТКС зависит от напряжения отсечки ПТ, причем минимальное значение составляет $(6,4 \dots 7,3) 10^{-3}$ 1/град. Поэтому при использовании в мостовых УА (рис. 5.5 и рис. 5.6) матрицы прецизионных резисторов ($\delta R \leq 0,01\%$ и ТКС $\leq 10^{-6}$ 1/град) эффективность управления коэффициентом передачи определяется в первую очередь параметрами транзисторов. С учетом этого получены формулы, определяющие параметры аттенюаторов, которые сведены в табл. 4 [17].

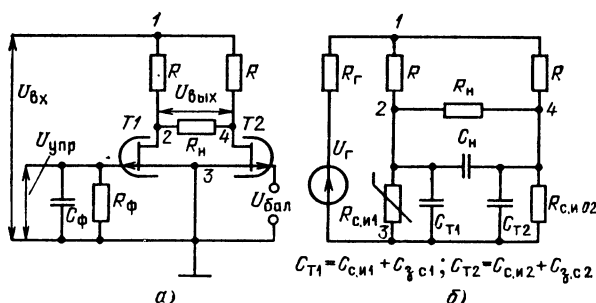


Рис. 5.5. Мостовой управляемый аттенюатор с параллельным включением ПТ: а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для области высших частот

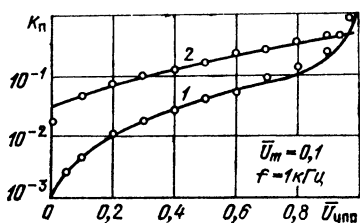


Рис. 5.6. Регулировочные характеристики мостового УА

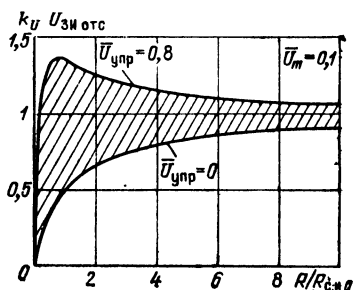


Рис. 5.7. Область изменения нормированной крутизны ρ_X для различных значений $R/R_{c.и0}$

Формулы для определения параметров УА

Параметр	Управляемый аттенюатор с включением ПТ	
	параллельным	последовательным
K_{Π}	$\frac{R_{с.и 0}}{R} \frac{2 \delta R_{с.и 0} + \bar{U}_{упр}}{1 - \bar{U}_{упр} + \frac{R_{с.и 0}}{R}} \times$ $\times \left(1 - \frac{\bar{u}_{вх}}{1 - \bar{U}_{упр} + \frac{R_{с.и 0}}{R}} \times \right.$ $\left. \times \frac{\bar{U}_{упр} - \frac{R_{с.и 0}}{R}}{\bar{U}_{упр} + 2 \delta R_{с.и 0}} \right)$	$\frac{1}{2} \times$ $\times \frac{2 \delta R_{с.и 0} + \bar{U}_{упр} - \bar{u}_{вх} \frac{1 - \bar{U}_{упр}}{2 - \bar{U}_{упр}}}{2 - \bar{U}_{упр}}$
$D_{р.у т}$	$\frac{1}{2 \delta R_{с.и 0}} \frac{\frac{R}{R_{с.и 0}}}{d_{р.у} + \frac{R}{R_{с.и 0}}} d_{р.у}$	$\frac{1}{\delta R_{с.и 0}}$
k_{Γ}	$\frac{0,25 U_{вх т}}{U_{ЗИ отс}} \frac{\bar{U}_{упр} + 2 \delta R_{с.и 0}}{\bar{U}_{упр} - \frac{R_{с.и 0}}{R}} \times$ $\times \left(1 - \bar{U}_{упр} + \frac{R_{с.и 0}}{R} \right)$	$\frac{0,25 U_{вх т}}{U_{ЗИ отс}} \frac{2 - \bar{U}_{упр}}{1 - \bar{U}_{упр}} \times$ $\times (2 \delta R_{с.и 0} + \bar{U}_{упр})$
k_U	$\frac{1}{U_{ЗИ отс}} \frac{\frac{R_{с.и 0}}{R}}{\left(1 - \bar{U}_{упр} + \frac{R_{с.и 0}}{R} \right)^2} \times$ $\times \left(1 + \frac{R_{с.и 0}}{R} + 2 \delta R_{с.и 0} - \right.$ $\left. - \bar{u}_{вх} \frac{1 + \bar{U}_{упр} - \frac{R_{с.и 0}}{R}}{1 - \bar{U}_{упр} + \frac{R_{с.и 0}}{R}} \right)$	$\frac{1}{U_{ЗИ отс}} \cdot \frac{1}{(2 - \bar{U}_{упр})^2}$

Параметр	Управляемый аттенюатор с включением ПТ	
	параллельным	последовательным
$R_{вх}$	$\frac{R}{2}$	$\frac{R_{с.и0}}{\frac{1-\bar{U}_{упр}}{2-\bar{U}_{упр}} + \frac{1}{2} \frac{R_{с.и0}}{R}}$
$R_{вых}$	$2 R_{с.и0} \frac{1 - \frac{1}{2} \bar{U}_{упр}}{1 - \bar{U}_{упр}}$	$\frac{R}{2} + \frac{R_{с.и0}}{2 - \bar{U}_{упр}}$

С учетом (5.2) коэффициент передачи аттенюатора с параллельным включением ПТ (рис. 5.5,а) при $R_r=0$ и $\delta R=\Delta R/R=0$ и максимальный диапазон регулирования определяются выражениями

$$K_{п} = \frac{R}{R + R_{с.и0}} \frac{R_{с.и1} - R_{с.и2}}{R + R_{с.и1}},$$

$$D_{p.y m} = \frac{1}{2 \delta R_{с.и0}} \frac{1 + R/R_{с.и0}}{d_{p.y m} + R/R_{с.и0}},$$

где $\delta R_{с.и0} = \Delta R_{с.и0}/R_{с.и0} = 0,5(1-\xi)$.

Для увеличения коэффициента передачи и диапазона регулирования необходимо выполнение неравенства $R_{с.и \max} \gg R \gg R_{с.и0}$, с учетом которого и получены формулы в табл. 4.

Коэффициент передачи УА монотонно возрастает с увеличением напряжения управления (рис. 5.6, кривая 1), причем нормализованная крутизна РХ растет при уменьшении напряжения отсечки ПТ, используемых в качестве УР (рис. 5.7).

Применение сильноточных ПТ выигрывает в диапазоне регулирования не дает, поскольку $D_{p.y m}$ определяется в основном разбросом $\delta R_{с.и0}$ и отношением $R/R_{с.и0}$.

Входное сопротивление УА при $R \gg R_{с.и0}$ не зависит от управляющего напряжения, а выходное — в диапазоне регулирования изменяется монотонно в пределах $2 \leq R_{вых}/R_{с.и0} \leq 6$.

Достоинством аттенюатора с последовательным включением УР (см. рис. 5.8,а) является независимость его параметров, за исключением $R_{вх}$ и $R_{вых}$, от сопротивлений Р.

Крутизна РХ (рис. 5.6, кривая 2), рассчитанной по формулам табл. 3, повышается при уменьшении напряжения отсечки (см. рис. 5.6).

Максимальный диапазон регулирования коэффициента передачи не зависит от параметров ПТ, а определяется лишь их разбросом. Входное и выходное сопротивления УА зависят от соотношения R и $R_{с.и0}$. Входное сопротивление в диапазоне регулирования

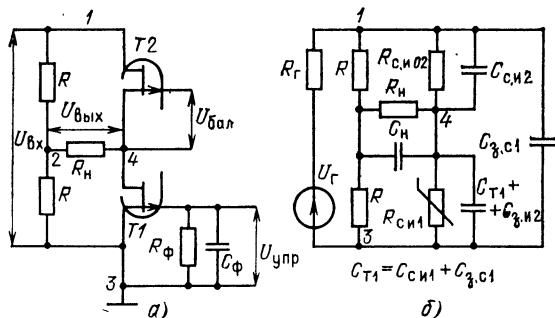


Рис. 5.8. Мостовой управляемый аттенуатор с последовательным включением ПТ:

а — принципиальная схема; б — эквивалентная схема для области высших частот

при $R \gg R_{с.и0}$ изменяется в пределах $2 \leq R_{вх}/R_{с.и0} \leq 6$, а при $R \ll R_{с.и0}$ $R_{вх} = 2R = \text{const}$. Выходное сопротивление в диапазоне регулирования при $R \gg R_{с.и0}$ $R_{вых} = 0,5R = \text{const}$, а при $R \ll R_{с.и0}$ изменяется в пределах $0,5 \leq R_{вых}/R_{с.и0} \leq 0,8$.

5.2. НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АТТЕНУАТОРОВ В ДИАПАЗОНЕ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Форма информационного сигнала, прошедшего через УА, изменяется из-за зависимости параметров УР от частоты и уровня управляющего сигнала. Это приводит к тому, что процесс регулировки коэффициента передачи сопровождается не только обогащением спектра передаваемого сигнала, но и нарушением пропорциональности между изменениями сигналов на входе и выходе УА. Следовательно, форма частотных и фазовых характеристик аттенуатора находится в сложной функциональной зависимости от изменений уровня входного сигнала, а их аналитическое описание должно базироваться на представлении коэффициента передачи как функции многих переменных. Так, модуль и аргумент комплексного коэффициента передачи УА, определяющие форму частотной и фазовой характеристик (АЧХ и ФЧХ), представляют собой функции двух независимых переменных — частоты передаваемого сигнала и уровня управляющего воздействия:

$$|K_{\Pi}| = F_1(\omega, U_{упр}); \quad \arg K_{\Pi} = F_2(\omega, U_{упр}). \quad (5.3)$$

Для оценки изменения формы АЧХ и ФЧХ в процессе регулирования их следует построить в трехмерном пространстве.

Количественная оценка изменения формы характеристик производится в двух фиксированных состояниях, соответствующих минимальному и максимальному уровням управляющего сигнала, т. е. на границах диапазона регулирования. Аттенуатор, находящийся в указанных состояниях, в допустимых для инженерных расчетов приближениях можно считать линейным. В соответствии с этим определяются относительные или абсолютные изменения коэффициента передачи в зависимости от частоты. Так, для количественной оценки частотных и фазовых искажений достаточно в диапазоне регулирования определить изменения верх-

ней граничной частоты $\delta f = 1 - f_v(U_{упр \max})/f_v(U_{упр \min})$ и фазового сдвига на верхней граничной частоте $\delta \varphi = 1 - \varphi_v(U_{упр \max})/\varphi_v(U_{упр \min})$. Знание δf и $\delta \varphi$ позволяет не только определить количественные изменения частотных и фазовых искажений, но и судить о характере этих искажений в диапазоне регулирования (убывающий при $\delta f > 0$, $\delta \varphi > 0$ или возрастающий при $\delta f < 0$, $\delta \varphi < 0$).

Решение уравнений вида (5.3) для простейших последовательных или параллельных УА обычно не вызывает затруднений. Однако с усложнением структуры УА уравнения (5.3) оказываются слишком громоздкими и не могут быть использованы в практических расчетах. Наиболее целесообразным является использование численных методов решения (5.3) на ЭВМ с последующим построением обобщенных АЧХ и ФЧХ аттенюатора.

Рассмотрим пример нахождения частотных характеристик последовательно-параллельного УА. В соответствии с эквивалентной схемой (рис. 5.2,б) комплексный коэффициент передачи:

$$K_n(j\omega, U_{упр}) = R_n \Delta_{12} / [\Delta_{11,22} + R_n \Delta_{11} + R_r \Delta_{22} + R_n R_r \Delta],$$

где Δ , Δ_{11} , Δ_{22} , $\Delta_{11,22}$ — определитель и алгебраические дополнения матрицы проводимостей:

$$Y = \begin{bmatrix} j\omega(C_{c,и1} + C_{з,с1}) + \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R_{c,и1}} & -j\omega C_{c,и1} - \frac{1}{R_{c,и1}} \\ -j\omega C_{c,и1} - \frac{1}{R_{c,и1}} & j\omega(C_{c,и1} + C_{c,и2} + C_{з,и1} + C_{з,и2} + C_n) + \frac{1}{R_{c,и1}} + \frac{1}{R_{c,и2}} \end{bmatrix}.$$

Подставляя в определитель и алгебраические дополнения матрицы зависимость сопротивления УР от управляющего напряжения (2.5), можно получить искомые уравнения (5.3). При составлении программы расчета (5.3) удобно использовать алгоритмический язык ФОРТРАН. Пример составления программы расчета приведен в [18].

На рис. 5.9 и 5.10 представлены обобщенные АЧХ и ФЧХ Г-образных УА в виде пространственного рельефа и на плоскости. Как видно, частотные характеристики параллельного (см. рис. 5.10, область 2) и последовательно-параллельного (область 3) УА монотонны, а неравномерность АЧХ последовательного УА (область 1) составляет 14%. С увеличением управляющего напряжения полосы пропускания последовательного и последовательно-параллельного УА увеличиваются ($\delta f = -9$; $\delta \varphi = -0,3$ и $\delta f = -1,9$; $\delta \varphi = -0,4$ соответственно), а параллельного — уменьшается ($\delta f = 0,6$; $\delta \varphi = 0,4$).

Мостовые аттенюаторы являются невырожденными четырехполюсниками, и их коэффициент передачи $K_n(j\omega, U_{упр}) = \bar{\Delta}_{34,12} / \bar{\Delta}_{34} R_r$, где $\bar{\Delta}_{34}$ и $\bar{\Delta}_{34,12}$ — алгебраические дополнения определителя, соответствующего неопределенной матрице проводимостей УА. В со-

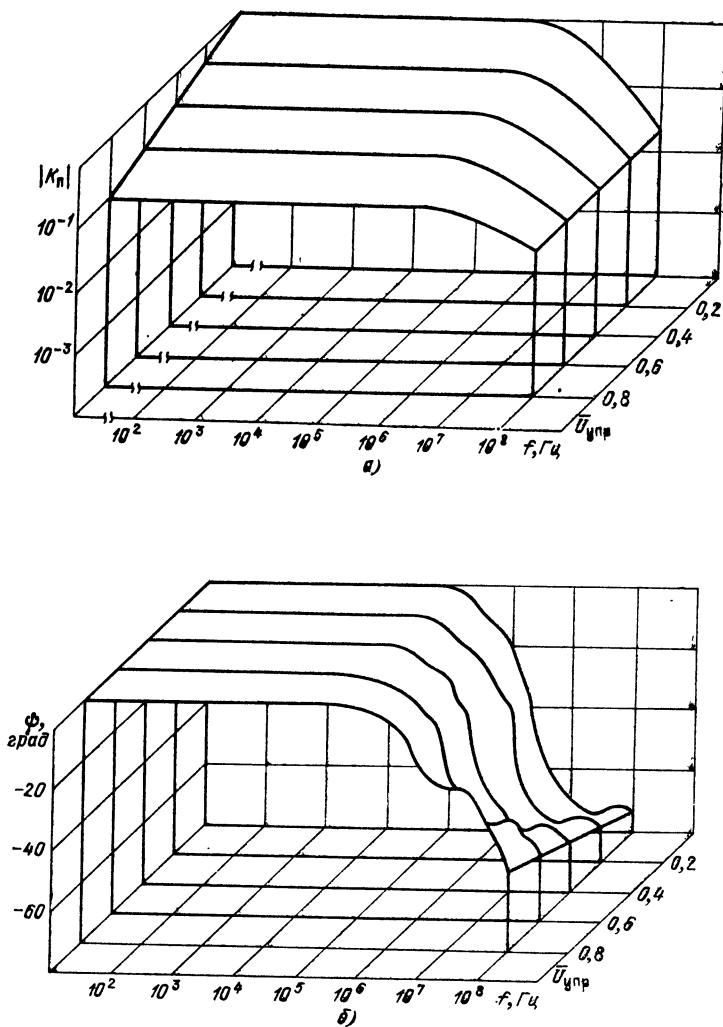


Рис. 5.9. Пространственный рельеф частотных характеристик последовательно-параллельного УА на взаимодополняющих ПТ:
а — АЧХ; б — ФЧХ

ответствии с эквивалентными схемами рис. 5.5,б и рис. 5.8,б, справедливыми для области высших частот, неопределенные матрицы имеют вид:

для УА с параллельным включением УР

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_r} + \frac{2}{R} & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R_r} & -\frac{1}{R} \\ -\frac{1}{R} & \frac{1}{R} + \frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{c.и1}} + j\omega(C_H + C_{T1}) & -\frac{1}{R_{c.и1}} - j\omega C_{T1} & -\frac{1}{R_H} - j\omega C_H \\ -\frac{1}{R_r} & -\frac{1}{R_{c.и1}} - j\omega C_{T1} & \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R_{c.и1}} + S_{T02} + j\omega(C_{T1} + C_{T2}) & -S_{T02} - j\omega C_{T2} \\ -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R_H} - j\omega C_H & -S_{T02} - j\omega C_{T2} & \frac{1}{R} + \frac{1}{R_H} + S_{T02} + j\omega(C_H + C_{T2}) \end{bmatrix};$$

для УА с последовательным включением УР,

$$Y = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{c.и1}} + j\omega C_{c.и}^I & -\frac{1}{R} & & \\ & -\frac{1}{R} & \frac{2}{R} + \frac{1}{R_H} + j\omega C_H & \\ & -\frac{1}{R} - j\omega C_{3.c1} & -\frac{1}{R} & \\ & -\frac{1}{R_{c.и1}} - j\omega C_{c.и1} & -\frac{1}{R_H} - j\omega C_H & \\ -\frac{1}{R_r} - j\omega C_{3.c1} & & -\frac{1}{R_{c.и1}} - j\omega C_{c.и1} & \\ & -\frac{1}{R} & -\frac{1}{R_H} - j\omega C_H & \\ \rightarrow \frac{1}{R_r} + \frac{1}{R} + S_{T02} + j\omega(C_{T2} + C'_{3.и1}) & -S_{T02} - j\omega(C_{T2} + C_{3.и1}) & & \\ & -S_{T02} - j\omega(C_{T2} + C_{3.и2}) & \frac{1}{R_H} + \frac{1}{R_{c.и1}} + S_{T02} + j\omega(C_{T2} + C''_{c.и1}) & \end{bmatrix},$$

где $C_{T2} = C_{c.и2} + C_{3.c2}$; $C'_{c.и1} = C_{c.и1} + C_{3.c1}$; $C''_{c.и} = C_{c.и1} + C_{3.и1}$;
 $C'_{3.и1} = C_{3.и1} + C_{3.c1}$; $C_{T1} = C_{и1} + C_{3.c1}$.

Подставляя в определитель и алгебраические дополнения матриц зависимости сопротивления УР от управляющего напряжения (2.5), можно получить искомые уравнения (5.3).

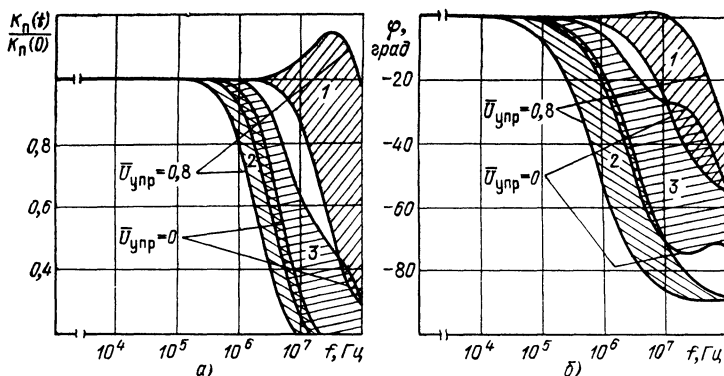


Рис. 5.10. Обобщенные частотные характеристики Г-образных УА:
а — АЧХ; б — ФЧХ

Анализ (5.3) проводился численным методом с помощью ЭВМ. Текст программы расчета характеристик аттенуаторов приводится в [18]. По результатам расчета построены обобщенные АЧХ и ФЧХ в виде пространственного рельефа и на плоскости соответственно для УА с параллельным (рис. 5.11, а и б; область 1 на рис. 5.13, а и б) и последовательным (рис. 5.12, а и б; кривая 2 на рис. 5.13, а и б) включением УР при $0 \leq U_{упр} \leq 0,8$, когда справедлива аппроксимация (2.5).

Из расчетов и графических построений следует, что с увеличением управляющего напряжения:

в УА с параллельным включением УР: верхняя граничная частота уменьшается ($\delta f = 0,98$), а фазовая характеристика в области высших частот неравномерна и фазовый сдвиг на верхней граничной частоте растет ($\delta \varphi = -0,5$);

в УА с последовательным включением УР: верхняя граничная частота остается постоянной ($\delta f = 0$), а фазовая характеристика в области высших частот линейна и фазовый сдвиг на верхней граничной частоте остается постоянным ($\delta \varphi = 0$). Немонотонность частотных характеристик УА с параллельным включением УР при $U_{упр} = 0$ обусловлена нарушением балансировки моста вследствие неравенства межэлектродных емкостей $T1$ и $T2$.

Таким образом, наибольшей эффективностью управления коэффициентом передачи обладают мостовые УА с последовательным включением транзисторов. К достоинствам УА следует отнести стабильность формы его частотных характеристик в диапазоне регулирования и нечувствительность показателей к соотношению параметров элементов в плечах моста. Основная область применения мостовых УА — широкополосные усилительные устройства, ширина полосы пропускания которых должна быть стабильной в процессе регулировки усиления.

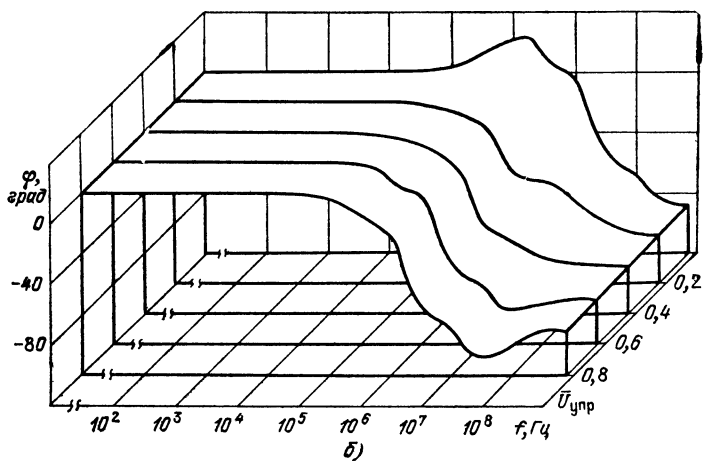
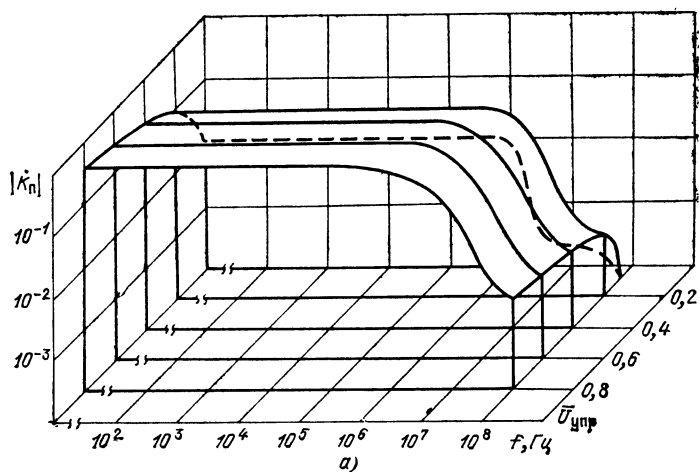


Рис. 5.11. Пространственный рельеф частотных характеристик мостового УА с параллельным включением ПТ:
а — АЧХ; б — ФЧХ

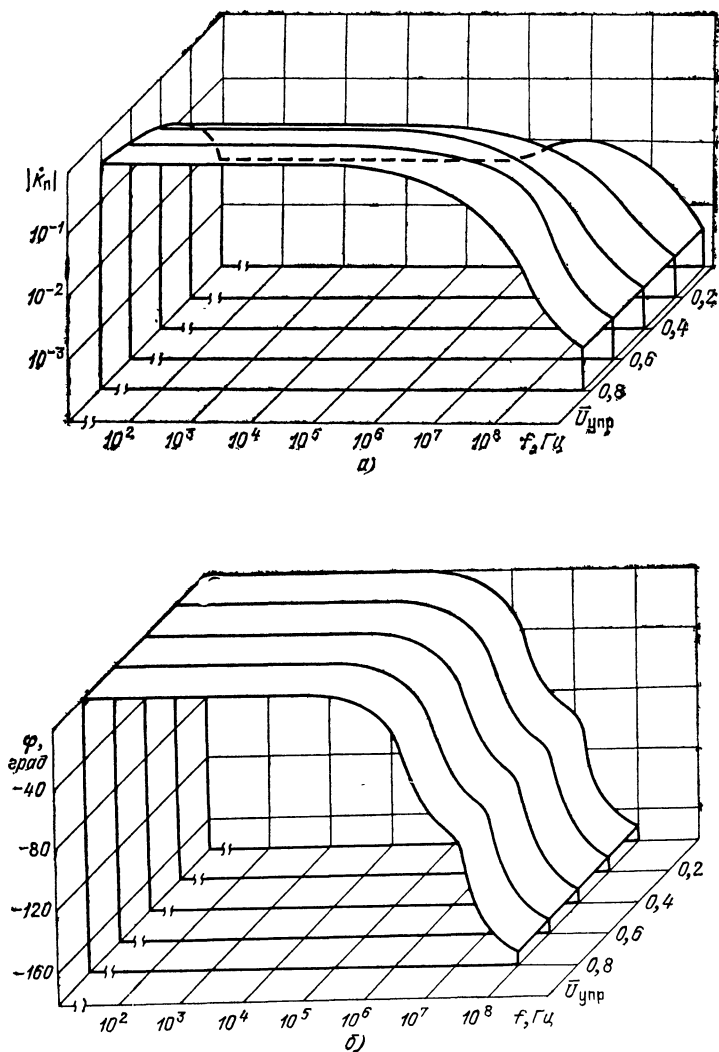


Рис. 5.12. Пространственный рельеф частотных характеристик мостового УА с последовательным включением ПТ:
а — АЧХ; б — ФЧХ

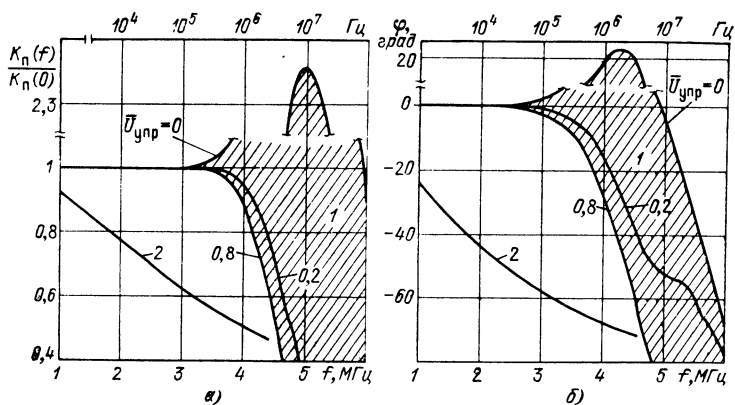


Рис. 5.13. Обобщенные частотные характеристики мостового УА:
а — АЧХ; б — ФЧХ

5.3. ТЕМПЕРАТУРНАЯ НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ПАРАМЕТРОВ УА

Изменение температуры окружающей среды приводит к неустойчивости параметров УР и, как следствие, к изменению характеристик УА. Так, в диапазоне температур эффективность управления параметрами снижается, что обусловлено в основном неустойчивостью коэффициента передачи и в свою очередь приводит к изменению диапазона регулирования и росту нелинейных искажений. По этой причине одной из важнейших задач является повышение температурной стабильности параметров УА.

Сложность термостабилизации характеристик УА заключается в том, что требуется сохранить неизменными параметры УР во всем диапазоне изменения управляющего воздействия. Поэтому методы параметрической стабилизации параметров УР в большинстве своем неприемлемы. Повысить эффективность управления в диапазоне температур можно путем соответствующего выбора типа и параметров униполярных транзисторов, используемых в каждом конкретном виде УА. Остановимся на рассмотрении некоторых рекомендаций по стабилизации параметров Г-образных и мостовых УА в диапазоне температур.

Характер температурных зависимостей коэффициента передачи $\Delta K_n/K_n = -\kappa_{kn}\Delta T$ и коэффициента гармоник $\Delta k_r/k_r = \kappa_{kr}\Delta T$ аттенуаторов во многом определяется сопротивлением R_ϕ , входящим в состав низкочастотного фильтра цепи управления. Увеличение постоянной времени фильтра за счет R_ϕ приводит к существенной неустойчивости параметров УА из-за влияния теплового тока затвора. Поэтому значение R_ϕ следует ограничивать: $R_\phi \leq 0,1 U_{зиотс} (\alpha_\mu + \alpha_u) \Delta T (I_{30} \exp \gamma \Delta T)^{-1}$, где I_{30} — ток затвора при T_0 ; $\gamma = 0,05 \dots 0,08$ 1/град.

С учетом этого в табл. 5 приведены формулы для определения температурных коэффициентов $\kappa_{kn} = dK_n/dT$ и $\kappa_{kr} = dk_r/dT$ однозвенных УА.

Неустойчивость коэффициента передачи Г-образного последовательного УА определяется температурным коэффициентом

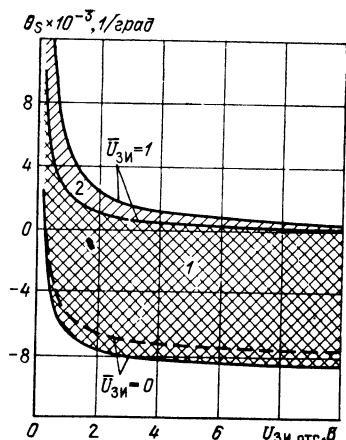
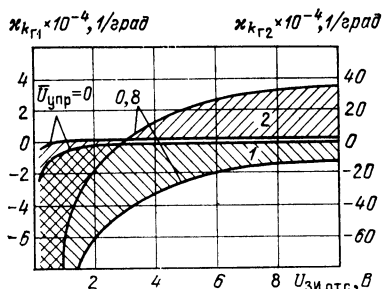


Рис. 5.14. Область изменения ТК крутизны стоковой ВАХ ПТ в диапазоне регулирования (—— граница для ПТ с n -каналом; — — — граница для ПТ с p -каналом):

1 — область для слаботочных ПТ; 2 — область для сильноточных ПТ

Рис. 5.15. Область изменения $\kappa_{кг}$ в диапазоне регулирования в зависимости от напряжения отсечки ПТ



$\theta_S = \alpha_\mu + \alpha_u(1 - \bar{U}_{ЗИ})$, который зависит от напряжения отсечки транзистора. На рис. 5.14 показаны области изменения θ_S для ПТ с различными $U_{ЗИ\text{отс}}$. Как видно, θ_S может принимать положительные и отрицательные значения, причем диапазон изменения θ_S у транзисторов с p -каналом несколько меньше, чем у ПТ с n -каналом. Наибольшим изменением температурного коэффициента в диапазоне регулирования обладают сильноточные транзисторы с $U_{ЗИ\text{отс}} < 1$ В (см. рис. 5.14, область 2). У слаботочных и сильноточных транзисторов с $U_{ЗИ\text{отс}} > 2$ В коэффициенты θ_S отрицательны и примерно равны.

Температурная нестабильность коэффициента передачи приводит к изменению диапазона регулирования. Для определения относительного изменения диапазона регулирования, обусловленного нестабильностью K_n , введем параметр $\lambda_{p,y}(\Delta T) = [1 - D_{p,y m}(T) / D_{p,y m}(T_0)] 100\%$.

При $D_{p,y m} \gg 1$ изменение диапазона регулирования последовательного УА выражается формулой:

$$\lambda_{p,y}(\Delta T) = \left[1 - \frac{20}{D_{p,y m}(T_0)} \lg \frac{1 + (\alpha_\mu + \alpha_u) \Delta T}{\alpha_u \Delta T + 1/D_{p,y m}(T_0)} \right] 100\%.$$

Нестабильность коэффициента гармоник также зависит от напряжения отсечки используемых в УА транзисторов и иллюстрируется на рис. 5.15 (область 1 изменения $\kappa_{кг}$ в диапазоне регулирования построена при $U_{вх м}/U_{ЗИ\text{отс}} = 0,1$).

Как следует из приведенных в табл. 3 формул и результатов анализа, нестабильность параметров последовательного УА в диапазоне температур тем меньше, чем больше $U_{ЗИ\text{отс}}$.

Нестабильность коэффициента передачи Г-образного параллельного УА определяется ТКС канала θ_R транзистора. Поэтому

Таблица 5

**Формулы для определения температурных коэффициентов
Г-образных аттенюаторов**

Коэффициент	Тип УА		
	последовательный	параллельный	последовательно-параллельный
$\kappa_{Кп}$	$\frac{R_H}{R_{с.но}} \theta_S$	$\frac{R_{с.п.0}}{R_\Gamma} \theta_R$	$\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \frac{U_{ЗИотс1}}{U_{ЗИотс2}} \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс1}} \times$ $\times \frac{\alpha_{u1} + (\alpha_{\mu1} - \alpha_{\mu2}) \times \rightarrow}{\left[1 + \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс}} \left(\frac{S_{T02}}{S_{T01}} \times \rightarrow \right. \right.}$ $\left. \rightarrow \times \left(1 - \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс1}} \right) \right]}$ $\left. \rightarrow \times \frac{U_{ЗИотс1}}{U_{ЗИотс2}} - 1 \right)^2} ;$
$\kappa_{кг}$	$-\frac{1}{4} \frac{\alpha_\mu \frac{U_{вхм}}{U_{ЗИотс}}}{\left(1 - \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс}} \right)^2}$	$-\frac{1}{4} \frac{U_{вхм} \times \rightarrow}{MR_\Gamma I_{C0} \times \rightarrow}$ $\rightarrow \times \left(\alpha_\mu + \frac{2\alpha_u}{1 - \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс}}} \right)$ $\times \rightarrow \left(1 - \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс}} \right)^2$	$-\frac{1}{4} \frac{\frac{U_{вхм}}{U_{ЗИотс1}}}{\left(1 - \frac{U_{унр}}{U_{ЗИотс1}} \right)^2} \alpha_{u1}$

наибольшей стабильностью K_H в диапазоне регулирования обладают аттенюаторы, использующие в качестве УР ПТ с $U_{ЗИотс} = 1,4 \dots 1,6$ В. При этом

$$\lambda_{p.y.m}(\Delta T) = \left[1 - \frac{20}{D_{p.y.m}(T_0)} \lg \frac{1 + (\alpha_\mu + \alpha_u) \Delta T}{\alpha_u \Delta T + 1/D_{p.y.m}(T_0)} \right] 100\%$$

близок к нулю вплоть до $\Delta T = 50^\circ$.

Как видно из рис. 5.15 (область 2 изменения $\kappa_{кг}$ в диапазоне регулирования построена при $U_{вхм}/R_\Gamma MI_{C0} = 0,1$), наибольшей температурной стабильностью k_Γ обладают аттенюаторы, использующие ПТ с $U_{ЗИотс} \approx 3$ В.

Из анализа табл. 5 следует, что для повышения температурной стабильности параметров последовательно-параллельного УА целесообразно использовать в качестве УР в последовательном плече транзистор с n -каналом, а в параллельном — с p -каналом, причем параметры транзисторов должны удовлетворять условию (5.1). Изменения температурного коэффициента $\kappa_{Кп}$ в диапазоне

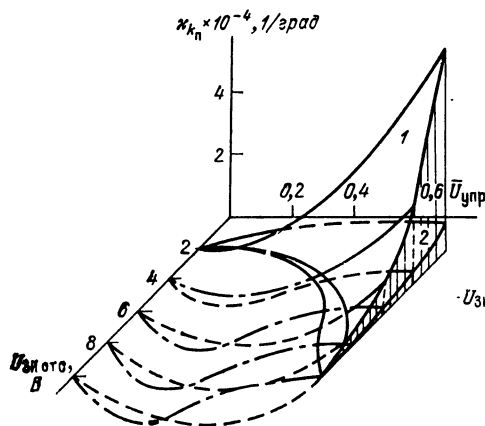


Рис. 5.16. Зависимость коэффициента K_{kn} от напряжения отсечки ПТ в диапазоне регулирования

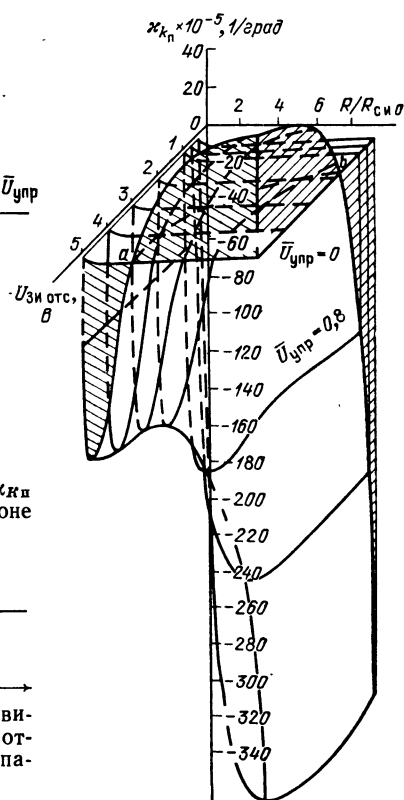


Рис. 5.17. Пространственный рельеф зависимости K_{kn} от напряжения отсечки и отношения $R/R_{с.н.0}$ для мостового УА с параллельным включением ПТ

регулирования для нескольких значений напряжения отсечки $T1$ показаны на рис. 5.16 (поверхность 1 соответствует условию $R_{с.н.01}/R_{с.н.02} = U_{зи\ отс2}/U_{зи\ отс1}$; поверхность 2 — условию $R_{с.н.01}/R_{с.н.02} = 10 U_{зи\ отс2}/U_{зи\ отс1}$).

Максимальное изменение диапазона регулирования, обусловленное температурной нестабильностью $K_{п}$, определяется из выражения

$$\lambda_{p.y}(\Delta T) = \left[1 - \frac{20}{D_{p.y.m}(T_0)} \times \right. \\ \left. \times \lg \frac{D_{p.y.m}(T_0) R_{с.н.01} U_{зи\ отс2}/R_{с.н.02} U_{зи\ отс1}}{R_{с.н.01} U_{зи\ отс2}/R_{с.н.02} U_{зи\ отс1} + D_{p.y.m}(T_0) \alpha_u \Delta T} \right] 100\%.$$

Температурная нестабильность коэффициента гармоник последовательно-параллельного УА определяется напряжением отсечки $T1$ так же, как и в последовательном УА (область 1).

Как следует из приводимых формул и результатов анализа, температурная нестабильность параметров последовательно-параллельного УА уменьшается с увеличением напряжения отсечки $T1$.

Таким образом, для повышения температурной стабильности параметров Г-образных последовательного и последовательно-параллельного УА в качестве УР необходимо выбирать ПТ с возможно большими напряжениями отсечки (например, $U_{\text{зиотс}} > 5$ В), а в Г-образном параллельном УА можно использовать ПТ с напряжением отсечки в 2...3 раза меньшим ($U_{\text{зиотс}} = 1,4 \dots 3$ В).

Можно показать, что для мостового аттенюатора с параллельным включением УР при $\bar{u}_{\text{вх}} \ll 1$ температурный коэффициент

$$\kappa_{\text{КП}} = \frac{R/R_{\text{с.и}0}}{(1 + R/R_{\text{с.и}0})^2} \left\{ \left[1 - \xi(1 - \bar{U}_{\text{упр}}) \left(\frac{1 + R/R_{\text{с.и}0}}{1 + R/R_{\text{с.и}0}(1 - \bar{U}_{\text{упр}})} \right)^2 \right] \alpha_{\mu} + \right. \\ \left. + \xi \left[\xi - \left(\frac{1 + R/R_{\text{с.и}0}}{1 + (1 - \bar{U}_{\text{упр}}) R/R_{\text{с.и}0}} \right)^2 \right] \alpha_{\mu} \right\}. \quad (5.4)$$

Выражение (5.4) является сложной функцией как управляющего воздействия, так и абсолютных и относительных значений параметров ПТ. Однако возможность изменения температурного коэффициента $\kappa_{\text{КП}}$ ограничена выбором напряжения отсечки $U_{\text{зиотс}}$ и отношения $R/R_{\text{с.и}0}$. Для наглядности изменение температурного коэффициента в диапазоне регулирования иллюстрируется на рис. 5.17 построением в виде пространственного рельефа $\kappa_{\text{КП}} = f(U_{\text{зиотс}}, R/R_{\text{с.и}0})$. Его границами являются поверхности, соответствующие допустимым изменениям управляющего напряжения. Как видно, $\kappa_{\text{КП}}$ в зависимости от $U_{\text{зиотс}}$ и $R/R_{\text{с.и}0}$ принимает положительные и отрицательные значения. Наименьших значений $\kappa_{\text{КП}}$ достигает на линии пересечения пространственных рельефов, соответствующих $\bar{U}_{\text{упр}} = 0$ и $\bar{U}_{\text{упр}} = 0,8$ (кривая ab на рис. 5.17). Линия пересечения описывается уравнением, получаемым из (5.4) при $\kappa_{\text{КП}}(\bar{U}_{\text{упр}} = 0) = \kappa_{\text{КП}}(\bar{U}_{\text{упр}} = 0,8)$:

$$1 + \frac{R}{R_{\text{с.и}0}} = \left(1 + 0,2 \frac{R}{R_{\text{с.и}0}} \right) \sqrt{\frac{\alpha_{\mu} - \alpha_{\mu}}{0,2 \alpha_{\mu} - \alpha_{\mu}}}. \quad (5.5)$$

Для выпускаемых промышленностью униполярных транзисторов функция (5.5) имеет физический смысл при $R > 2R_{\text{с.и}0}$ и $U_{\text{зиотс}} \geq 1,6$ В для ПТ с p -каналом и $U_{\text{зиотс}} \geq 1,4$ В для ПТ с n -каналом. Пользуясь (5.5), для заданной согласованной пары транзисторов с известными значениями $U_{\text{зиотс}}$ можно выбрать такое отношение $R/R_{\text{с.и}0}$, при котором аттенюатор с параллельным включением УР имеет наименьший и не зависящий от напряжения управления температурный коэффициент: $\kappa_{\text{КП min}} = = 2(R_{\text{с.и}0}/R) \delta R_{\text{с.и}0} (\alpha_{\mu} - \xi \alpha_{\mu}) (1 + R_{\text{с.и}0}/R)^{-2}$.

При этом обусловленное нестабильностью $K_{\text{п}}$ изменение диапазона регулирования

$$\lambda_{\text{р.у}}(\Delta T) = \left[1 - \frac{20}{D_{\text{р.у м}}(T_0)} \times \right.$$

$$\times \lg \frac{D_{p. y m}(T_0) \left(1 + \frac{R_{c.и0}}{R}\right) + (\alpha_\mu - \xi \alpha_u) \Delta T}{1 + \frac{R_{c.и0}}{R} + (\alpha_\mu - \xi \alpha_u) \Delta T} \Bigg] 100\%.$$

Температурный коэффициент

$$\kappa_{K \Gamma} = -\frac{1}{4} \frac{U_{вх m}}{U_{упр}} \frac{(\bar{U}_{упр} - R_{c.и0}/R) \alpha_u - \alpha_\mu (R_{c.и0}/R)}{(1 - \bar{U}_{упр} + R_{c.и0}/R)^2}.$$

Если $R > 5R_{c.и0}$, то $\kappa_{K \Gamma} = -0,25\alpha_u \bar{U}_{вх m} (1 - \bar{U}_{упр})^2$, а при $R \ll R_{c.и0}$

$$\kappa_{K \Gamma} = -\frac{1}{4} \frac{U_{вх m}}{U_{упр}} \frac{R}{R_{c.и0}} (\alpha_\mu - \alpha_u).$$

Анализ формул показывает, что для повышения температурной стабильности параметров мостового УА с параллельным включением УР следует в зависимости от типа проводимости канала выбирать согласованные пары ПТ с $U_{зиотс} \approx 1,4 \dots 1,6$ В, причем чем больше $U_{зиотс}$, тем меньше должно быть $R/R_{c.и0}$ для выполнения условия (5.5). Например, для обеспечения наибольшей стабильности коэффициента передачи аттенюатора на ПТ с $U_{зиотс} = 1,6$ В и $R_{c.и0} = 0,4$ кОм необходимо выбирать $R = 26$ кОм. При этом расчетное значение $\kappa_{K \Gamma} = -2,6 \cdot 10^{-6} 1/\text{град}$.

Температурный коэффициент мостового УА с последовательным включением УР не зависит от проводимости канала ПТ и значения R и определяется выражением

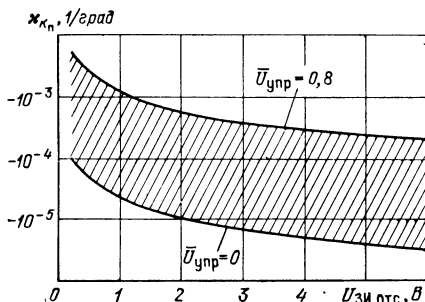
$$\kappa_{K \Pi} = -\frac{1 - \bar{U}_{упр}}{(2 - \bar{U}_{упр})^2} \left(\frac{1}{1 - \bar{U}_{упр}} - \xi^2 \right) \alpha_u. \quad (5.6)$$

На рис. 5.18 показана область изменения $\kappa_{K \Pi}$ в диапазоне регулирования, рассчитанная по (5.6) для ПТ с различными $U_{зиотс}$. Изменение диапазона регулирования, обусловленное нестабильностью K_{Π} , определяется как

$$\lambda_{p. y}(\Delta T) = \left[1 - \frac{20}{D_{p. y}(T_0)} \lg \frac{D_{p. y m}(T_0) \xi - 4 \alpha_u \Delta T}{\xi - (1 - \xi^2) \alpha_u \Delta T} \right] 100\%.$$

Температурный коэффициент $\kappa_{K \Gamma} = 0,25\alpha_u \bar{U}_{вх m} (2 - \bar{U}_{упр})^{-2}$. В диапазоне регулирования $\kappa_{K \Gamma} > 0$, а $\kappa_{K \Gamma \max} = 0,25\alpha_u \bar{U}_{вх m}$.

Рис. 5.18. Область изменения $\kappa_{K \Pi}$ в диапазоне регулирования в зависимости от напряжения отсечки для мостового УА с последовательным включением ПТ



Таким образом, температурная нестабильность мостовых УА с последовательным включением УР не зависит от типа проводимости канала ПТ и отношения $R/R_{с.ио}$, причем более высокой стабильностью обладают аттенюаторы на униполярных транзисторах с большим напряжением отсечки.

5.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В АТТЕНЮАТОРАХ НА ПТ И МЕТОДЫ ИХ УМЕНЬШЕНИЯ

Уровень нелинейных искажений является одним из важных показателей качества УА, определяющий реальный диапазон регулирования коэффициента передачи.

Причиной искажений является нелинейность ВАХ, которая растет с увеличением напряжения между стоком и истоком транзистора и, в зависимости от типа УА, проявляется в большей или в меньшей степени. Следовательно, уменьшение нелинейных искажений достигается выбором параметров и режима работы ПТ, а также использованием цепей, корректирующих нелинейность ВАХ транзистора — управляемого элемента УА.

Необходимо иметь в виду, что снижение нелинейных искажений, как правило, равносильно уменьшению диапазона регулирования коэффициента передачи. Следовательно, при задании в качестве исходного показателя УА диапазона регулирования $D_{р.у}$ (или коэффициента гармоник $k_{Г}$) для обеспечения требуемого $k_{Г}$ (или $D_{р.у}$) необходимо выбрать параметры ПТ.

Так, при заданном значении $D_{р.у}$ для Г-образных аттенюаторов коэффициент гармоник:

для последовательного УА

$$k_{Г} = 0,25 D_{р.у} U_{вх м} / U_{зи отс}; \quad (5.7)$$

для параллельного УА

$$k_{Г} = 0,25 D_{р.у}^2 U_{вх м} / M R_{Г} I_{C0}. \quad (5.8)$$

Таким образом, для уменьшения нелинейных искажений в заданном диапазоне регулирования последовательный УА следует строить на основе униполярных транзисторов с большим напряжением отсечки. Учет корреляционных соотношений (2.7) и соотношений табл. 3, позволяет, выбирая из группы, изготовленной по единой технологии, транзисторы с $U_{зи отс1} > U_{зи отс2}$, уменьшить нелинейные искажения в $k_{Г1}/k_{Г2} = U_{зи отс2}/U_{зи отс1}$ раз. В параллельном УА необходимо использовать сильноточные транзисторы. При этом уровень нелинейных искажений уменьшается в $M_h I_{C0h}/M_l I_{C0l}$ раз по сравнению с УА на слаботочном транзисторе¹.

В Г-образном последовательно-параллельном УА уровень нелинейных искажений растет с ростом управляющего напряжения (рис. 5.19.) Максимальный уровень сигнала, передаваемого атте-

¹ Индекс h соответствует сильноточному транзистору с $I_{C0} > 3 \dots 5$ мА, а индекс l — слаботочному с $I_{C0} < 1,5 \dots 3$ мА.

Рис. 5.19. Зависимость коэффициента гармоник от управляющего напряжения в последовательно-параллельном УА на взаимодополняющих транзисторах

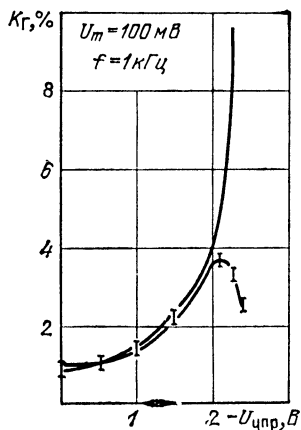
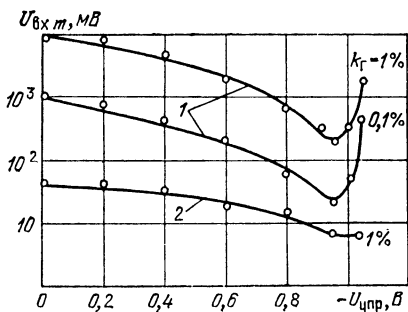


Рис. 5.20. Зависимость максимального значения входного гармонического сигнала от напряжения управления в Г-образном УА:

1 — параллельном; 2 — последовательном



нуатором с заданным коэффициентом гармоник, не зависит от соотношения между параметрами ПТ и определяется напряжением отсечки $T1$ (см. рис. 5.2,а). Связь между коэффициентом гармоник и диапазоном регулирования, описывается соотношением

$$k_H = 0,25 D_{p,y} U_{вх мВ} / U_{ЗИ отс 1}. \quad (5.9)$$

Таким образом, в заданном диапазоне регулирования нелинейные искажения в последовательно-параллельном УА уменьшаются с увеличением напряжения отсечки транзистора в последовательном плече. В этом отношении последовательно-параллельный и последовательный УА одинаковы.

Анализ (5.7)...(5.9) и экспериментальные данные, представленные на рис. 5.19 и рис. 5.20, позволяют утверждать, что при прочих равных условиях наименьшим уровнем нелинейных искажений обладает Г-образный параллельный УА. Это обусловлено тем, что на транзисторе в параллельном плече УА выделяется меньшая амплитуда сигнала, причем с ростом управляющего напряжения уровень сигнала, прикладываемого к УР, уменьшается.

В последовательном УА изменение уровня входного сигнала приводит к изменению коэффициента передачи даже при постоянном $U_{упр}$, так как напряжение, выделяющееся на резисторе $R2$ параллельного плеча УА (рис. 5.21), приводит к смещению перехода затвор — исток транзистора и, как следствие, к уменьшению максимального значения коэффициента передачи (уменьшается диапазон регулирования). Соответственно увеличиваются нелинейные искажения, так как даже при небольших уровнях входного сигнала рабочая точка из начала координат смещается в область вольтамперной характеристики с большей кривизной.

Этого можно избежать, подавая на затвор транзистора дополнительное смещение, например, при помощи делителя $R1 \dots R4$ и ис-

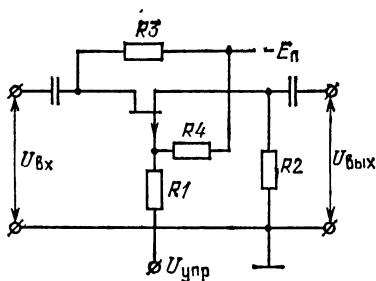


Рис. 5.21. Последовательный Г-образный УА с дополнительным смещением на затворе

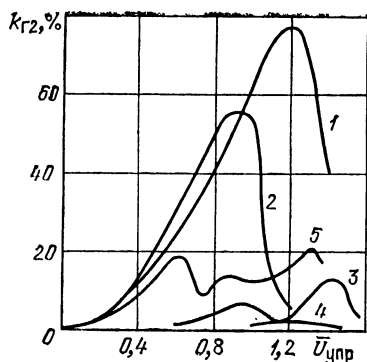


Рис. 5.22. Зависимость коэффициента второй гармоники от напряжения управления в последовательном УА при гармоническом сигнале с амплитудой $U_{вх\text{ м}} = 1 \text{ В}$

точника питания $E_{\text{п}}$ (см. рис. 5.21). Чтобы при $U_{\text{упр}} = 0$ отсутствовало смещение перехода затвор — исток ПТ, необходимо выполнение равенства $u_{R1} = u_{R2}$ и $E_{\text{п}} R_2 / (R_2 + R_3 + R_{\text{с.н min}}) = E_{\text{п}} R_1 / (R_1 + R_4)$. При $R_2 \ll R_3 + R_{\text{с.н min}}$ и $R_1 \ll R_4$, получим

$$R_2 / (R_3 + R_{\text{с.н min}}) \approx R_1 / R_4. \quad (5.10)$$

Выбирая в соответствии с (5.10) сопротивление резисторов в цепи смещения, можно расположить рабочую точку в начале координат и уменьшить нелинейные искажения в последовательном УА в среднем в 1,5 раза. Кривая 2 на рис. 5.22 получена для УА на рис. 5.21, и ее сравнение с кривой 1, соответствующей аттенюатору без начального смещения (см. рис. 5.1,а), дает возможность оценить выигрыш. При этом диапазон регулирования изменяется незначительно.

Наиболее эффективным методом повышения линейности ВАХ УР на основе униполярных транзисторов является применение корректирующих линейных или нелинейных элементов. Сочетание ПТ с корректирующим элементом удобно рассматривать как единое целое — линеаризованный униполярный транзистор (ЛПТ).

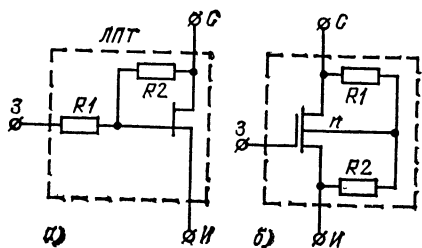


Рис. 5.23. Способы подачи корректирующей отрицательной ОС:
а — на затвор ПТ; б — на подложку МДП-транзистора

Линеаризация ВАХ униполярного транзистора может быть достигнута введением отрицательной обратной связи (ОС) на затвор (рис. 5.23,а), подложку (рис. 5.23,б) или одновременно на оба электрода. Очевидно, что эффективность линеаризации при подаче сигнала ОС на подложку будет тем выше, чем больше коэффициент влияния подложки транзистора (типичные значения

этого коэффициента для большинства выпускаемых МДП-транзисторов заключены в пределах 1,5 ... 0,05).

Зависимость линейаризованного сопротивления канала ПТ от управляющего напряжения аппроксимируется выражением $R_{л.с.и} = R_{с.и0} [1 - \bar{U}_{упр} (1 - \gamma_{ос}) - \bar{U}_{си} (0,5 - \gamma_{ос})]^{-1}$, где $\gamma_{ос} = R_1 / (R_1 + R_2)$ — коэффициент передачи сигнала по петле ОС.

Отсюда следует, что для обеспечения оптимальной коррекции ($R_{л.с.и} \neq f(\bar{U}_{си})$) необходимо $\gamma_{ос} = 0,5$. При этом на затвор ПТ поступает сигнал

$$u_{ос} = 0,5 u_{си}. \quad (5.11)$$

Как видно из рис. 5.24, линейная зависимость тока стока от напряжения на стоке наблюдается при $\gamma_{ос} = 0,5$; при $\gamma_{ос} < 0,5$ (кривые 1, 2) эта зависимость представляет собой выпуклую параболу (кривая 1 соответствует ВАХ нелинейаризованного ПТ $\gamma_{ос} = 0$), а при $\gamma_{ос} > 0,5$ ВАХ превращается в вогнутую параболу (кривые 4, 5). Таким образом, изменяя коэффициент передачи по петле ОС, можно менять протяженность линейного участка ВАХ ПТ в широких пределах. Как показали экспериментальные исследования, наибольшая линейность ВАХ достигается: для слаботочных ПТ при $\gamma_{ос1} = 0,5$, а для сильноточных — при $\gamma_{ос2} = 2/3$.

Линеаризация ВАХ при помощи корректирующих резисторов приводит к уменьшению диапазона изменения сопротивления линейного УР и увеличению пределов изменения управляющего напряжения. Чтобы исключить шунтирование УР, резистивный делитель в цепи ОС обычно выполняется высокоомным, что в свою очередь может привести к увеличению температурной нестабильности УР.

Можно показать, что для достижения того же диапазона регулирования, что и у нелинейаризованного ПТ, к резистору на ЛПТ

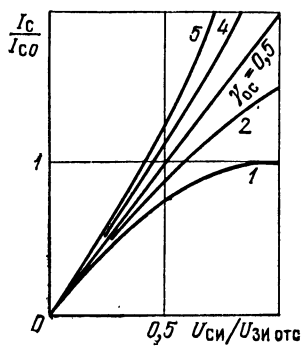


Рис. 5.24. Нормированные ВАХ ЛПТ при различных значениях коэффициента передачи сигнала по петле ОС

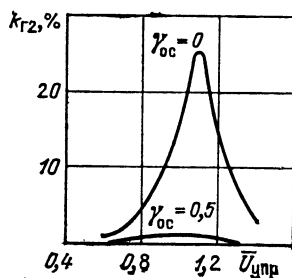


Рис. 5.25. Зависимость коэффициента второй гармоники от напряжения управления в параллельном УА при гармоническом сигнале с амплитудой $U_{вх\ m} = 1\ В$

необходимо приложить управляющее напряжение $U_{\text{упр ЛПТ}} \approx (U_{\text{упр ПТ}} + \gamma_{\text{ос}} U_{\text{си}}) / (1 - \gamma_{\text{ос}})$.

Применение ЛПТ в качестве УР является эффективным средством уменьшения нелинейных искажений в Г-образном параллельном УА. Так, подключение корректирующего делителя с $\gamma_{\text{ос}} = 0,5$ к ПТ (см. рис. 5.1,б) позволило уменьшить коэффициент второй гармоники $\kappa_{\Gamma 2}$ в несколько десятков раз (рис. 5.25).

Однако включение ЛПТ в последовательном УА приводит к иному результату. Так, при включении ЛПТ в последовательное плечо (рис. 5.26,а) часть входного сигнала выделяется на управляющем электроде $\Delta U_{\text{зи}} = \gamma_{\text{ос}} \Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{вых}}$, что приводит к изменению коэффициента передачи аттенюатора. С учетом (5.11) определим оптимальный коэффициент передачи корректирующей цепи

$$(\gamma_{\text{ос}})_{\text{опт}} = 0,5 \left(1 + \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}} \right) = 0,5 (1 + K_{\text{п}}). \quad (5.12)$$

Таким образом, изменение коэффициента передачи в процессе регулирования нарушает условие оптимальной коррекции ВАХ и приводит к росту нелинейных искажений, хотя выигрыш по сравнению с нелинеаризованным ПТ все же значителен (кривая 3 на рис. 5.22 соответствует амплитуде входного сигнала $U_{\text{вх м}} = 1$ В). При увеличении входного сигнала минимум кривой $\kappa_{\Gamma 2} = f(U_{\text{упр}})$ перемещается в сторону больших $U_{\text{упр}}$, а максимумы сравниваются на уровне 10%.

Устранение этого недостатка и тем самым более полное использование возможностей ЛПТ достигается в УА, схема которого приведена на рис. 5.26,б. В этом случае $\Delta U_{\text{зи}} = \gamma_{\text{ос}} \Delta U_{\text{вх}} - \Delta U_{\text{вых}}$ и условие коррекции (5.11) дает результат $\gamma_{\text{ос}} = 0,5$ независимо от значения $K_{\text{п}}$.

Экспериментально установлено, что использование такой цепи коррекции эффективно для слаботочных ПТ. Если в качестве УР выбраны сильноточные транзисторы, ВАХ которых не может быть аппроксимирована с достаточной степенью точности выражением (2.5), то предлагается использовать нелинейный корректирующий делитель на ПТ того же типа, что и УР в последовательном плече аттенюатора (рис. 5.27). Для выбора параметров униполярного транзистора Т2 необходимо в (5.12) знать закон

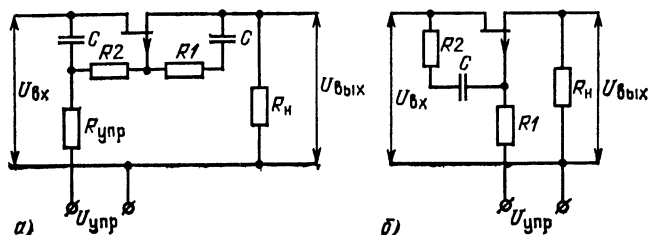


Рис. 5.26. Схемы включения линеаризующего делителя в последовательном УА

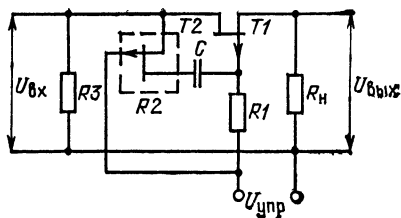


Рис. 5.27. Последовательный УА с нелинейным корректирующим делителем на ПТ

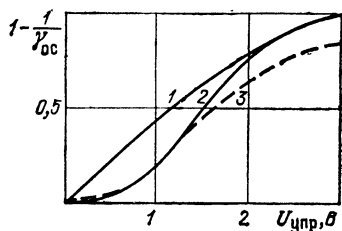


Рис. 5.28. Оптимальные значения коэффициента передачи по петле ОС для нелинейного корректирующего делителя при различных РХ

изменения $K_n(U_{упр})$. На рис. 5.28 кривая 1 соответствует экспоненциальной РХ $K_n(U_{упр}) = K_{п0} \exp(-U_{упр})$, а кривая 2 — более точной аппроксимацией функцией Гаусса (4.7). Кривая 3 получена экспериментально для последовательного УА (см. рис. 5.27), причем параметры корректирующего транзистора $T2$ подбирались по наибольшему подавлению второй гармоники (см. рис. 5.22, кривая 4).

Нелинейные искажения в УА уменьшаются компенсацией нелинейности ВАХ ПТ другим нелинейным элементом. Поскольку ВАХ ПТ представляет собой монотонную кривую с отрицательной производной второго порядка, то для компенсации нелинейности необходимо параллельно с ПТ подключить дополнительный нелинейный элемент с ВАХ, имеющий соизмеримую, но положительную по знаку вторую производную.

В качестве компенсирующего нелинейного элемента может быть использован полупроводниковый диод, включенный между стоком и истоком ПТ. В ряде случаев более эффективно подключить несколько диодов, так как от их числа и типа зависит, какие кривые семейства ВАХ ПТ окажутся спрямленными лучше. Кривая 5 на рис. 5.22 иллюстрирует эффективность метода компенсации. Минимумы кривой 5 соответствуют числу компенсирующих диодов в УА (рис. 5.29). Диапазон регулирования коэффициента передачи УА при подключении компенсирующих диодов уменьшался не более, чем на 5 дБ.

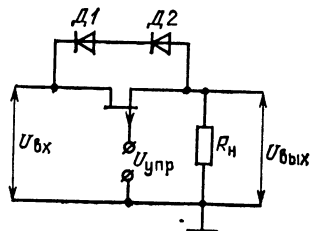


Рис. 5.29. Схема УА с параметрической компенсацией нелинейности ПТ КП103 с $U_{зиотс} = 2В$; диоды Д220Б

УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНУАТОРЫ С СОСРЕДОТОЧЕННЫМИ КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

Возможность построения УА с широкой полосой рабочих частот определяется реактивными параметрами управляемых элементов, значения которых должны быть малыми и неизменными в процессе регулирования [19]. В связи с этим улучшение качественных показателей УА связано с совершенствованием управляемых элементов и более эффективным их использованием. Последнее достигается применением корректирующих цепей с постоянными или с переменными параметрами, что позволяет в определенной области частот уменьшить влияние паразитных емкостей и индуктивностей управляемых элементов на частотные характеристики проектируемых устройств.

В настоящей главе рассматриваются УА на *pin*-диодах (низкочастотное сопротивление которых полагается чисто резистивным) с сосредоточенными корректирующими цепями. Проводится сравнение свойств рассматриваемых структур attenuаторов на основе анализа их АЧХ и ФЧХ. Показана возможность ослабления в широкой полосе частот зависимости фазового сдвига от изменения ослабления УА. Аналитические исследования основаны на представлении выражений для АЧХ и первой производной от ФЧХ в виде дробно-рациональных функций с переменными коэффициентами сопровождаются численными расчетами с помощью ЭВМ с использованием полной эквивалентной схемы *pin*-диода.

6.1. МЕТОД АНАЛИЗА АЧХ И ФЧХ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ

Как известно, УА относятся к радиотехническим цепям, работа которых характеризуется изменяющимися во времени параметрами управляемых элементов. Это приводит к тому, что в процессе проектирования и разработки УА для обеспечения максимальной эффективности регулировки требуется определить оптимальные параметры элементов в функции частоты и уровня управляющего воздействия.

Основываясь на методе гармонического анализа цепей с постоянными параметрами [20], который заключается в представлении их АЧХ и ФЧХ в виде дробно-рациональных функций, передаточную УА при медленно изменяющемся управляющем воздействии запишем в следующем виде [2.1]:

$$\alpha(k, \Omega) = \alpha_0(k) F(\Omega) =$$

$$= \alpha_0(k) \frac{1 + a_1(k) \Omega^2 + a_2(k) \Omega^4 + \dots + a_m(k) \Omega^{2m}}{1 + b_1(k) \Omega^2 + b_2(k) \Omega^4 + \dots + b_n(k) \Omega^{2n}}, \quad (6.1)$$

где $\alpha_0(k)$ — ослабление, вносимое УА при $\Omega=0$ (полагаем, что искажения, обусловленные неравномерностью АЧХ отсутствуют); $F(\Omega)$ — функция частотных искажений; Ω — нормированная частота; k — параметр регулирования; $a_i(k)$, $b_i(k)$ — коэффициенты,

определяемые параметрами цепи и параметром регулирования; $i = 1, 2, 3, \dots$

Из (6.1) получаем

$$a_1(k) = b_1(k), \quad a_2(k) = b_2(k) \dots a_i(k) = b_i(k), \quad (6.2)$$

откуда находим оптимальные по Г. В. Брауде параметры цепи. Число уравнений в (6.2) определяется числом i независимых параметров исследуемой цепи.

Выражение для первой производной от ФЧХ по частоте, как и (6.1), представим в виде [2 2]

$$\begin{aligned} \Phi'(k, \Omega) &= C_0(k) \Phi(\Omega) = \\ &= C_0(k) \frac{1 + C_1(k) \Omega^2 + C_2(k) \Omega^4 + \dots + C_m(k) \Omega^m}{1 + d_1(k) \Omega^2 + d_2(k) \Omega^4 + \dots + d_n(k) \Omega^n}, \end{aligned} \quad (6.3)$$

где $C_0(k)$ — функция параметра k , определяющая изменение наклона ФЧХ в процессе регулирования (или изменение времени запаздывания от уровня ослабления); $C_i(k)$, $d_i(k)$ — переменные коэффициенты; $\Phi(\Omega)$ — функция, определяющая степень нелинейности ФЧХ.

Условием линейности ФЧХ, в соответствии с (6.3), является выполнение равенства

$$C_i(k) = d_i(k). \quad (6.4)$$

Перепишем (6.4):

$$\frac{C_i(k)}{d_i(k)} = C_{0i} \frac{1 + C_{i1} k + C_{i2} k^2 + C_{i3} k^3 + \dots + C_{il} k^l}{1 + d_{i1} k + d_{i2} k^2 + d_{i3} k^3 + \dots + d_{is} k^s}, \quad (6.5)$$

где C_{0i} — постоянный коэффициент; C_{ij} , d_{ij} — постоянные, определяемые параметрами цепи.

Тогда условие линейности ФЧХ в процессе регулирования принимает вид

$$C_{ij} = d_{ij}, \quad C_{0i} = 1. \quad (6.6)$$

Определим фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi(k, \Omega) = \varphi(k_{\min}, \Omega) - \varphi(k_{\max}, \Omega), \quad (6.7)$$

где k_{\min} и k_{\max} — минимальное и максимальное значения параметра регулирования.

Как следует из (6.3), $\Delta\varphi(k, \Omega) = 0$, если выполняются равенства (6.4) и

$$C_0(k) = \text{const}. \quad (6.8)$$

Представляя $C_0(k)$ в виде дробно-рациональной функции

$$C_0(k) = P_0 \frac{1 + P_1 k + P_2 k^2 + P_3 k^3 + \dots + P_r k^r}{1 + q_1 k + q_2 k^2 + q_3 k^3 + \dots + q_h k^h}, \quad (6.9)$$

получаем, что $C_0(k) = \text{const} = P_0$, если

$$P_i = q_i. \quad (6.10)$$

Равенства (6.6) и (6.10) определяют условия, при которых ФЧХ управляемого attenuатора в наименьшей степени отклоняется в процессе регулирования от линейного закона. При этом управляемый attenuатор вносит в информационный сигнал минимальные фазовые искажения.

6.2. АНАЛИЗ АТТЕНУАТОРОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ОДНОГО И N ДИОДОВ

Анализ УА проводится на основе линейных эквивалентных схем *pin*-диода. Полная эквивалентная схема *pin*-диода показана на рис. 6.1,а, где обозначено: L — индуктивность контактной проволоки и выводов диода; C — емкость *pin*-структуры, C_n — емкость патрона (корпуса) диода; R_i — резистивное сопротивление диода; r_s — сопротивление растекания. Влиянием сопротивления r_s и емкости C_n , ввиду их малости, для упрощения расчетов обычно пренебрегают [23, 19] и эквивалентная схема диода упрощается (рис. 6.1,б). Показано [23], что такая схема может быть использована в области частот до $0,5 \omega_0$, где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ — собственная частота резонанса *pin*-диода при $R_i \rightarrow \infty$.

На более низких частотах используются эквивалентные схемы [24], представленные на рис. 6.1,в,г, на которых обозначено: R_+ — активное сопротивление при прямом смещении, а R_- — при отрицательном (или нулевом) и малых положительных смещениях, когда характер реактивной проводимости диода емкостный.

При выводе упрощенных аналитических выражений полагаем, что для современных *pin*-диодов в области частот $\omega_0 < 0,2\omega_0$ выполняются неравенства [24]

$$R_+ \ll Z_0 \ll \frac{R_-}{1 + \omega^2 R_-^2 C_\Sigma^2}, \quad |j\omega L| \ll Z_0 \ll \left| -j \frac{\omega R_-^2 C_\Sigma}{1 + \omega^2 R_-^2 C_\Sigma^2} \right|, \quad (6.11)$$

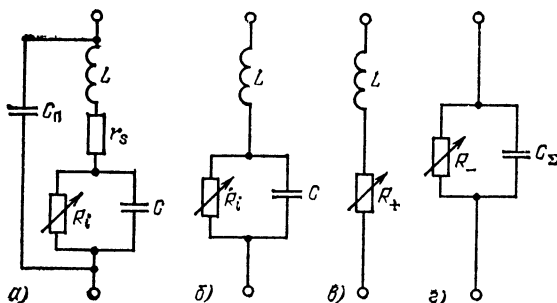


Рис. 6.1. Эквивалентные схемы диода:

а — в корпусе; б — без корпуса и при $r_s = 0$; в — при прямом смещении; г — при обратном (или нулевом) смещении

где Z_0 — сопротивления источника сигнала и нагрузки; $C_\Sigma = C + C_n$, $\omega = 2\pi f$ — угловая частота.

Свойства аттенуаторов могут быть выявлены на основе анализа функций ослабления, определяемых соотношением [25]

$$\alpha = \frac{P_{\text{пад}}}{P_{\text{прош}}} = \frac{1}{4} |A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}|^2, \quad (6.12)$$

где A_{ij} — элементы матрицы передачи цепи.

В соответствии с (6.12) для параллельного (рис. 6.2, а) и последовательного (рис. 6.2, б) включений диодов без учета цепей смещения находим

$$\alpha_p = \frac{1}{4} |2 + Y_1 + jY_2|^2, \quad \alpha_s = \frac{1}{4} |2 + Z_1 + jZ_2|^2, \quad (6.13)$$

где Y_1, jY_2, Z_1, jZ_2 — нормированные по Z_0 активные и реактивные части проводимости и сопротивления *pin*-диода.

Используя эквивалентные схемы рис. 6.1, в, г, соотношения (6.13) для максимального и минимального ослаблений, вносимых аттенуаторами, запишем в следующем виде:

$$\alpha_{p,s,\max} = \alpha_0(k_{p,s}) F(\Omega_{p,s}) = \frac{k_{p,s}^2}{4} \frac{1}{1 + k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2}, \quad (6.14)$$

$$\alpha_{p,s,\min} = \frac{1}{4} \left[\left(2 + \frac{1}{k_{s,p}} \right)^2 + \Omega_{s,p}^2 \right], \quad (6.15)$$

$k_p = Z_0/R_+$, $k_s = R_-/Z_0$ — параметры регулирования; $\Omega_p = \omega L/Z_0$, $\Omega_s = \omega Z_0 C_\Sigma$ — нормированные частоты:

Здесь и далее индексы «*p*» и «*s*» соответствуют параллельному и последовательному включениям диодов в передающий тракт. Кроме того, предусматривается соответствие индекса «*p*» прямому смещению диода, а индекса «*s*» — обратному (или нулевому) малым положительным смещениям, когда характер реактивной проводимости диода емкостный.

Из (6.14, 6.15) следует, что максимальное ослабление растет, а минимальное падает с увеличением частоты. Это в свою очередь приводит к уменьшению диапазона регулирования УА. Выражения для верхних граничных частот, определяемых при неравномерности АЧХ 3 дБ, при максимальном и минимальном ослаблении рассматриваемых УА имеют вид

$$\Omega_{p,s} = 1/k_{p,s} \quad \text{или} \quad \omega_{p,s} = R_+/L, \quad \omega_{s,s} = 1/R_- C_\Sigma, \quad (6.16)$$

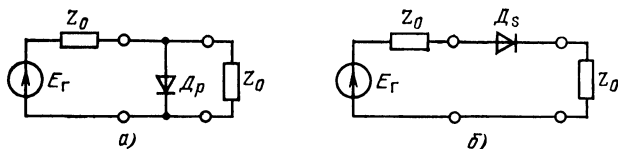


Рис. 6.2. Схемы включения диодов:
а — параллельная; б — последовательная

$$\Omega_{в\ p, s} = 2 + 1/k_{s, p} \text{ или } \omega_{в\ p} = \frac{1}{Z_0 C_{\Sigma}} \left(2 + \frac{1}{k_s} \right), \quad \omega_{в\ s} = \frac{Z_0}{L} \left(2 + \frac{1}{k_p} \right). \quad (6.17)$$

Соотношения (6.14 ... 6.17) свидетельствуют об изменении формы АЧХ УА в процессе регулирования.

Рассмотренные УА, выполненные на одном диоде в качестве управляемого резистора, отличаются небольшим диапазоном регулировки. Максимальное ослабление УА может быть увеличено при усложнении структуры управляемого резистора путем параллельного или последовательного включений N диодов и в этом случае определяется [24]

$$\alpha_{p, s \max}^{(N)} = N^2 \alpha_{p, s \max}^{(1)} \text{ или } \alpha_{p, s \max}^{(N)} = \alpha_{p, s \max}^{(1)} + 20 \lg N,$$

где α , дБ.

Отсюда следует, что приращение ослабления, даваемое каждым последующим диодом, меньше 6 дБ, начиная с $N=3$ и уменьшается с возрастанием N . Минимальное ослабление при параллельном или последовательном включениях N идентичных диодов определяется суммой ослаблений в децибелах, вносимых каждым диодом, $\alpha_{p, s \min}^{(N)} = N \alpha_{p, s \min}^{(1)}$.

Существенное увеличение максимального ослабления УА получается при лестничном соединении диодов (рис. 6.3). Для этого случая [24]

$$\alpha_{\max}^{(m+n)} = 4^{m+n-1} [\alpha_{\max}^{(1+0)}]^m [\alpha_{\max}^{(0+1)}]^n, \quad (6.18)$$

где m и n — число диодов, включенных параллельно, и последовательно соответственно. В (6.18) максимальные ослабления $\alpha_{\max}^{(1+0)}$ и $\alpha_{\max}^{(0+1)}$, вносимые соответственно одним параллельно и одним последовательно включенными диодами, определяются соотношением (6.14). Сомножитель 4^{m+n-1} определяет дополнительное ослабление из-за отражения в местах соединения высокого и низкого полных сопротивлений диодов половины амплитуды падающей волны.

Начальные потери аттенюатора (рис. 6.3) определяются соотношением

$$\alpha_{\min}^{m+n} = \frac{1}{4} \left[\left(2 + \frac{n}{k_p} + \frac{m}{k_s} \right)^2 + (n \Omega_p + m \Omega_s)^2 \right]. \quad (6.19)$$

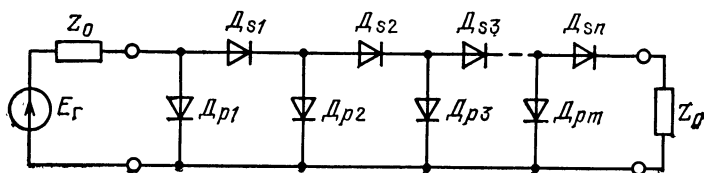


Рис. 6.3. Лестничная схема включения диодов

Используя (6.18, 6.19), можно получить расчетные формулы для любых частных случаев лестничной цепи, например, для Г-, Т-, П-образных и других соединений управляемых элементов.

6.3. СВОЙСТВА УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ С РЕАКТИВНЫМИ КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ДВУХПОЛЮСНИКАМИ

Выше было показано, что верхние граничные частоты УА определяются паразитными емкостями и индуктивностями диодов. Влияние паразитных параметров может быть скомпенсировано, если последовательно или параллельно с управляемым элементом включить соответственно RC - или RL -цепи [26, 27]. Однако эти цепи ограничивают уровень максимального ослабления, вносимого аттенуатором. Более эффективными являются структуры УА, у которых корректирующие цепи образуют с управляемыми элементами лестничные соединения [28]. Структурные схемы таких аттенуаторов без цепей смещения представлены на рис. 6.4. На рис. 6.5, 6.6 изображены их эквивалентные схемы соответственно для режимов максимального и минимального ослаблений.

Используя (6.1), (6.12) и учитывая (6.11), при $k_{ps} \gg 1$ получаем [21]:

для Г-образных четырехполосников (рис. 6.5, а, б)

$$\alpha(k_{p,s}, \Omega_{p,s}) = \frac{k_{p,s}^2}{4} \frac{1 + \eta_{s,p}^2 \Omega_{p,s}^2}{1 + k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2}, \quad (6.20)$$

для Т- и П-образных четырехполосников (рис. 6.5, в, г)

$$\alpha(k_{p,s}, \Omega_{p,s}) = \frac{k_{p,s}^2}{4} \frac{1 + 2\eta_{s,p}^2 \Omega_{p,s}^2 + \eta_{s,p}^4 \Omega_{p,s}^4}{1 + k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2}, \quad (6.21)$$

для П- и Т-образных четырехполосников (рис. 6.5, д, е)

$$\alpha(k_{p,s}, \Omega_{p,s}) = k_{p,s}^2 \frac{1 + a_1 k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2}{1 + 2k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2 + k_{p,s}^4 \Omega_{p,s}^4}. \quad (6.22)$$

В последних соотношениях при последовательном включении диодов и параллельном включении корректирующих емкостей $\eta_p = C_p/C_\Sigma$, $\Omega_s = \omega Z_0 C_\Sigma$, $a_1 = 1 + \eta_p + \eta_p^2/4$, а при параллельном включении диодов и последовательном включении корректирующих индуктивностей $\eta_s = L_s/L$, $\Omega_p = \omega L/Z_0$, $a_1 = 1 + \eta_s + \eta_s^2/4$.

В соответствии с (6.2) определим оптимальные параметры коррекции цепей (см. рис. 6.5), соответствующие максимально плоским АЧХ. Как следует из (6.20), ослабление, вносимое Г-образными четырехполосниками, не зависит от частоты и регулирования происходит без изменения формы АЧХ. В то же время оптимальные коэффициенты коррекции $\eta_{p \text{ опт}} = k_s$ или $\eta_{s \text{ опт}} = k_p$ являются функциями параметров регулирования.

Для цепей, описываемых соотношением (6.21), оптимальные коэффициенты коррекции $\eta_{p \text{ опт}} = k_s/\sqrt{2}$ и $\eta_{s \text{ опт}} = k_p/\sqrt{2}$ также зависят от уровня максимального ослабления (от k_p и k_s). В связи с этим процесс регулирования сопровождается изменением формы

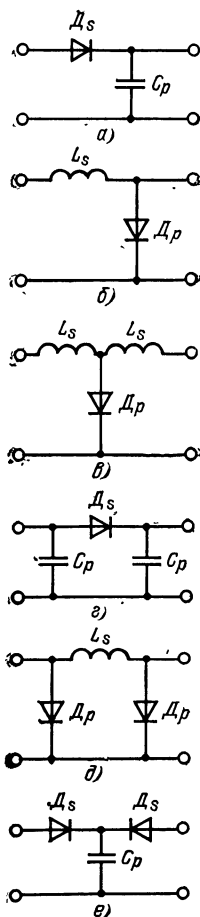


Рис. 6.4. Схемы УА с корректирующими цепями:
а, б — Г-образные; в, г — Т- и П-образные; д, е — П- и Т-образные

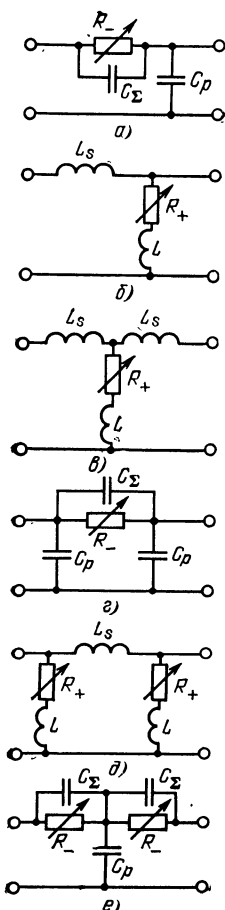


Рис. 6.5. Эквивалентные схемы УА (рис. 6.4) при максимальном ослаблении

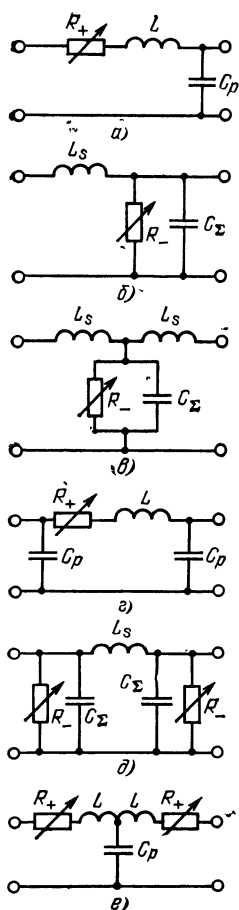


Рис. 6.6. Эквивалентные схемы УА (рис. 6.4) при минимальном ослаблении

АЧХ, так как в реальном УА невозможно одновременно удовлетворить условиям $\eta_{p,s \text{ опт}} = k_{s,p}/\sqrt{2}$ и $\eta_{p,s \text{ опт}} = 0$. Из (6.21) нетрудно определить верхнюю граничную частоту аттенюаторов (см. рис. 6.4, в, г), которая (при неравномерности 3 дБ) определяется соотношением

$$\Omega_{Bp,s} = 2,2/k_{p,s}. \quad (6.23)$$

Из сравнения (6.23) и (6.16) видно, что в рассматриваемых аттенюаторах выигрыш в полосе рабочих частот равен 2,2. Чтобы этот выигрыш не зависел от параметров регулирования, коррек-

тирующие емкости и индуктивности должны быть управляемыми, т. е. $C_p(k_s) = C_\Sigma k_s / \sqrt{2}$, $L_s(k_p) = L k_p / \sqrt{2}$.

Из (6.22) получаем $\eta_{p,s \text{ опт}} = 0,82$, $\Omega_{p,s} = 1,55/k_{p,s}$, откуда следует, что оптимальные коэффициенты коррекции и выигрыш в полосе рабочих частот по сравнению с некорректированным аттенуатором ($\eta_{p,s} = 0$) у П- и Т-образных четырехполюсников (см. рис. 6.5, д, е) не зависят от параметров регулирования. Указанные свойства рассмотренных разновидностей УА, позволяют рекомендовать их для практического использования в составе трактов, обеспечивающих высокую точность воспроизведения полезной информации. При этом нет необходимости в корректирующих цепях с управляемыми параметрами.

Сравнивая (6.20 ... 6.22) и результаты их анализа, в рамках принятых ограничений (6.11) можно сделать вывод, что оптимальные коэффициенты коррекции не зависят от параметров регулирования (от уровня максимального ослабления) в таких структурах УА, у которых корректирующие цепи (емкости или индуктивности) включены между диодами и образуют с ними П- или Т-образные четырехполюсники. Здесь обеспечивается определенное постоянство входного и выходного сопротивлений в процессе регулирования, без изменения при этом оптимальных условий коррекции АЧХ. Схемы согласования УА без цепей смещения представлены на рис. 6.7. Сопротивление согласующих диодов при $k_{p,s} = 1$ считается чисто активным вплоть до частот $(0,3 \dots 0,35) \omega_0$, где ω_0 — резонансная частота диода (см. рис. 7.5, при $k_{p,s} = 1$). Тогда максимальное ослабление УА (рис. 6.7, а, б)

$$\alpha(k_{p,s}, \Omega) = 16 k_{p,s}^2 \frac{1 + a_1 k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2}{1 + 2k_{p,s}^2 \Omega_{p,s}^2 + k_{p,s}^4 \Omega_{p,s}^4}.$$

Оно отличается от (6.22) только постоянным коэффициентом.

Рассмотрим часто встречающийся случай, когда аттенуатор нагружен на сопротивление Z_0 , параллельно которому включена емкость C_0 . Используя структуру, изображенную на рис. 6.4, е, получаем при $C_0 = C_p$, $k_s \gg 1$ из выражения максимального ослабления

$$\alpha(k_s, \Omega_s) = k_s^2 \frac{1 + a_1 k_s^2 \Omega_s^2 + 0,25 \eta_p^4 k_s^2 \Omega_s^4}{1 + 2k_s^2 \Omega_s^2 + k_s^4 \Omega_s^4}, \quad (6.23)$$

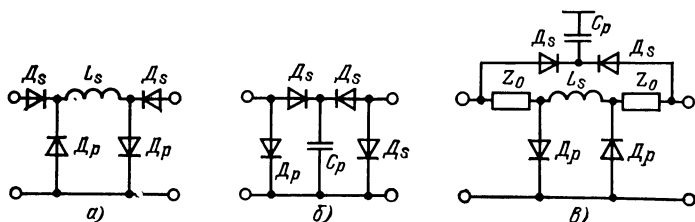


Рис. 6.7. Схемы согласованных УА с корректирующими цепями: а — Т-образная; б — П-образная; в — Т-образная мостовая

которое отличается от (6.22) дополнительным слагаемым в числителе. Влиянием этого слагаемого, а следовательно, и емкости $C_0 = C_p$ на АЧХ можно пренебречь, так как из сравнения коэффициентов при Ω^4 следует, что $\eta_p = \sqrt{2k_s}$. Это значение η_p существенно больше $\eta_{p, \text{опт}}$, определенного приравнением коэффициентов при Ω^2 . При $C_0 > C_p$ достигается дополнительное расширение полосы частот. Однако, как следует из (6.23), для сохранения оптимальных условий коррекции эта емкость должна быть регулируемой, т. е. $C_0 = C_\Sigma \sqrt{2k_s}$. Если УА (см. рис. 6.4, д) нагружен на активное сопротивление с емкостной составляющей, емкость C_0 может быть отнесена к емкости диода и ее влияние учтено при расчете начальных потерь.

Диапазон рабочих частот рассматриваемых корректированных П- и Т-образных аттенуаторов может быть расширен, если увеличить значения параметров коррекции $\eta_{p,s}$. В справедливости сказанного можно убедиться, рассматривая рис. 6.8, на котором изображены экспериментально снятые при максимальном затухании 20 дБ и рассчитанные по (6.22) кривые функции частотных искажений; проверке подвергался УА на *pin*-диодах 2А511А по схеме, представленной на рис. 6.4, е. На рис. 6.8 принято обозначение $\Omega_s = \omega/R - C_\Sigma$. При этом значение $\Omega_s = 1$ соответствует верхней граничной частоте некорректированного аттенуатора ($\eta_p = 0$). Если $\eta_p = 2$, то верхняя граничная частота при неравномерности АЧХ 3 дБ относительно максимума затухания УА $\Omega_{вс} = 2$. Дальнейшее увеличение η_p не приводит к росту верхней граничной частоты аттенуатора.

Частота, соответствующая точке максимума ослабления, определяется из условия равенства нулю первой производной функции частотных искажений в (6.22). Проведав соответствующие вычисления, получим

$$\Omega_{p,sM} = \frac{1}{k_{p,s}} \sqrt{1 - \frac{8}{(\eta_{s,p} + 2)^2}}.$$

При увеличении параметра регулирования $\Omega_{p,sM}$ смещается в область нижних частот.

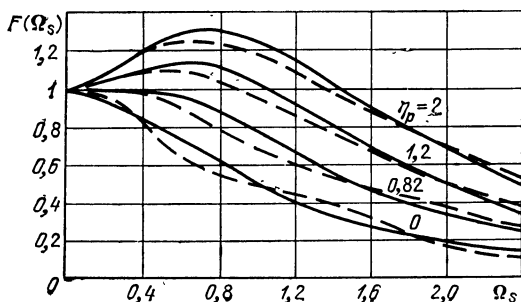


Рис. 6.8. Кривые функции частотных искажений УА (рис. 6.4, е)

В режиме минимального ослабления эквивалентные схемы (рис. 6.6) рассматриваемых УА аналогичны схемам фильтров нижних частот (ФНЧ) типа К с малыми потерями. Тогда при выполнении равенств $Z_0 = \rho_k = \sqrt{L_s/2C_\Sigma}$, $Z_0 = \rho_k = \sqrt{2L/C_p}$, соответствующих П-образному и Т-образному аттенюаторам (см. рис. 6.4, д, е), минимальное ослабление

$$\alpha_{p, s_{\min}} = (1 + N/2 k_{p, s})^2, \quad (6.24)$$

где N — число идентичных диодов, включенных параллельно или последовательно.

Соотношение (6.24) используется для расчета начальных потерь УА, схемы которых изображены на рис. 6.4, а... з, при согласовании характеристических сопротивлений Г-образных звеньев ФНЧ с сопротивлениями источника сигнала и нагрузки. При этом начальные потери считаются частотно-независимыми до $\Omega = (0,2 \dots 0,3)\Omega_c$, где Ω_c — частота среза ФНЧ.

В заключение рассмотрим особенности ФЧХ УА и покажем возможность коррекции фазового сдвига, определяемого соотношением (6.7), путем использования неуправляемых корректирующих цепей. Выше было показано, что оптимальные параметры коррекции для АЧХ УА не являются функциями параметров регулирования, если корректирующая цепь (емкость или индуктивность) образует с диодами Т- или П-образное соединение (см. рис. 6.4, д, е). Поскольку эквивалентные схемы этих аттенюаторов дуальны, исследование проведем на примере одного из них.

Выражение для ФЧХ аттенюатора, схема которого представлена на рис. 6.4, д, запишем в виде

$$\varphi(k_p, \Omega) = \arctg \frac{\eta_s \Omega}{2} \frac{(1 + k_p)^2 + \frac{2}{\eta_s} - \Omega^2}{(1 + k_p)(1 - \eta_s \Omega^2)}, \quad (6.25)$$

где $\Omega = \omega/\omega_0$, $k_p = Z_0/R_-$.

Выражение (6.25) получено для эквивалентной схемы УА, представленной на рис. 6.6, д. Производную по частоте от этого выражения в соответствии с (6.3) запишем в виде [22]

$$\varphi'(k_p, \Omega) = \frac{\eta_s F}{2G} \frac{1 + \frac{H}{F} \Omega^2 + \frac{\eta_s (1 + k_p)}{F} \Omega^4}{1 + \frac{\eta_s R}{G} \Omega^2 + \frac{\eta_s S}{G} \Omega^4 + \frac{\eta_s^2}{4G} \Omega^6}, \quad (6.26)$$

где $F = 1 + (1 + k_p)(2/\eta_s + 3k_p) + k_p^3$; $H = \eta_s(1 + k_p^3) + (1 + k_p)(3\eta_s k_p - 1)$; $R = \eta_s k_p^3(1 + k_p/4) + k_p^2(3\eta_s/2 - 1) + k_p(\eta_s - 2) + 1/\eta_s - 1$; $G = (1 + k_p)^2$; $s = k_p^2(1 - \eta_s/2) + \eta_s(k_s + 1/2) - 1$.

Полагая, что частота изменяется до значения, не превышающего $\Omega = 0,1 \dots 0,2$, ограничимся исследованием отношения коэффициентов при Ω^2 . Учитывая (6.5), запишем

$$\frac{G_1(k)}{d_1(k)} = \frac{\eta_s - 1}{\frac{2}{\eta_s} - \eta_s - 1} \frac{1 + \frac{5\eta_s - 3}{\eta_s - 1} k_p + \frac{2 - 6\eta_s}{\eta_s - 1} k_p^2}{1 + \frac{\eta_s^2 - 3\eta_s + (2/\eta_s) - 3}{(2/\eta_s) - \eta_s - 1} k_p + \frac{3\eta_s^2 - 4\eta_s - 4}{(2/\eta_s) - \eta_s - 1} k_p^2}. \quad (6.27)$$

Отсюда, согласно (6.6), приравнивая коэффициенты при k_p и k_p^2 , находим оптимальное значение параметра коррекции $\eta_{s \text{ опт}} = 1$, при котором линейность ФЧХ УА не зависит от параметра регулирования. При $\eta_{s \text{ опт}} = 1$ (6.27) коэффициент $C_{01} = (\eta_s - 1)/(2/\eta_s - \eta_s - 1)$ принимает значение, равное единице, что соответствует оптимальным условиям коррекции по критерию линейности ФЧХ при $k_p = 0$.

Представляя функцию $C_0(k_p)$ в (6.26), определяющую изменение наклона ФЧХ в процессе регулирования, к виду (6.9), получаем

$$C_0(k_p) = \left(1 + \frac{\eta_s}{2}\right) \frac{1 + \frac{2 + 3\eta_s}{2 + \eta_s} k_p + \frac{3\eta_s}{2 + \eta_s} k_p^2 + \frac{\eta_s}{2 + \eta_s} k_p^3}{1 + 2k_p + k_p^2}. \quad (6.28)$$

Отсюда следует, что введение корректирующего индуктивного элемента в УА (рис. 6.4, д), позволяет уменьшить в процессе регулирования фазовый сдвиг, определяемый (6.7). Действительно, приравнивая коэффициенты при k_p и k_p^2 , получаем $\eta_{s \text{ опт}} = 2$ и $\eta_{s \text{ опт}} = 1$. Подставляя $\eta_{s \text{ опт}} = 2$ в (6.26), определяем что в УА с корректирующей индуктивностью относительное изменение значений функции $C_0(k_p)$ по сравнению с некорректированным аттенуатором ($\eta_s = 0$) в 2,4 раза меньше в области значений параметра $k_p \leq 2$.

При дальнейшем увеличении параметра регулирования изменяется характер реактивной проводимости диода (см. рис. 6.5, д) с емкостного на индуктивный, что приводит к увеличению фазового сдвига $\Delta\varphi(k_p, \Omega)$. Покажем, что и в этом случае возможна коррекция фазового сдвига в процессе регулирования.

Воспользуемся эквивалентной схемой *pin*-диода (см. рис. 6.1, б) и найдем модуль и фазу рабочего затухания УА (см. рис. 6.4, д)

$$\alpha(k_p, \Omega) = \frac{1}{4} \left| 2 + \frac{2Y_p}{Y_s} + 2Y_p + \frac{1}{Y_s} + \frac{Y_p^2}{Y_s} \right|^2, \quad (6.29)$$

$$\varphi(k_p, \Omega) = \arg \alpha(k_p, j\Omega), \quad (6.30)$$

где $Y_s = Z_0/j\omega L_s = Z_0/\rho_d \eta_s \Omega$ — нормированная проводимость корректирующей цепи;

$$Y_p = \frac{\rho_d}{Z_0} \frac{k_p + j\Omega}{1 - \Omega^2 + jk_p \Omega} \quad (6.31)$$

— нормированная полная проводимость *pin*-диода [19]. В (6.31) характеристическое сопротивление диода $\rho_d = \sqrt{L/C}$; параметр регулирования $k_p = \rho_d/R_t$ и нормированная частота $\Omega = \omega/\omega_0$. При расчете полагаем $\rho_v = Z_0$.

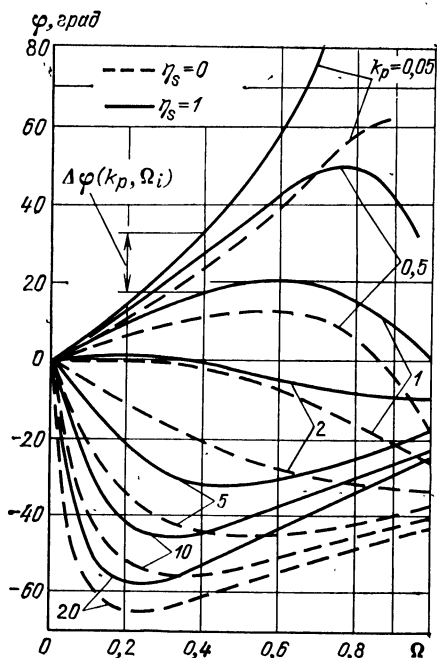


Рис. 6.9. Фазочастотные характеристики УА (рис. 6.4,а)

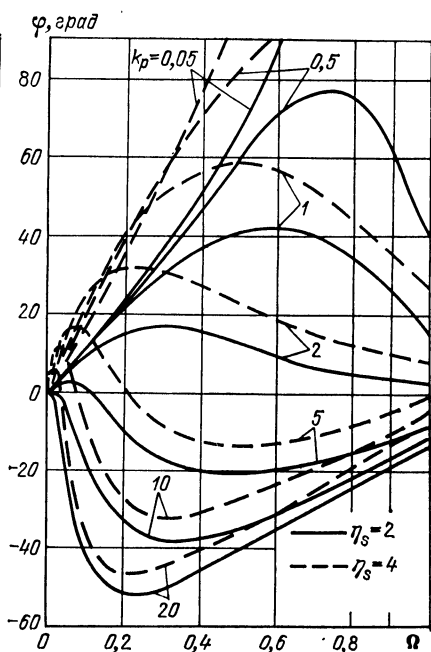


Рис. 6.10. Фазочастотные характеристики УА (рис. 6.4,б) при оптимальных условиях коррекции ($\eta_s = 2$) и при перекоррекции по фазовому сдвигу ($\eta_s = 4$)

Результаты численного расчета ФЧХ УА по (6.30) подтверждают выводы, сделанные на основе аналитических исследований. Действительно, в аттенуаторе (см. рис. 6.4,б) при $L_s = 0$ ($\eta_s = 0$) фазовый сдвиг $\Delta\varphi(k_p, \Omega)$ существенно зависит от уровня затухания (рис. 6.9 и 6.10). Если $L_s = L$ ($\eta_s = 1$), то наблюдается заметное уменьшение $\Delta\varphi(k, \Omega)$ в области значений параметра регулирования $k_p \leq 2$ и частоты $\Omega \leq 0.5$. Для управляемого аттенуатора ФЧХ практически совпадают, если $\eta_s = 2$, $k_p \leq 2$ и $\Omega \leq 0.1$. Рассчитанные по соотношению (6.29) при значении параметра коррекции $\eta_s = 2$ АЧХ аттенуатора имеют характерный подъем и по сравнению с некорректированным аттенуатором полоса рабочих частот при максимальном затухании ($k_p = 10$) в 2,1 раза шире (рис. 6.11).

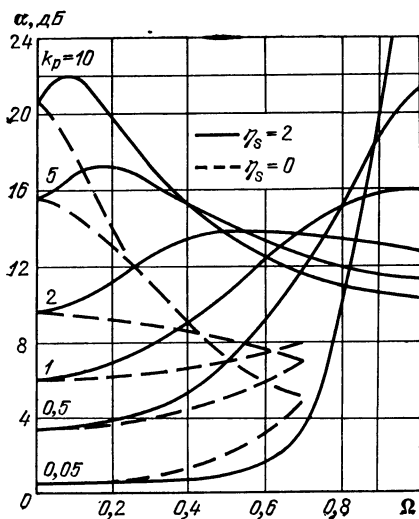


Рис. 6.11. Амплитудно-частотные характеристики УА (рис. 6.4,б)

Таким образом, если корректирующая индуктивность в 2 раза превышает паразитную индуктивность диода, то достигается наибольший выигрыш в полосе рабочих частот, определяемой по АЧХ (на уровне — 3 дБ относительно максимума кривых ослабления) и по минимуму фазового сдвига в процессе регулирования. Коррекция фазового сдвига наиболее эффективна при относительно больших изменениях параметра регулирования $k_p \leq 2$. В этом случае максимальное ослабление рассматриваемого звена УА не превышает 9,6 дБ.

Увеличение η_s (см. рис. 6.10 при $\eta_s=4$) приводит к перекооррекции ФЧХ, т. е. в определенной области частот наблюдается смена знака фазового сдвига $\Delta\varphi(k_p, \Omega)$. Это свойство используется при построении широкополосных УА с малой зависимостью фазового сдвига от уровня вносимого ослабления, когда осуществляется взаимная коррекция фазовых отклонений отдельных звеньев.

Экспериментальная проверка однозвенного УА (см. рис. 6.4, д) на *pin*-диодах 2А511А (частота резонанса которого с учетом паразитных параметров конструкции составила 5,0 ГГц), показывает, что при $\eta_s=2$ и изменении параметра регулирования от $k_p \approx 0$ (диоды закрыты) до $k_p=2$, фазовый сдвиг, определяемый (6.7), в 3,5 раза меньше по сравнению с некорректированным аттенуатором ($\eta_s=0$) на частоте $f=400$ МГц ($\Omega=0,08$). Выигрыш в фазовом сдвиге уменьшался до 1,5 при увеличении частоты до $f=1$ ГГц ($\Omega=0,2$).

6.4. УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНУАТОРЫ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ КОНТУРАМИ

В § 6.3 было показано, что оптимальные параметры корректирующих цепей не зависят от параметров регулирования УА, схемы которых приведены на рис. 6.4, д, е. Рассмотрим возможность расширения полосы рабочих частот УА, для чего усложним структуры корректирующих цепей, как показано на рис. 6.12. Аналитическое исследование проведем на примере УА, схема которого без цепей смещения диодов показана на рис. 6.12, а. Функция ослабления такого аттенуатора описывается следующим выражением [21]:

$$\alpha = \frac{1}{4} \left| 2 + 2Z_s + \frac{1 + Z_s(2 + Z_s)}{Z_K} \right|^2, \quad (6.32)$$

где $Z_s = k_s \frac{1 - j k_s \Omega_s}{1 + k_s^2 \Omega_s^2}$ — полное нормированное сопротивление

диода при $k_s \gg 1$ (рис. 6.1, г); $Z_K = k_s t \left(1 - j \frac{1 - \eta_0 k_s^2 \Omega_s^2}{t \eta_p k_s \Omega_s} \right)$ — полное нормированное сопротивление корректирующей цепи (последовательного контура L_p, C_p, R_p), связанное с параметрами диода; $t = \frac{R_p}{R_-} = \frac{R_p}{Z_0 k_s}$, $\eta_0 = \frac{\omega_{bs}}{\omega_K}$ — параметры коррекции; $\omega_{bs} = 1/R_- C_\Sigma$ — верхняя граничная частота УА без цепей коррекции; $\omega_K = 1/\sqrt{L_p C_p}$ — частота резонанса корректирующей цепи.

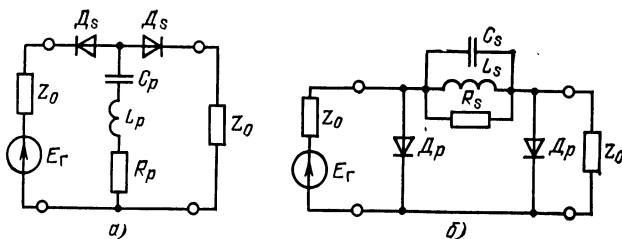


Рис. 6.12. Схемы УА с последовательным (а) и с параллельным (б) корректирующими контурами

Рассматриваемый аттенюатор описывается тремя параметрами коррекции η_p , η_0 и t , причем два последних являются функциями k_s .

Расчеты на ЭВМ по (6.32) показывают, что при отсутствии потерь в корректирующем контуре и $\eta_{\text{опт}}=0,82$, $\eta_{0\text{опт}}=0,3$, $k_s > 5$, выигрыш в полосе рабочих частот по сравнению с некорректированным УА равен $2,86 \dots 3$ и практически не зависит от уровня ослабления. Однако для того, чтобы коэффициент коррекции η_0 не зависел от параметра регулирования, необходимо выполнить условие $k_s \omega_k = \text{const}$. Параметр k_s не может быть постоянным, так как это противоречит условию регулирования ослабления, вносимого УА. Следовательно, для выполнения оптимальных условий коррекции резонансная частота корректирующего контура должна удовлетворять соотношению

$$\omega_k = \omega'_{\text{вс}} / k_s \eta_{0\text{опт}}, \quad (6.33)$$

где $\omega'_{\text{вс}} = 1/Z_0 C_{\Sigma}$.

Как видно, для достижения наибольшего выигрыша в полосе рабочих частот на каждом уровне ослабления частота резонанса корректирующего контура должна изменяться обратно пропорционально параметру регулирования. Поскольку оптимальное значение C_p не зависит от параметра регулирования (см. § 6.3), равенство (6.33) удовлетворяется либо при использовании управляемого индуктивного элемента, либо при максимальном ослаблении, соответствующем режиму наибольшего сокращения полосы рабочих частот УА.

Если АЧХ не являются максимально плоскими, наибольший выигрыш в полосе рабочих частот, равный $3,8 \dots 4,2$, достигается при параметрах коррекции $\eta_{p\text{опт}}=2$, $\eta_{0\text{опт}}=0,2$ и неравномерности АЧХ $\pm 1,5$ дБ. Заметим, что η_p и η_0 могут быть выбраны практически независимо, так как каждый из них влияет на АЧХ УА в разных областях рабочей полосы частот.

Дополнительное расширение полосы рабочих частот УА достигается при использовании резонансного контура с потерями

$t \neq 0$). Параметр коррекции $t_{\text{опт}}$ или сопротивление $R_{p \text{ опт}}$ определены по формулам [21]

$$t_{\text{опт}} = \frac{0,5 \dots 1}{1 + (1/\eta_0)^2}, \quad R_{p \text{ опт}} = \frac{(0,5 \dots 1) L_p \eta_p}{\omega_{\text{вс}}' k_s}. \quad (6.34)$$

Наибольший выигрыш в полосе рабочих частот достигает 5 ... 5,2 при $\eta_{p \text{ опт}} = 2$, $\eta_{0 \text{ опт}} = 0,2$, $t_{\text{опт}} = 0,02$. Эти результаты и результаты, приведенные выше, иллюстрируют графики на рис. 6.13 и 6.14.

Экспериментальная проверка показала, что верхняя граничная частота УА (см. рис. 6.12,а), выполненного на диоде 2А511А без резонансного контура, при

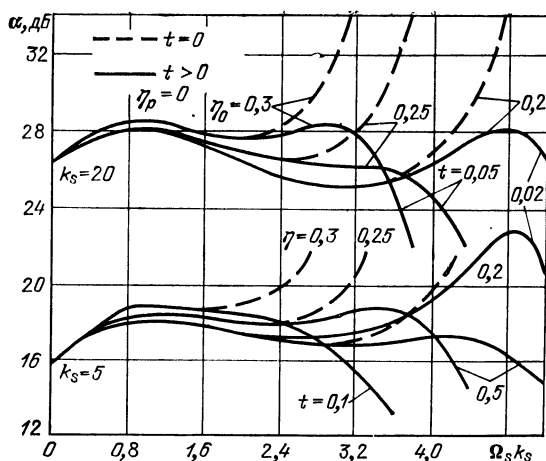


Рис. 6.13. Амплитудно-частотные характеристики УА рис. 6.12,а

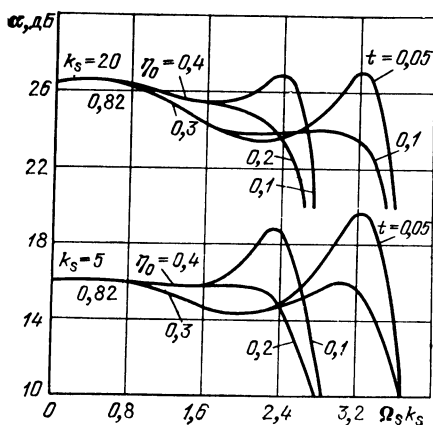


Рис. 6.14. Амплитудно-частотные характеристики УА рис. 6.12,а

$k_s = 20$ составила 121 МГц. При $\eta_p = 2$, $\eta_0 = 0,2$ и $t = 0$ получен выигрыш в полосе рабочих частот, равный 4,4, а при $t = 0,02$ выигрыш составил 4,8. Эти результаты хорошо согласуются с теоретическими. При промежуточных уровнях ослабления верхние граничные частоты УА в 1,15 ... 1,2 раза меньше, чем при максимальном уровне ослабления; в этих случаях параметры коррекции η_0 и t не являются оптимальными.

Чтобы удовлетворить равенствам (6.34) в процессе регулирования, в состав корректирующего контура может быть введен диод. Однако такое усложнение структуры корректирующей цепи (цепь становится управляе-

мой) оправдано, если эта цепь представляет собой управляемый фазовращатель с фазовым сдвигом, обратным по знаку фазовому сдвигу, вносимому собствен- но аттенуатором.

Для УА с корректирующим резонансным контуром (на при- мере структуры, изображенной на рис. 6.12,б), ФЧХ

$$\varphi(k_p, \Omega) = \arg \alpha(k_p, j\Omega), \quad (6.35)$$

$$\alpha(k_p, j\Omega) = 1 + Y_p + \frac{1 + Y_p(2 + Y_p)}{2 Y_K}, \quad (6.36)$$

$$Y_K = \frac{Z_0}{R_s} - j \frac{Z_0}{\rho_v} \frac{(1 - \eta_K \eta_s \Omega^2)}{\eta_s \Omega}$$

— полная нормированная проводимость резонансного контура $R_s L_s C_s$ (см. рис. 6.12,б), связанная с параметрами эквивалентной системы диода; $\eta_K = C_s/C$ — параметр коррекции; Y_p — проводи- мость диода, определяемая (6.31). Остальные обозначения расшн- фрованы в § 6.3.

Результаты расчета по (6.36) для $\rho_d = Z_0$, $Z_0/R_s = 0$, $\eta_s = 2$, $\eta_K = 4$ представлены на рис. 6.15 (на рис. 6.16 приведены АЧХ УА, соответствующие этим параметрам). Из сравнения их с результа- тами, приведенными на рис. 6.10, видно, что применение для кор- рекции ФЧХ УА резонансного контура без потерь не приводит к существенному уменьшению фазового сдвига по сравнению с ат- тенуаторами, содержащими простейшие корректирующие цепи (см. рис. 6.4,д,е). Более того, резонансный контур увеличивает нелинейность ФЧХ, которая растет при уменьшении его резонанс- ной частоты $\Omega_K = 1/\sqrt{\eta_K \eta_s}$.

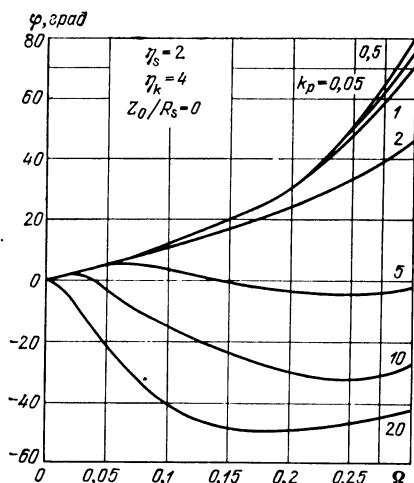


Рис. 6.15. Фазочастотные характери- стики УА рис. 6.12,б

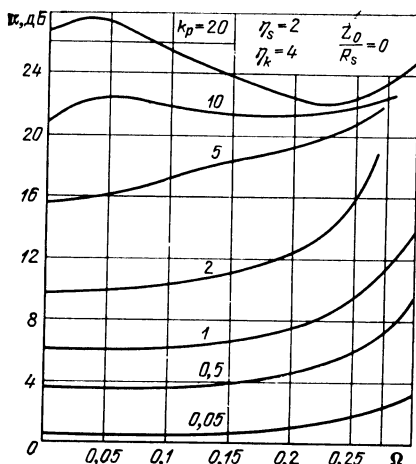


Рис. 6.16. Амплитудно-частотные ха- рактеристики УА рис. 6.12,б

Снижение добротности резонансного контура, как показывают расчеты, приводит к увеличению фазового сдвига.

В заключение отметим, что в режиме минимального ослабления эквивалентные схемы рассматриваемых УА с корректирующими резонансными контурами представляют собой ФНЧ типа m с малыми потерями. Частота среза таких фильтров может быть выбрана всегда большей, чем верхняя граничная частота аттенюатора при максимальном ослаблении (см. рис. 6.16).

6.5. МНОГОЗВЕННЫЕ УПРАВЛЯЕМЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ЦЕПЯМИ

Аттенюаторы, содержащие один-два диода, отличаются сравнительно небольшим уровнем максимального ослабления. Для его увеличения используют лестничное соединение диодов [24]. Расширение полосы рабочих частот УА достигается путем использования корректирующих цепей, которые в общем случае образуют с диодами четырехполюсники различной структуры.

При каскадном соединении четырехполюсников (рис. 6.17) общее максимальное ослабление определяется произведением ослаблений, вносимых отдельными четырехполюсниками, и дополнительным ослаблением, обусловленным взаимодействием этих четырехполюсников в местах их соединений. Сказанное имеет место при выполнении неравенств [29]

$$|Y_{11}^{(2k-1)}| \gg Y_0, |Y_{22}^{(2k-1)}| \gg Y_0, |Y_{21}^{(2k-1)}| \ll Y_0, \quad (6.37)$$

$$|Y_{11}^{(2k)}| \ll Y_0, |Y_{22}^{(2k)}| \ll Y_0, |Y_{21}^{(2k)}| \ll Y_0, \quad (6.38)$$

где $Y_{ij}^{(2k-1)}$ и $Y_{ij}^{(2k)}$ — элементы матрицы проводимости $(2k-1)$ -го и $(2k)$ -го четырехполюсников; $k=1, 2, 3, \dots$

При каскадном соединении четырехполюсников, согласованных по характеристическим сопротивлениям, общее ослабление определяется только произведением ослаблений отдельных четырехполюсников. При прочих равных условиях в УА на основе такого соединения требуется большее число диодов, чем в аттенюаторах на основе каскадного соединения рассогласованных звеньев.

В местах соединения каскадируемых звеньев, удовлетворяющих при максимальном ослаблении неравенствам (6.37) и (6.38), корректирующие цепи включать нецелесообразно, так как их параметры необходимо изменять в процессе регулирования. Это следует из (6.20), (6.21). Учитывая последнее замечание и то, что звенья, изображенные на рис. 6.4, д, е, наиболее полно удов-

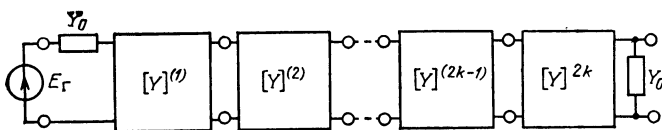


Рис. 6.17. Каскадное соединение четырехполюсников

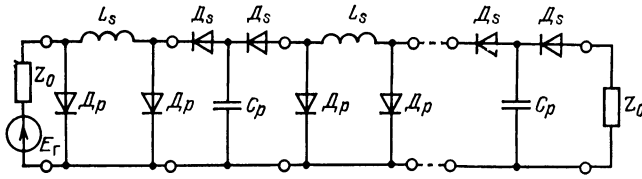


Рис. 6.18. Схема многозвенного УА с корректирующими цепями

летворяют неравенствам (6.37) и (6.38), приходим к структуре многозвенного УА с корректирующими цепями. Соответствующая схема без цепей смещения диодов представлена на рис 6.18. Полагая, что диоды идентичны и, определяя ослабление, вносимое одним, двумя, тремя и так далее звеньями, найдем максимальное ослабление УА (рис. 6.18) при произвольном числе звеньев [29]

$$\alpha_{\max}^{(m+n)} = 4^{m+n-1} [\alpha_{\max}^{(1+0)}]^m [\alpha_{\max}^{(0+1)}]^n \quad (6.39)$$

или

$$\alpha_{\max}^{(m+n)} [\text{дБ}] = 10 \lg \alpha_{\max}^{(m+n)} = m \alpha_{\max}^{(1+0)} + n \alpha_{\max}^{(0+1)} + 6(m+n-1), \quad (6.40)$$

где $\alpha_{\max}^{(1+0)}$ и $\alpha_{\max}^{(0+1)}$ — определяемые (6.22) максимальные ослабления П- и Т-образных звеньев; m и n — соответственно количество П- и Т-образных звеньев.

На рис. 6.19 приведены кривые 1 ... 4 функции частотных искажений при $\Omega_p = \Omega_s = \Omega$ для одного-, двух-, трех и четырехкаскадно включенных звеньев, содержащих и не содержащих цепи коррекции. Сравнивая верхние граничные частоты у таких звеньев нетрудно установить, что в аттенюаторе с цепями коррекции при каскадном соединении звеньев полоса рабочих частот сокращается в меньшей степени при увеличении числа звеньев, чем в аттенюаторе без корректирующих цепей. Например, при $m=1$, $n=0$ и $F(\Omega)=0,5$, отношение граничных частот скорректированного и нескорректированного аттенюаторов составляет 1,55, а при $m=2$, $n=2$ это отношение равно 2.

Общее выражение для минимального ослабления УА (см. рис. 6.18) имеет вид [29]

$$\alpha_{\min}^{(m+n)} = \left(1 + \frac{mZ_0}{R_-} + \frac{nR_+}{Z_0} \right)^2 + \omega^2 \left(mZ_0C_\Sigma + \frac{nL}{Z_0} + \frac{nZ_0C_p}{2} + \frac{mL_s}{2Z_0} \right)^2. \quad (6.41)$$

или после подстановки $L_s = \eta_s L$, $C_p = \eta_p C_\Sigma$ и нормирования частоты

$$\alpha_{\min}^{(m+n)} = \left(1 + \frac{m}{k_s} + \frac{n}{k_p} \right)^2 + \left[\Omega_s \left(m + \frac{n\eta_p}{2} \right) + \Omega_p \left(n + \frac{m\eta_s}{2} \right) \right]^2. \quad (6.42)$$

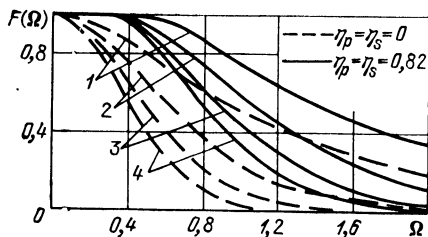


Рис. 6.19. Кривые функции частотных искажений УА рис. 6.18, содержащего от одного до четырех звеньев

В метровом диапазоне волн вторым слагаемым в (6.42) можно пренебречь. Тогда $\alpha_{\min} = (1 + m/k_s + n/k_p)^2$ или на основании [24]

$$\alpha_{\min}^{(m+n)} [\text{дБ}] = m \alpha_{\min}^{(1+0)} + n \alpha_{\min}^{(0+1)}, \quad (6.43)$$

где $\alpha_{\min}^{(1+0)} = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{k_s} \right)^2$, $\alpha_{\min}^{(0+1)} = 10 \lg \left(1 + \frac{1}{k_p} \right)^2$.

Таким образом, на основании приведенных соотношений (6.39) — (6.43) можно определить закономерности изменения максимального и минимального ослаблений УА в зависимости от числа звеньев.

Результаты данной главы подтверждают эффективность высокочастотной коррекции АЧХ и ФЧХ управляемых аттенюаторов с помощью достаточно простых цепей, которые легко могут быть реализованы в микроисполнении. Полученные аналитические соотношения и графические зависимости, рассчитанные с помощью ЭВМ, являются основой для проектирования широкополосных управляемых аттенюаторов.

ГЛАВА 7

ПРИМЕНЕНИЕ ОТРЕЗКОВ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ В ШИРОКОПОЛОСНЫХ УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРАХ

Отрезки линии передачи нашли широкое распространение при построении СВЧ аттенюаторов диапазона дециметровых и сантиметровых волн. Управляемые элементы в таких аттенюаторах устанавливают на расстоянии $\lambda/4$ друг от друга, где λ — длина волны колебания, распространяющегося в линии передачи. Полоса рабочих частот у аттенюаторов с четвертьволновыми отрезками линии передачи ограничивается не только паразитными параметрами диодов — управляемых резисторов, но и способом построения УА, так как максимальное ослабление даже при безреактивных управляемых элементах существенно зависит от частоты.

Рассмотрим применение отрезков линии передачи без потерь для расширения полосы рабочих частот УА с цепочечным соединением *pin*-диодов. Вывод упрощенных аналитических соотношений проведем с учетом неравенств (6.11). Оптимальные параметры корректирующих цепей с помощью ЭВМ определены с использованием полной эквивалентной схемы *pin*-диода.

7.1. АТТЕНЮАТОРЫ С ОДНИМ ДИОДОМ И КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ОТРЕЗКАМИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Структуры исследуемых УА без цепей смещения диодов представлены на рис. 7.1. Рассмотрим условия, при которых отрезки линии передачи обладают корректирующими свойствами. Для этого соотношения, соответствующие случаю максимального ослабления ($k_{p, s} \gg 1$) при равных длинах l отрезков линии справа и слева от диодов, запишем в следующем виде:

$$\alpha_p = \frac{k_p^2}{4} \frac{1}{1 + k_p^2 \Omega_p^2} \left[1 + \left(\frac{\rho^2}{Z_0^2} - 1 \right) \sin^2 \theta \right]^q, \quad (7.1)$$

$$\alpha_s = \frac{k_s^2}{4} \frac{1}{1 + k_s^2 \Omega_s^2} \left[1 + \left(\frac{Z_0}{\rho^2} - 1 \right) \sin^2 \theta \right]^q, \quad (7.2)$$

где ρ — волновое сопротивление отрезка линии; $\theta = 2\pi l/\lambda$ — фазовая длина отрезка линии. В (7.1) и (7.2) показатель степени $q=2$ соответствует аттенюаторам, изображенным на рис. 7.1. Если длина отрезка линии справа или слева от диодов равна нулю, то $q=1$. Из (7.1) и (7.2) следует, что при $\rho=Z_0$ отрезки линии при максимальном ослаблении УА не обладают корректирующими свойствами, так как частотная зависимость ослабления определяется только паразитными параметрами диодов. При $\rho \neq Z_0$ ослабление, обусловленное отрезками линии, периодически изменяется с частотой, принимая максимальные значения при $\theta = \pi/2, 3\pi/2, 5\pi/2, \dots$ и минимальные значения при $\theta = 0, \pi, 2\pi, \dots$

Если длины отрезков удовлетворяют неравенству $l < \lambda_n/8$, где λ_n — наименьшая длина волны рабочего диапазона аттенюатора, (7.1) и (7.2) принимают вид

$$\alpha(k_p, \Omega_p) = \frac{k_p^2}{4} \frac{\left[1 + \frac{R_+^2 l^2}{L^2 v^2} \left(\frac{\rho^2}{Z_0^2} - 1 \right) k_p^2 \Omega_p^2 \right]^q}{1 + k_p^2 \Omega_p^2}, \quad (7.3)$$

$$\alpha(k_s, \Omega_s) = \frac{k_s^2}{4} \frac{\left[1 + \frac{l^2}{v^2 R_-^2 C_\Sigma^2} \left(\frac{Z_0^2}{\rho^2} - 1 \right) k_s^2 \Omega_s^2 \right]^q}{1 + k_s^2 \Omega_s^2}, \quad (7.4)$$

где $v = c/\sqrt{\epsilon}$ — скорость волны, распространяющейся в линии $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света, ϵ — диэлектрическая проницаемость среды.

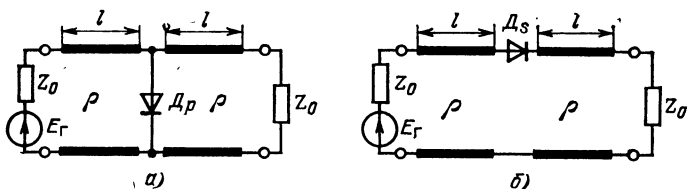


Рис. 7.1. Схемы УА с параллельным а и последовательным б включением диодов в линию передачи

Из сравнения (7.3), (7.4) и (6.20), (6.21) видно, что звенья УА с сосредоточенными корректирующими цепями (рис. 6.4, а ... г) являются аналогами звеньев, содержащих отрезки линии (см рис. 7.1). Действительно, при $l < \lambda_n/8$ можно получить следующие формулы для расчета эквивалентной индуктивности ($\rho > Z_0$) и емкости ($\rho < Z_0$) отрезка линии

$$L_{\text{экв}} = \frac{Z_0 l}{v} \left(\frac{\rho}{Z_0} - \frac{Z_0}{\rho} \right), \quad C_{\text{экв}} = \frac{l}{v Z_0} \left(\frac{Z_0}{\rho} - \frac{\rho}{Z_0} \right).$$

Приравнявая коэффициенты при Ω^2 в (7.3) и (7.5), находим

$$l_{\text{опт}} = L v k_p / Z_0 \sqrt{q \left(\frac{\rho^2}{Z_0^2} - 1 \right)},$$

$$l_{\text{опт}} = C_{\Sigma} v k_s Z_0 / \sqrt{q \left(\frac{Z_0^2}{\rho^2} - 1 \right)}. \quad (7.5)$$

Оптимальные длины отрезков линий, как следует из (7.5), являются функциями параметров регулирования. Эти длины могут быть постоянными, если в процессе регулирования изменять волновое сопротивление линий в соответствии с (7.5).

7.2. СВОЙСТВА АТТЕНУАТОРОВ, ВЫПОЛНЕННЫХ НА ОСНОВЕ ОГРАНИЧЕННОГО ДВУМЯ ДИОДАМИ ОТРЕЗКА ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Покажем, что введение отрезка линии между параллельно и последовательно включенными диодами нецелесообразно. Действительно, рассматривая функцию рабочего затухания цепи (рис. 7.2)

$$\alpha = \frac{1}{4} |(2 + Z_s + Y_p Z_s) \cos \theta + j (2 + Z_s + Y_p) \sin \theta|^2, \quad (7.6)$$

видим, что при $\theta = \pi/2$ затухание значительно меньше, чем при $\theta = 0$. В (7.6) Z_s и Y_p — нормированные по Z_0 полное сопротивление и проводимость диодов D_s и D_p . В указанной области значений θ изменение ослабления $\Delta\alpha = |Z_s Y_p / (Z + Z_s + Y_p)|^2$. Последнее означает, что отрезок линии, включенный, как показано на рис. 7.2, уменьшает полосу рабочих частот УА (здесь — Г-образного звена).

Рассмотрим свойства УА, который выполнен на основе отрезка линии, ограниченного двумя параллельно или последовательно включенными диодами (рис. 7.3). Исследования проведем на примере аттенуатора, рис. 7.3, а; выражение, определяющее вносимое им ослабление, имеет вид [30]

ослабление, имеет вид [30]

$$\alpha = \left| (1 + Y_p) \cos \theta + j \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\rho}{Z_0} + \frac{Z_0}{\rho} \right) + \frac{\rho}{Z_0} Y_p \left(1 + \frac{Y_p}{2} \right) \right] \sin \theta \right|^2. \quad (7.7)$$

Учитывая, что $Y_p = Y_1 + j Y_2$, где Y_1 и

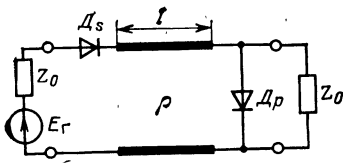


Рис. 7.2. Схема УА с последовательно и параллельно включенными диодами, разделенными отрезком линии передачи

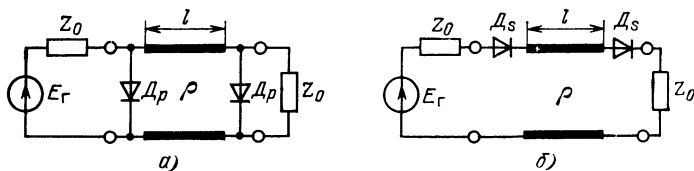


Рис. 7.3. Схемы УА, выполненных на основе отрезков линии передачи с двумя параллельно *а* и двумя последовательно *б* включенными диодами

Y_2 — действительная и мнимая части полной проводимости диода, из (7.7) получаем

$$\alpha = (1 + Y_1^2) (\cos \theta - Y_2 \sin \theta)^2 \left\{ \left[\frac{1}{2} \left(\frac{\rho}{Z_0} + \frac{Z_0}{\rho} \right) + \frac{\rho}{Z_0} Y_1 \right] \sin \theta + Y_2 \cos \theta + \frac{\rho}{2 Z_0} (Y_1^2 - Y_2^2) \sin \theta \right\}^2. \quad (7.8)$$

Из (7.8) при $k_p \gg 1$, находим

$$\alpha = (Y_1^2 - Y_2^2) \left[1 + \frac{\rho^2}{Z_0^2} \left(Y_1 + \frac{Y_1^2 + Y_2^2}{4} \right) \sin^2 \theta \right] \quad (7.9)$$

или в общем виде $\alpha = N^2 \alpha^{(1)}(k_p, \Omega_p) \psi(k_p, \Omega_p)$. В последнем соотношении N — число диодов; $\alpha^{(1)}(k_p, \Omega_p)$ — затухание, вносимое одним диодом и определяемое формулой (6.14); $\psi(k_p, \Omega_p)$ — функция, определяющая частотную зависимость ослабления корректирующей цепи в структуре УА, рис. 7.3,а.

Из (7.9) для $\theta = 0$ и $\theta = \pi/2$ соответственно получаем (α в децибелах) $\alpha = \alpha^{(1)}(k_p, \Omega_p) + 6$; $\alpha = 2\alpha^{(1)}(k_p, \Omega_p) + 6 + 20 \lg(\rho/Z_0)$. При изменении θ от 0 до $\pi/2$ ослабление возрастает на $\Delta\alpha = \alpha^{(1)}(k_p, \Omega_p) + 20 \lg(\rho/Z_0)$. Это свойство используется для компенсации паразитных реактивных параметров диодов.

Обычно $l < \lambda_n/8$ [30, 31], тогда $\sin \theta \approx \theta$ и (7.9) принимает вид

$$\alpha(k_p, \Omega_p) = k_p \frac{1 + a_1 k_p^2 \Omega_p^2}{1 + 2k_p^2 \Omega_p^2 + k_p^4 \Omega_p^4}, \quad (7.10)$$

где $a_1 = 1 + \left(\frac{4 + k_p}{4k_p} \right) \frac{\rho^2 l^2}{v^2 L^2}$.

Приравнявая коэффициенты при Ω^2 в (7.10), находим оптимальную длину отрезка линии между диодами

$$l_{\text{опт}} = 2L v/\rho \sqrt{1 + \frac{4}{k_p}}, \quad (7.11)$$

при которой верхняя граничная частота УА (при неравномерности АЧХ 3 дБ) $\Omega_{\text{вп}} = 1,55/k_p$. Учитывая, что (7.10) получено для максимального ослабления УА ($k_p \gg 1$), перепишем (7.11) для значений параметра регулирования, изменяющихся от $k_p = 4$ до $k_p \rightarrow \infty$, в следующем виде $l_{\text{опт}} = (1,42 \dots 2) L v/\rho$. Определяя верхнюю граничную частоту аттенюатора в режиме минимального ос-

лабления по уровню, равному ослаблению на частоте первого максимума, найдем оптимальную длину отрезка линии между диодами [30]

$$l_{\text{опт}} = \frac{\lambda_{\text{н}}}{2\pi} \arctg \frac{2 X_{\text{в}}}{Z_0} + 0,044, \quad (7.12)^*$$

где $X_{\text{в}}$ — реактивное сопротивление диода (емкостное при параллельном включении) на верхней рабочей частоте.

Для последовательного включения диодов в линию (рис. 7.3.б) получено

$$\alpha(k_s, \Omega_s) = k_s^2 \frac{1 + a_1 k_s^2 \Omega_s^2}{1 + 2k_s^2 \Omega_s^2 + k_s^4 \Omega_s^4}, \quad (7.13)$$

где

$$a_1 = 1 + \left(\frac{4 + k_s}{4k_s} \right) \frac{l^2}{\rho^2 v^2 C_{\Sigma}^2}; \quad l_{\text{опт}} = \frac{2\rho C_{\Sigma} v}{\sqrt{1 + \frac{4}{k_s}}};$$

$$\Omega_{\text{в},s} = \frac{\sqrt{1 + \sqrt{2}}}{k_s}; \quad l_{\text{опт}} = \frac{\lambda_{\text{н}}}{2\pi} \arctg \frac{2 Z_0}{X_{\text{в}}} + 0,044.$$

Обозначив $\Omega = \omega/\omega_0$, $\theta = 2\pi l/\lambda_0$, где λ_0 — длина волны, соответствующая частоте резонанса ω_0 контура в эквивалентной схеме диода (см. рис. 6.1.б), перепишем (7.7) при $\rho = Z_0$:

$$\alpha = \left| (1 + \gamma) \cos \theta_0 \Omega + j \left(1 + \gamma + \frac{\gamma^2}{2} \right) \sin \theta_0 \Omega \right|^2. \quad (7.14)$$

Здесь при параллельном включении диодов в линию (рис. 7.3,а) γ определяется из (6.31), а при последовательном включении (рис. 7.3,б) как

$$\gamma = Z_s = \frac{\rho_{\text{д}}}{Z_0} \frac{k_s + j\Omega(k_s^2 + \Omega^2 - 1)}{k_s^2 + \Omega^2}. \quad (7.15)$$

В (7.15) параметр регулирования $k_s = \rho_v/R_i$.

Расчет по (7.14) для различных l/λ_0 показывает, что при $\rho_{\text{д}} = \rho = Z_0$ АЧХ максимально плоские, если $l/\lambda_0 = 0,15$. Выигрыш в полосе рабочих частот по сравнению с некорректированным аттенуатором ($l/\lambda_0 = 0$) составляет 1,6 ... 1,7 и практически не зависит от уровня максимального ослабления как для параллельного (рис. 7.4,а), так и для последовательного (рис. 7.4,б) включений диодов. В обоих случаях выигрыш может быть увеличен до 1,8 ... 2 путем увеличения длин отрезков линий между диодами до значения $l/\lambda_0 = 0,3$ (рис. 7.4).

* Соотношение (7.12) получено А. В. Семеновым.

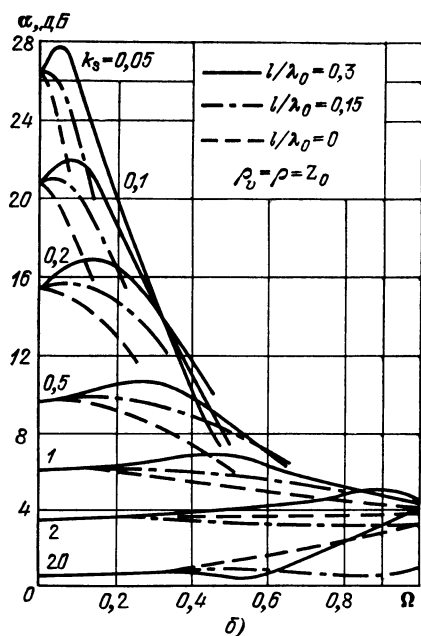
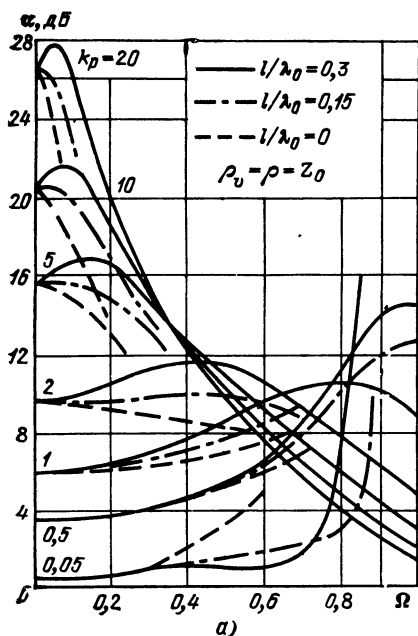


Рис. 7.4. Амплитудно-частотные характеристики УА с двумя параллельно а и с двумя последовательно б включенными диодами в линию передачи

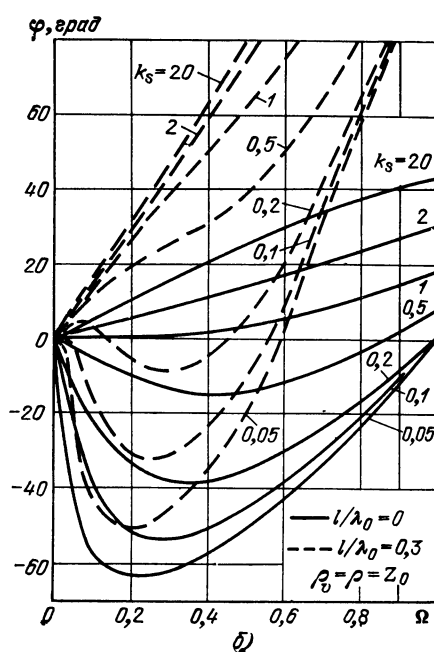
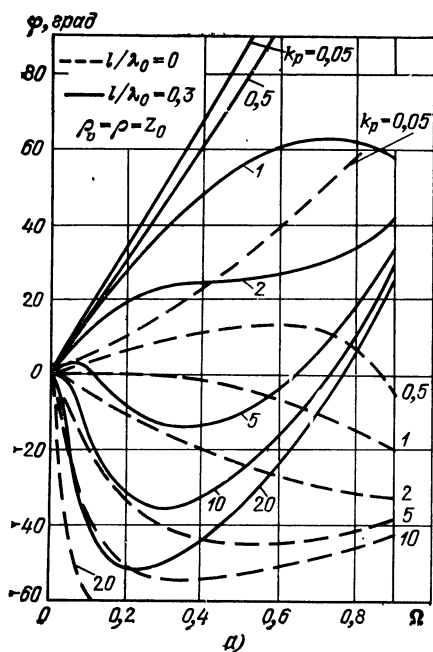


Рис. 7.5. Фазочастотные характеристики УА с двумя параллельно а и с двумя последовательно б включенными диодами в линию передачи

Оптимальные расстояния между диодами в рассматриваемых структурах УА (см. рис. 7.3) равны при условии $Z_0 = \rho_d = \rho$. Тогда ФЧХ описываются соотношением [30]

$$\varphi = \arctg \frac{\gamma_2 + \frac{\rho}{Z_0} \left[1 + \gamma_1 + \frac{1}{2} (\gamma_1^2 - \gamma_2^2) \right] \operatorname{tg} \theta_0 \Omega}{(1 + \gamma_1) \left(1 - \frac{\rho}{Z_0} \gamma_2 \operatorname{tg} \theta_0 \Omega \right)}, \quad (7.16)$$

где γ_1 и γ_2 — активная и реактивная части полной проводимости (6.31) или полного сопротивления (7.15) диодов.

Из графиков (рис. 7.5), рассчитанных по (7.16) для параллельного и последовательного включений диодов в линию ($l/\lambda_0 = 0,3$) видно, что фазовый сдвиг при $k_p \leq 2$ и $k_s \geq 0,5$ ($\alpha_{p,s} \leq 9,6$ дБ) в обеих структурах УА уменьшается по сравнению с некорректированным аттенуатором ($l/\lambda_0 = 0$) в 2 раза в области частот $\Omega = 0 \dots 0,1$ и в 1,8 раза при $\Omega = 0,1 \dots 0,2$. При дальнейшем увеличении частоты выигрыш по фазовому сдвигу уменьшается, причем уменьшается быстрее в УА с параллельным включением диодов в линию из-за большего, чем при их последовательном включении, влияния резонанса контура эквивалентной схемы диода.

Фазовый сдвиг при прочих равных условиях может быть уменьшен до $\Delta\varphi = 2,5^\circ$ (выигрыш по сравнению с некорректированным УА увеличен до 4) в области частот $\Omega = 0 \dots 0,1$, если увеличить расстояние между диодами до $l/\lambda_0 = 0,45$. Однако при этом уже на частоте $\Omega = 0,2$ уменьшения фазового сдвига не наблюдается. Кроме того, увеличение длины отрезка линии между диодами приводит к повышению неравномерности АЧХ, особенно при параллельном включении диодов.

Фазовый сдвиг при регулировании может быть дополнительно уменьшен, если в звенья УА с параллельным или с последовательным включением диодов в линию передачи ввести третий диод, (рис. 7.6). Третий диод D_φ совместно с отрезком линии образует электрически управляемый фазовращатель (ЭУФ) с фазовым сдвигом, обратным по знаку фазовому сдвигу аттенуатора.

Для аттенуатора (рис. 7.6.а) ФЧХ и АЧХ соответственно

$$\varphi(k_p, k_\varphi, \Omega) = \arg \alpha(k_p, k_\varphi, j\Omega), \quad (7.17)$$

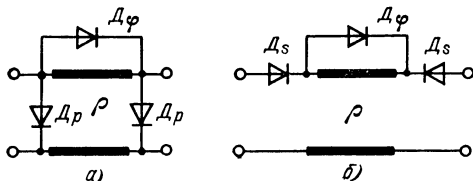


Рис. 7.6. Схемы звеньев УА с управляемой корректирующей цепью при параллельном а и последовательном б включенных диодов аттенуатора в линию передачи

$$|\alpha(k_p, k_\varphi, j\Omega)|^2 = \left| \frac{(1 + \operatorname{ctg} \theta_0 \Omega + Y_p + Y_\varphi)^2 - \left(\frac{1}{jW \sin \theta_0 \Omega} + Y_\varphi \right)^2}{\frac{1}{jW \sin \theta_0 \Omega} + Y_\varphi} \right|, \quad (7.18)$$

$$\text{где } Y_p = \frac{Z_0}{\rho_0} \frac{k_p + j\Omega}{1 - \Omega^2 + jk_p \Omega}, \quad Y_\varphi = \frac{Z_0}{\rho_0} \frac{k_\varphi + j\Omega}{1 - \Omega^2 + jk_\varphi \Omega}$$

— полные проводимости диодов D_p и D_φ ; $k_p = \rho_d/R_p$, $k_\varphi = \rho_v/R_\varphi$ — параметры регулирования, определяемые активными сопротивлениями этих диодов R_p и R_φ , $W = \rho/Z_0$.

Сравнивая ФЧХ (рис. 7.7), которые рассчитаны по (7.17), с ФЧХ (см. рис. 7.5) УА, содержащего два параллельно включенных диода увидим, что в первом случае в области частот $\Omega \leq 0,2$ максимальный фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 6^\circ$, а во втором случае $\Delta\varphi = 15^\circ$ (при $l/\lambda_0 = 0,3$, $k_p \leq 2$). Таким образом, введение в УА третьего диода (см. рис. 7.6), образующего с отрезком линии управляемый фазовращатель, позволяет в указанной области частот и значений параметра регулирования уменьшить фазовый сдвиг дополнительно в 2,5 раза.

Рассчитанные по (7.18) АЧХ структуры УА, совместной с фазовращателем, приведены на рис. 7.8. Всплеск ослабления на частоте $\Omega = 0,45$ обусловлен резонансом контура, образованного емкостью диода D_φ и индуктивностью отрезка линии. Область рабочих частот $\Omega \leq 0,3$ при искажениях АЧХ, более или равных 3 дБ, соответствует минимуму фазового сдвига $\Delta\varphi = 2^\circ$ в этой области частот и $k_p \leq 1$.

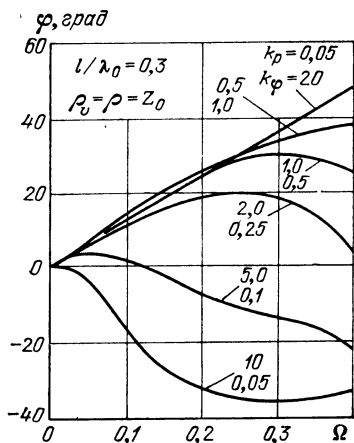


Рис. 7.7. Фазочастотные характеристики УА рис. 7.6,а

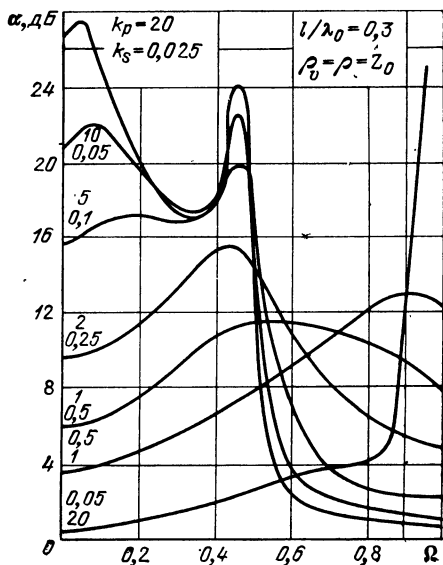


Рис. 7.8. Амплитудно-частотные характеристики УА рис. 7.6,а

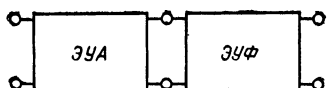


Рис. 7.9. Каскадное соединение электрически управляемых аттенюатора и фазовращателя

В структуре (см. рис. 7.6), совмещающей УА и фазовращатель, длина отрезка линии, определяемая параметрами аттенюатора, невелика. Это ограничивает возможности фазовращателя как корректирующего звена. Более эффективным в отношении управляемой коррекции фазового сдвига является каскадное соединение УА и ЭУФ (рис. 7.9). Однако такие структуры при прочих равных условиях требуют большего числа управляемых элементов, так как необходимо обеспечить широкополосное согласование в местах их соединения.

7.3. РЕЗОНАНСНЫЕ КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ЦЕПИ С РАСПРЕДЕЛЕННО-СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

В § 7.2 показано, что выигрыш в полосе рабочих частот УА при использовании отрезков линии передачи в качестве корректирующих элементов составляет 1,6 ... 2. Дальнейшее расширение полосы рабочих частот возможно при усложнении структуры корректирующей цепи, как показано на рис. 7.10,а: разомкнутый на конце отрезок линии используется в качестве емкости, образующей с другим отрезком линии параллельный резонансный контур (R_s — сопротивление потерь этого контура).

На рис. 7.10,б показана более простая в конструктивном исполнении структура УА с резонансной распределенно-сосредоточенной корректирующей цепью, в которой вместо разомкнутого отрезка линии используется дискретный конденсатор C_s [33], например типа К10-9, К10-17. Эквивалентная схема аттенюатора приведена на рис. 7.11, на котором обозначено: ρ_s — волновое сопротивление линии, образованной конденсатором с проводящей плоскостью; θ_s — фазовая длина половины этой линии. Определив матрицу проводимости эквивалентной схемы аттенюатора, получим

$$|\alpha(k_p, j\Omega)|^2 = \frac{1}{4} \left| \frac{\left[1 + Y_p + \frac{\operatorname{ctg} \theta}{jW} + \frac{1 - 2 \sin^2 \theta_s}{Z_s \cos^2 \theta_s + jW_s \sin 2\theta_s} \right]^2}{\frac{1}{Z_s \cos^2 \theta_s + jW_s \sin 2\theta_s} + \frac{1}{jW \sin \theta}} \right|^2, \quad (7.19)$$

$$\varphi(k_p, \Omega) = \arg \alpha(k_p, j\Omega), \quad (7.20)$$

где $W = \rho/Z_0$, $W_s = \rho_s/Z_0$, $\theta_s = \sigma \theta$, $\theta_s = 2\pi l_s/\lambda = \sigma \theta_0$, $Z_s = 1/j\omega C_s Z_0 = \eta_c/j\Omega$, $\eta_c = \omega_c/\omega_0$, $\omega_c = 1/Z_0 C_s$.

Остальные обозначения определены в предыдущих разделах. Максимальный выигрыш в ширине полосы рабочих частот в соответствии с (7.10) по сравнению с некорректированным УА

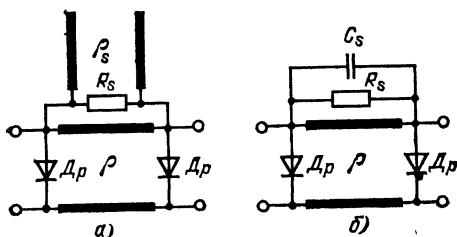


Рис. 7.10. Схемы УА с распределенной *а* и распределенно-сосредоточенной *б* корректирующими цепями

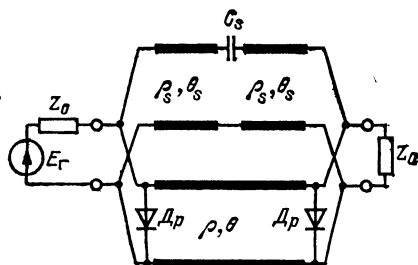


Рис. 7.11. Эквивалентная схема УА рис. 7.10, б

$\{l/\lambda_0=0, C_s=0, R_s=0\}$ равен 2,8 при неравномерности АЧХ $\pm 1,5$ дБ [33] и при $k_p=20, l/\lambda_0=0,15, W=1, \eta_c=0,03, \sigma=0, \Omega_r=0,18$, где

$$\Omega_r = \sqrt{\eta_c/\theta_0 (W + 2\sigma W_s)} = \frac{\lambda_0}{2\pi} \sqrt{\omega_c/v (Wl + 2l_s W_s)}$$

— частота резонанса корректирующей цепи.

Как видно, увеличение волнового сопротивления отрезка линии между диодами или длины корректирующего конденсатора сопровождается уменьшением частоты резонанса корректирующей цепи. Кроме того, растет неравномерность АЧХ, при которой полоса рабочих частот при промежуточных уровнях ослабления оказывается меньшей, чем при максимальном ослаблении (рис. 7.12, штрихпунктирные кривые, соответствующие $\sigma=0,5, W=2, W_s=0,5$ или штриховые кривые, соответствующие $W=W_s=1, \sigma=0,5$).

На рис. 7.13 приведены ФЧХ, рассчитанные по (7.19). Сравнивая их с ФЧХ (см. рис. 7.5) аттенюатора с двумя параллельно включенными диодами, видно, что резонансная корректирующая цепь позволяет уменьшить фазовый сдвиг $\Delta\varphi(k_p, \Omega)$ при $k_p \leq 2$ вблизи частоты резонанса примерно в 1,5 раза. Однако в области этой частоты увеличивается нелинейность ФЧХ.

Большее расширение полосы рабочих частот при максимальном ослаблении, оцениваемое по АЧХ, достигается путем увеличения длины отрезка линии между диодами до $(l/\lambda_0=0,3$ и, если не претъявляются жесткие требования к величине начальных потерь УА, путем снижения добротности резонансной корректирующей цепи.

7.4. СОГЛАСОВАННЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ОТРЕЗКАМИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Структуры согласованных УА на основе Т-, П- и Т-образного мостового соединений диодов и отрезков линии приведены на рис. 7.14 [31].

Покажем, что оптимальные условия коррекции у согласованных УА, такие же как и у аттенюаторов, выполненных на основе отрезка линии передачи и двух параллельно или последователь-

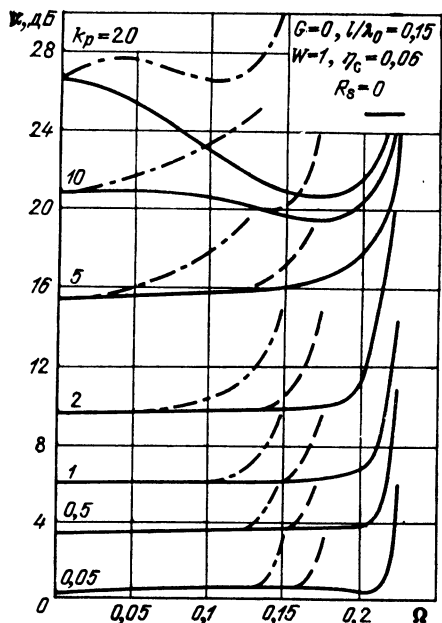
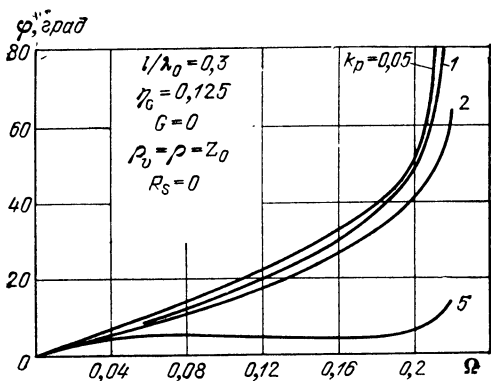


Рис. 7.12. Амплитудно-частотные характеристики УА рис. 7.10,б

Рис. 7.13. Фазочастотные характеристики УА рис. 7.10,б



но включенных диодов. Определим ослабление, например, для структуры УА, изображенной на рис. 7.14,а как элемента $|T_{11}|^2$ волновой матрицы передачи цепи. Прodelав соответствующие вычисления, получим

$$\alpha = |1 + 0,5(Y_p + Z_s + Y_p Z_s)|^2 e^{j\theta} - 0,25(Y_p - Z_s + Y_p Z_s)^2 e^{-j\theta}|^2. \quad (7.21)$$

Если $Z_s=0$, то

$$\alpha = |(1 - 0,5Y_p)^2 e^{j\theta} - 0,25Y_p^2 e^{-j\theta}|^2. \quad (7.22)$$

Для выполнения условия согласования при максимальном ослаблении необходимо, чтобы $Z_s \rightarrow 1$ или $k_s \rightarrow 1$. Учитывая, что при $k_s=1$ сопротивление диода практически чисто активное до $\Omega=$

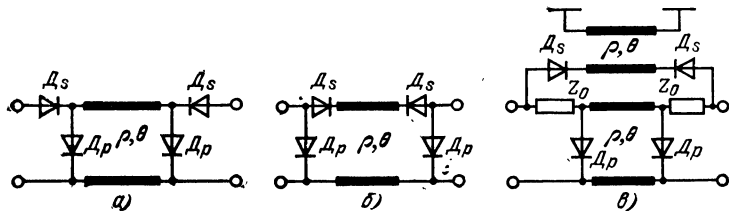


Рис. 7.14. Схемы согласованных УА:
а — Т-образная; б — П-образная; в — Т-образная мостовая

$=0,3 \dots 0,35$ (см. рис. 7.5,б) при $k_s=1$, $l/\lambda_0=0$, соотношение (7.21) при $k_p \gg 1$ запишем в виде

$$\alpha = 16 |(1 + 0,5 Y_p)^2 e^{j\theta} - 0,25 Y_p^2 e^{-j\theta}|^2. \quad (7.23)$$

Выражения (7.23) и (7.22) отличаются только постоянным коэффициентом. Аналогичный результат можно получить для структуры аттенюатора (рис. 7.14,б).

Для Т-образного мостового УА, содержащего по одному диоду в параллельном и последовательном плечах и при $l=0$, [19] ослабление

$$\alpha = \left| 1 + \frac{1 + 2 Z_s + Z_p Z_s}{1 + 2 Z_p + Z_p Z_s} \right|^2.$$

При $Z_p Z_s = 1$ это соотношение может быть упрощено. Учитывая, что в УА (рис. 7.14,в) включено по два диода в параллельном и последовательных плечах, при $l=0$ получаем

$$\alpha = |1 + 2 Z_s|^2 = |1 + 2/Z_p|^2, \quad (7.24)$$

т. е. ослабление, вносимое Т-образным мостовым четырехполюсником, определяется диодами, включенными либо последовательно, либо параллельно. Из сравнения (7.24) и (7.23) следует, что при прочих равных условиях максимальное ослабление Т- и П-образных УА на 6 дБ больше, чем у Т-образного мостового УА.

(Эти аттенюаторы могут быть названы П-, Т-образными или Т-образным мостовым в том случае, когда длины отрезков линии равны нулю.)

Таким образом, введение дополнительных диодов для согласования аттенюаторов, выполненных по схемам рис. 6.14, изменяет их максимальное ослабление на постоянную величину. Тогда условия согласования в области частот, где сопротивления диодов Z_s и Z_p чисто активные, имеют вид [31]

$$Z_0^2 = Z_s Z_p + Z_s^2, \quad Z_0^2 = Z_s Z_p / (Z_s + Z_p), \quad Z_0^2 = Z_p Z_s. \quad (7.25)$$

для Т-, П- и Т-образного мостового аттенюаторов (см. рис. 7.14 и 6.7) соответственно.

Исследуем зависимости коэффициента стоячей волны (КСВ) от частоты на примере УА, рис. 7.14,а. Структура этого аттенюатора симметрична относительно вертикальной оси, и поэтому при равных сопротивлениях источника сигнала и нагрузки коэффициенты отражения на входе равны и определяются соотношением

$$\Gamma = \frac{A_{11} + A_{12} - A_{21} - A_{22}}{A_{11} + A_{12} + A_{21} + A_{22}}, \quad (7.26)$$

где $A_{11} = A_{22} = \left(1 + \frac{2 Z_s}{Z_p} \right) \cos \theta_0 \Omega + j \left(\frac{Z_s}{W Z_p^2} + \frac{W}{Z_p} + \frac{W Z_s}{Z_p^2} \right) \sin \theta_0 \Omega$;

$$A_{12} = \left(Z_s + \frac{Z_s^2}{Z_p} \right) 2 \cos \theta_0 \Omega + j \left[\frac{Z_s^2}{W Z_p^2} + \left(1 + \frac{Z_s}{Z_p} \right)^2 W \right] \sin \theta_0 \Omega;$$

$$A_{21} = \frac{2}{Z_p} \cos \theta_0 \Omega + j \left(\frac{1}{W} + \frac{W}{Z_p^2} \right) \sin \theta_0 \Omega.$$

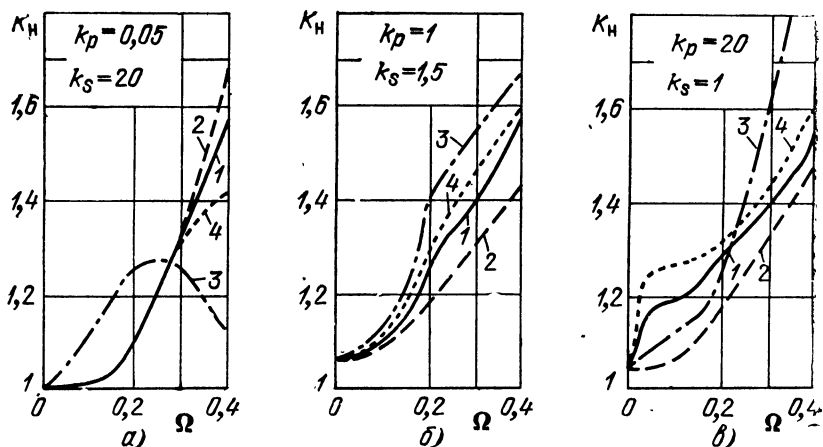


Рис. 7.15. Кривые КСВ аттенюатора рис. 7.14,а при минимальном а, промежуточном б и максимальном в ослаблении

Здесь полная проводимость $Y_p = 1/Z_p$ и полное сопротивление Z_s диодов определяются соответственно из (6.31) и (7.15).

Результаты расчета коэффициента стоячей волны напряжения $K_n = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|)$, где Γ — определяется (7.26), для различных значений параметра регулирования, найденных для рассматриваемой структуры УА из условия (7.25), приведены на рис. 7.15 (кривые 1: $W=1$, $l/\lambda_0=0,15$; кривые 2: $l/\lambda_0=0$; кривые 3: $W=2$, $l/\lambda_0=0,15$; кривые 4: $W=1$, $l/\lambda_0=0,25$). При минимальном затухании (рис. 7.15,а) и $W=1$, $l/\lambda_0=0,15$ отрезок линии уменьшает значение K_n в области частот $\Omega > 0,3$ (кривые 1, 2, 4). Если $W=2$, $l/\lambda_0=0,15$ (кривая 3), то в области частот $\Omega = 0 \dots 0,68$ коэффициент $K_n \leq 1,3$. В то же время при $\Omega \leq 0,28$ его значение больше, чем у аттенюатора без корректирующего отрезка линии или с отрезком, параметры которого соответствуют максимально плоским АЧХ.

При промежуточном и максимальном уровнях ослабления корректирующий отрезок линии увеличивает значение K_n (рис. 7.15,б,в) по сравнению с некорректированным УА. Однако это увеличение незначительно, например, на частоте $\Omega = 0,2$ не превышает 6%. В диапазоне частот $\Omega \leq 0,2 \dots 0,3$ коэффициент стоячей волны при $l/\lambda_0=0,15$ и $W=1$ не превышает 1,28 ... 1,41.

7.5. МНОГОВЕННЫЕ АТТЕНЮАТОРЫ С КОРРЕКТИРУЮЩИМИ ОТРЕЗКАМИ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Многовенные УА с корректирующими отрезками линии могут быть построены на основе структуры рис. 7.16 [34], где обозначено l_p и l_s — длина отрезков линий между параллельно и последовательно включенными диодами, ρ_p и ρ_s — волновые сопротивления этих линий.

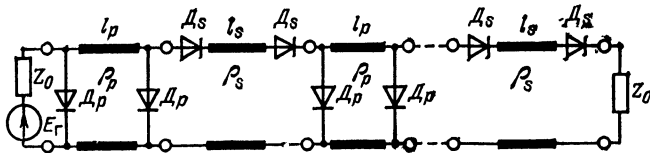


Рис. 7.16. Схема многозвенного УА с корректирующими отрезками линии передачи

Общее выражение для максимального ослабления УА при $l_{p,s} < \lambda_{\text{н}}/8$ и произвольном числе звеньев имеет вид [34]

$$\alpha_{\text{max}}^{(m+n)} = 4^{m+n-1} [\alpha_{\text{max}}^{(1+0)}]^m [\alpha_{\text{max}}^{(0+1)}]^n, \quad (7.27)$$

где $\alpha_{\text{max}}^{(1+0)}$ — максимальное ослабление, которое вносится звеном, содержащим отрезок линии, ограниченный двумя параллельно включенными диодами (см. (7.10)); $\alpha_{\text{max}}^{(0+1)}$ — максимальное ослабление УА с последовательным включением двух диодов в линию (см. (7.13)); m и n — число звеньев, содержащих отрезок линии, ограниченный соответственно двумя параллельно или последовательно включенными диодами.

В качестве примера, пользуясь (7.27), определим максимальное ослабление аттенюатора рис. 7.14, не ограничивая параметр регулирования областью значений $k_s \leq 1$. Проведем соответствующие вычисления, получим

$$\alpha_{\text{max}} = k_s^4 k_p^2 \frac{1 + \left[1 + \left(\frac{4 + k_p}{4 k_p} \right) \frac{\rho_p^2 l_p^2}{v^2 L^2} \right] \times}{1 + 2 (k_p^2 \Omega_p^2 + k_s^2 \Omega_s^2) + k_s^4 \Omega_s^4 + k_p^4 \Omega_p^4 + 4 k_s^2 \Omega_s^2 k_p^2 \Omega_p^2 + \times k_p^2 \Omega_p^2} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{+ 2 k_s^2 \Omega_s^2 k_p^4 \Omega_p^4 + 2 k_p^2 \Omega_p^2 k_s^4 \Omega_s^4 + k_p^4 \Omega_p^4 k_s^4 \Omega_s^4}{\cdot}$$

Приравнявая коэффициенты при Ω^2 и денормируя частоты Ω_p и Ω_s , находим оптимальную длину отрезка линии между параллельно включенными диодами:

$$l_{\text{опт}} = l_{p \text{ опт}} \sqrt{1 + 2 k_s^2 Z_0 / k_p^2 \rho_u}, \quad (7.28)$$

где $l_{p \text{ опт}}$ определяется из (7.11) и соответствует максимально плоским АЧХ аттенюатора с двумя диодами, включенными в линию.

Как следует из (7.28), в УА, содержащем параллельно-последовательно включенные диоды и корректирующие элементы, оптимальные условия коррекции не зависят от параметров регулирования при определенном их соотношении в рассматриваемом частном случае при $k_s/k_p = \text{const}$.

Общее выражение для минимального ослабления многозвенного аттенюатора имеет вид [34]

$$\alpha_{\text{min}}^{(m+n)} = \left(1 + \frac{m}{k_s} + \frac{n}{k_p} \right)^2 +$$

$$+ \omega^2 \left[\frac{m l_p}{2v} \left(\frac{\rho_p}{Z_0} + \frac{Z_0}{\rho_p} \right) + \frac{n l_s}{2v} \left(\frac{\rho_s}{Z_0} + \frac{Z_0}{\rho_s} \right) - m C_{\Sigma} Z_0 + \frac{n L}{Z_0} \right]^2. \quad (7.29)$$

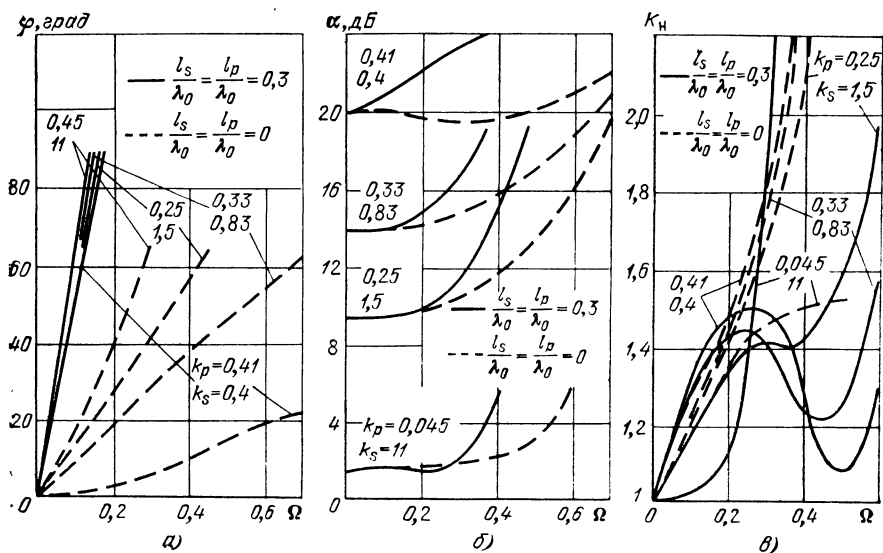


Рис. 7.17. Фазочастотные *а* и амплитудно-частотные *б* характеристики УА рис. 7.16, содержащего первые три звена

При выводе (7.29) слагаемые с отрицательным знаком ввиду их малости не учитывались. Поэтому расчетные значения начальных потерь несколько завышены. Для более точной оценки начальных потерь эквивалентная схема аттенюатора сводится к каскадному соединению согласованных по характеристическим сопротивлениям Г-образных звеньев ФНЧ, содержащих элементы с распределенной и сосредоточенной структурами.

Рассмотрим частный вариант структуры УА при $\rho_p/Z_0 = Z_0/\rho_s = 2$ (см. рис. 7.16), содержащей три первых звена. Фазовые и амплитудные характеристики такого аттенюатора, а также кривые коэффициента стоячей волны напряжения, рассчитанные на основе полной эквивалентной схемы бескорпусного *pin*-диода (см. рис. 6.1,б), представлены на рис. 7.17 в зависимости от частоты, нормированной по частоте резонанса диода. ФЧХ и АЧХ на рис. 7.17 рассчитаны для случая, когда длины отрезков линии в звеньях с последовательным и параллельным включением диодов одинаковы: $l/\lambda_0 = l_s/\lambda_0 = 0.3$.

В рассматриваемом аттенюаторе, как видно из рис. 7.17,а, при $\Omega \leq 0.125$ и $k_p \leq 0.41$, $k_s \geq 0.4$ фазовый сдвиг $\Delta\varphi(k_p, \Omega) \leq 4.3^\circ$. Причем при $\Omega = 0.125$ он в 5 раз меньше фазового сдвига (при тех же k_p и k_s), создаваемого некорректированным аттенюатором ($l_{p,s} = 0$). В указанной области значений параметров регулирования максимальное ослабление аттенюатора достигает 14 дБ (рис. 7.17,б). Характерно, что, как и в простейших звеньях, уменьшение фазового сдвига сопровождается увеличением неравномерности АЧХ. Расчеты показывают, что коэффициент стоячей волны напряжения аттенюатора не превышает 1.5 при $\Omega \leq 0.125$ (рис. 7.17,в). В отношении минимума фазового сдвига в широкой полосе частот

лучшими являются структуры многозвенных УА, у которых корректирующие элементы введены в каждое звено. Взаимная коррекция звеньев по фазовому сдвигу сопровождается определенным уменьшением диапазона рабочих частот.

В зависимости от конкретных требований используются аттенюаторы других вариантов многозвенной структуры (см. рис. 7.16), например, выполненные на основе отрезка линии ограниченного двумя П- или Т-образными четырехполюсниками на *pin*-диодах [35].

7.6. ПРИМЕНЕНИЕ ТРЕХПРОВОДНЫХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ В УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРАХ

В технике управляющих устройств находят применение трехпроводные линии передачи, что позволяет улучшить технологичность конструкции, в частности, снизить требования к высокочастотным дросселям и уменьшить число разделительных конденсаторов [36]. Примером является УА на *pin*-диодах и отрезках линии, содержащих общий (для источника сигнала и нагрузки) проводник и два проводника, охваченные магнитопроводом [37].

Рассмотрим свойства цепи, изображенной на рис. 7.18,а (цепи передачи управляющих воздействий на этом и последующих рисунках не показаны). Элементом такой цепи является отрезок трехпроводной линии, матрица проводимости которой [38]

$$[Y] = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ B & A & D & C \\ C & D & A & B \\ D & C & B & A \end{bmatrix}, \quad (7.30)$$

где $A = g - j \operatorname{ctg} \theta / W$, $B = g + j \operatorname{ctg} \theta / W$, $C = -g + j / W \sin \theta$, $D = -g - j / W \sin \theta$, $g = Z_0 / 4j\omega L_n$, $W = \rho / Z_0$. Матрица (7.30) получена без учета паразитных емкостей между проводниками линий, охваченных магнитопроводом, и общим проводником при условии $L_n = M$, где L_n — индуктивность одного из проводников линий, охваченных магнитопроводом, а M — коэффициент взаимной индукции.

Полагая, проводимость Y_p диода D_p равной нулю, найдем с учетом (7.30) ослабление аттенюатора [37]

$$\alpha = \left| \frac{\left[\left(\frac{1}{W} + W + 2g \right) \sin \theta + 2jg - 2j(1+g) \cos \theta \right] + \rightarrow}{2 \{ g W \sin \theta \rightarrow \rightarrow + Z_s \left[\frac{\sin \theta}{W} (1+5g) - 2jg - j(1+6g) \cos \theta \right]^2 \rightarrow \rightarrow - j[1+2gZ_s(1+\cos \theta)] \}} \right|^2, \quad (7.31)$$

где Z_s — полное нормированное по Z_0 сопротивление диода D_s .

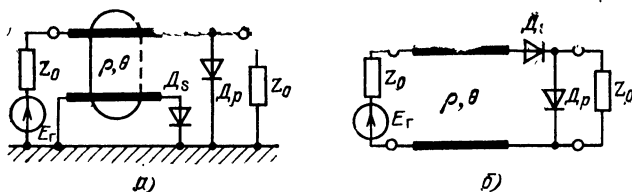


Рис. 7.18. Схема УА на основе отрезка, трехпроводной линии передачи *a* и его эквивалент *б* по максимальному ослаблению

При $W=1$ и $l < \lambda_n/8$ из (7.31) для области средних частот рабочей полосы аттенюатора

$$\alpha = \left| 1 + \frac{Z_s}{2(1 + 4gZ_s)} \right|^2. \quad (7.32)$$

Если $g \rightarrow 0$, тогда $\alpha = |1 + 0,5Z_s|^2$. Отсюда следует, что аттенюатор, схема которого представлена на рис. 7.18, при $Y_p = 0$ эквивалентен по ослаблению аттенюатору, рис. 6.2,б. Для $g \neq 0$ нетрудно найти нижнюю граничную частоту по уровню -3 дБ

$$f_n = R_s / 2\pi L_L. \quad (7.33)$$

Значение f_n при увеличении сопротивления диода R_s смещается в область верхних частот, что при соответствующем выборе L_L может быть использовано для выравнивания АЧХ.

В области верхних частот рабочей полосы аттенюатора $g \rightarrow 0$ и

$$\alpha = \frac{1}{4} \left| (2 + Z_s) \cos \theta + j \left[\frac{\rho}{Z_0} + \frac{Z_0}{\rho} (1 + Z_s) \sin \theta \right] \right|^2.$$

Таким же выражением описывается ослабление УА, схема которого представлена на рис. 7.18,б, при $Y_p = 0$.

Используя (7.30), можно показать, что при $Y_p \neq 0$, $Z_n \neq 0$ и $\omega > \omega_n$ аттенюатор рис. 7.18,а эквивалентен по ослаблению аттенюатору рис. 7.18,б, т. е. Т-образному звену, включенному в линию передачи.

На рис. 7.19,а представлена схема согласованного на входе и выходе УА, который эквивалентен по ослаблению аттенюатору с Т-образным включением диодов. На рис. 7.19,б приведена схема аттенюатора с корректирующим отрезком линии между параллельно включенными диодами; он соответствует по ослаблению аттеню-

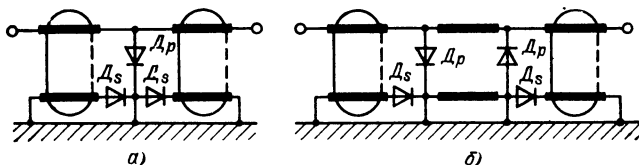


Рис. 7.19. Схемы согласованных некорректированного *a* и корректированного *б* аттенюаторов

атору рис. 7.14,а. Здесь с диодами D_s и D_p цепи передачи управляющих воздействий могут быть подключены в точках с практически нулевыми напряжениями на частотах сигнала.

Число диодов в УА (см. рис. 7.19,а) можно уменьшить, если для согласования использовать резисторы, как показано на рис. 7.20. Сопротивления $R_c = Z_0$ практически не увеличивают при $Z_s \rightarrow 0$ начальные потери УА. Это объясняется тем, что в силу ранее принятых допущений энергия сигнала практически не передается по линиям, образованным общим проводником и проводниками двухпроводной линии, охваченной магнитопроводом.

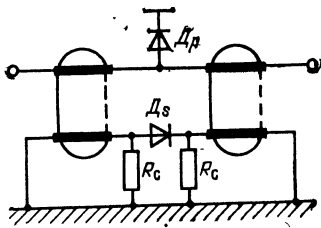


Рис. 7.20. Схема согласованного на входе и выходе УА, содержащего два диода

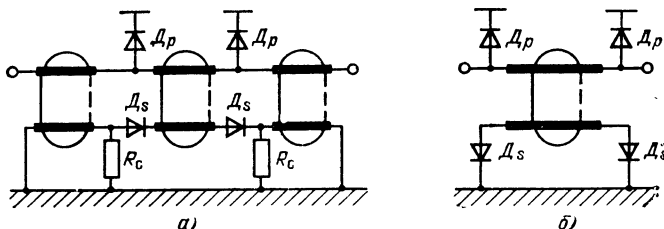


Рис. 7.21. Схема УА с параллельно-последовательным включением диодов а и ее вариант б без согласующих резисторов

Аналогично может быть построен согласованный на входе и выходе УА (рис. 7.21,а) с корректирующим отрезком линии между диодами. Рассматривая частный случай такой цепи (рис. 7.21,б), представляющей самостоятельный интерес, можно показать, что она эквивалентна при $g \rightarrow 0$ П-образному аттенуатору с корректирующим отрезком линии передачи (см. рис. 7.14,б).

7.7. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УА

Электрическая схема Т-образного аттенуатора с цепями управления сопротивлением диодов по постоянному току приведена на рис. 7.22. Аттенуатор на диодах 2А511А имеет следующие характеристики:

Полоса рабочих частот, МГц	0,1 ... 500
Максимальное ослабление, дБ	30
КСВН (при типичных ее значениях 1,4 ... 1,5 не более)	1,8
Неравномерность АЧХ, дБ, не более	$\pm 1,5$
Начальное ослабление, дБ, не более	2
Сопротивление генератора и нагрузки, Ом	75

Схема аттенуатора на основе П-образного включения диодов изображена на рис. 7.23. При использовании диодов того же типа, что и в предыдущем примере, этот аттенуатор имеет такую же полосу рабочих частот. Значение КСВН в процессе регулирования не превышает 1,6 при типичных ее значениях.

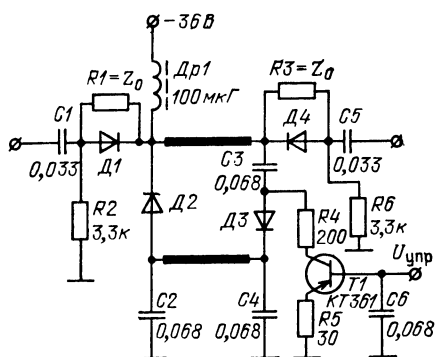


Рис. 7.22. Схема Т-образного УА с корректирующим отрезком линии

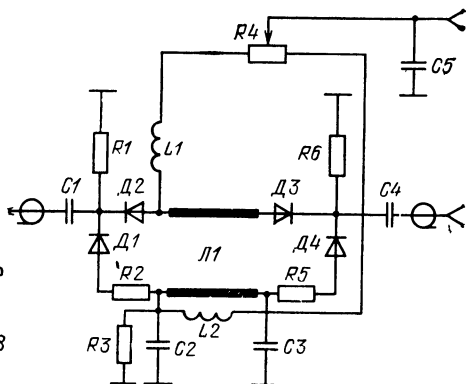


Рис. 7.23. Схема П-образного УА с корректирующим отрезком линии

ях 1,2 ... 1,3. Интересными являются результаты исследования температурной стабильности вносимого ослабления. При использовании в П-образной УА диодов 2А517А изменение ослабления не превышает 0,2 ... 0,3 дБ в диапазоне изменения температуры окружающей среды 20 ... 80°С и 0,5 ... 0,7 дБ при изменении температуры 20 ... —60°С. Измерения проводились в полосе частот 10 ... 1500 МГц при ослаблениях 2,12 и 20 дБ. Эти результаты свидетельствуют о высокой температурной стабильности ослабления аттенуаторов с лестничным включением диодов.

На рис. 7.24 представлена схема УА, содержащего отрезок линии между двумя П-образными четырехполюсниками на диодах 2А511А. Для уменьшения «пролезания» регулируемого сигнала на выход по цепям управления используются два управляющих транзистора. Технические характеристики аттенуатора:

Начальное ослабление, дБ	3
Максимальное ослабление, дБ	43
Полоса рабочих частот, МГц	0,1 ... 1050

Полоса рабочих частот рассмотренных УА может быть существенно расширена при использовании диодов с более высокой частотой собственного резонанса.

Итак, из предшествующего изложения следует, что большое максимальное ослабление на один управляемый элемент характерно для лестничного включения диодов, а увеличение ослабления с ростом частоты является особенностью аттенуаторов, выполненных на основе линии с параллельно или последовательно включенными в нее на определенном расстоянии диодами. Сочетание этих свойств в структурах УА, рассмотренных в настоящей главе, позволило не только расширить полосу рабочих частот, но и существенно уменьшить зависимость наклона ФЧХ от уровня ослабления. В этом отношении наиболее эффективными являются управляемые корректирующие цепи, содержащие отрезки линии в комбинации с диодами и представляющие собой звенья фазовращателей. Очевидно, что управляемые фазовращатели могут быть вы-

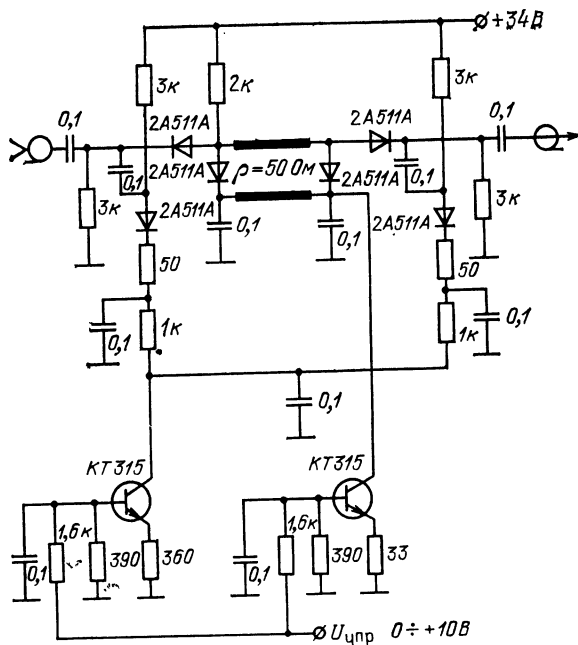


Рис. 7.24. Схема многозвенного УА

полнены на основе цепей с сосредоточенными параметрами и использованы для уменьшения зависимости наклона ФЧХ от уровня ослабления в структурах УА.

ГЛАВА 8

АТТЕНЮАТОРЫ С ДИСКРЕТНО-УПРАВЛЯЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

8.1. СВОЙСТВА И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ДИСКРЕТНОЙ РЕГУЛИРОВКОЙ УСИЛЕНИЯ

В современных радиотехнических устройствах широкое распространение получают системы, снабженные дискретной регулировкой усиления. Отличительной чертой подобных систем является изменение коэффициента усиления управляемого тракта не непрерывно (как в системах с плавной регулировкой усиления), а лишь при вполне определенных уровнях управляющего сигнала. Соответственно между этими фиксированными уровнями коэффициент усиления остается постоянным и не зависит от изменений интенсивности входного сигнала и параметров схемных элементов, а также влияния других дестабилизирующих воздействий.

Изображенная на рис. 8.1,б зависимость $K_U = \psi(U_{вх\ m})$ или $K_U = \psi(U_{упр})$, представляющая собой регулировочную характеристику усилителя, описывается линейно-ступенчатой функцией, а коэффициент усиления для любого интервала

$$K_U = K_0 \left/ \prod_{i=1}^n K_i = \text{const}, U_{вх\ n} < U_{вх\ m} < U_{вх\ (n+1)} \right. \quad (8.2)$$

В приведенных выражениях введены следующие обозначения: K_i — коэффициент, показывающий, во сколько раз меняется усиление при изменении управляющего напряжения на $\Delta U_{упр}$, и условно называемый «коэффициентом компрессии за один дискрет: (на одном линейном участке); n — число дискретных значений коэффициента усиления на заданном интервале изменений уровней управляющего воздействия, которое соответствует числу ступеней РХ.

Приведенные соотношения позволяют сформулировать принципы, лежащие в основе построения трактов с дискретно-управляемым усилением. Прежде всего, в системе управления усилением необходимо обеспечить дискретизацию управляющего сигнала по уровню, благодаря чему достигается ступенчатое изменение коэффициента усиления.

Особенности реализации системы управления усилением определяются видом управляющего сигнала. Когда для управления используется информационный сигнал, в состав управляемых цепей должны быть введены пороговые устройства, срабатывающие лишь при определенных изменениях интенсивности сигнала. Тем самым обеспечивается скачкообразное изменение сопротивления управляемой цепи и, как следствие, коэффициента усиления тракта. Если для управления параметрами регулируемых элементов используется сигнал, вырабатываемый в управляющем четырехполюснике, то входящее в состав последнего устройство дискретизации должно преобразовывать непрерывно-меняющуюся величину, т. е. усиливаемый в тракте информационный сигнал, в линейно-ступенчатый управляющий сигнал. Будучи подведенным к управляемым элементам усилителя, он обеспечивает требуемый характер изменения коэффициента усиления.

Механизм управления усилением остается таким же, как и в системах с плавной регулировкой усиления, т. е. может быть применено управление режимом работы усилительных приборов по постоянному току, сопротивлением цепей межкаскадной связи и цепей обратной связи.

В заключение перечислим основные показатели усилителя с дискретной регулировкой усиления:

Диапазон регулировки усиления, дБ,

$$D_{p.y} = \frac{K_{U\ \max}}{K_{U\ \min}} = \prod_{i=1}^n d_{p.y\ i} \text{ или } D_{p.y}, \text{ дБ} = 20 \lg K_{U\ \max}/K_{U\ \min} = \sum_{i=1}^n d_{p.y\ i} \quad (8.3)$$

где $K_{U\ \max}$ — максимальный коэффициент усиления многокаскадного усилителя, определяемый при условии, что ни одна из ступеней регулировки усиления еще не сработала; $K_{U\ \min}$ — минимальный коэффициент усиления, определяемый при срабатывании всех ступеней регулировки; $d_{p.y\ i}$ — величина, показывающая пределы изменения коэффициента усиления в i -м «дискрете» регулировки и равная отношению значений коэффициента усиления между смежными «дискретами».

Динамический диапазон, дБ, по входным сигналам:

$$D_{y, \text{вх}} = \frac{U_{\text{вх max}}}{U_{\text{вх min}}} = \prod_{i=1}^n d_{y, \text{вх} i} \text{ или } D_{y, \text{вх}}, \text{ дБ} = 20 \lg U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}} = \\ = \sum_{i=1}^n d_{y, \text{вх} i},$$

где $U_{\text{вх min}}$ и $U_{\text{вх max}}$ — минимальная и максимальная амплитуды входного колебания, при которых отклонения амплитудной характеристики от линейного закона находятся в допустимых пределах; $d_{y, \text{вх} i}$ — величина, которая определяет протяженность i -го участка линейно-разрывной амплитудной характеристики, заключенного между двумя смежными дискретами регулировки усиления.

8.2. РЕАЛИЗАЦИЯ ДИСКРЕТНО-УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНУАТОРОВ

Построение аттенуаторов с дискретным и непрерывным управлением, в общем, аналогично. Прежде всего это касается структурных схем, в соответствии с которыми выполняются дискретно-управляемые аттенуаторы (ДУА). Так, простейший однозвенный ДУА представляет собой резистивный делитель напряжения, т. е. имеет в своем составе линейный резистор с постоянным сопротивлением и элемент с дискретно-управляемым сопротивлением. Если аттенуатор является многозвенным, требуемый, ступенчатый, характер изменения коэффициента передачи тракта достигается путем последовательного скачкообразного изменения сопротивления управляемых элементов отдельных звеньев. Возможны и другие модификации ДУА, применяемые в приемно-усилительных устройствах различного назначения.

Электрическая схема всей системы дискретного управления коэффициентом передачи и ее конструктивно-технологическое исполнение прежде всего зависят от принятого способа построения управляемого элемента аттенуатора. Некоторые варианты УЭ рассматриваются ниже.

При необходимости обеспечить ступенчатое изменение коэффициента передачи однозвенного аттенуатора, управляемым элементом которого является обычный нелинейный резистор (диод, варистор, транзистор и др.) — рис. 8.2, источник управляющего сигнала должен иметь в своем составе устройство дискретизации. С его помощью преобразуется непрерывно меняющийся информационный сигнал в ступенчатое электрическое воздействие, которое подводится к УЭ. В результате сопротивление последнего меняется по ступенчатому закону.

Если усложнение управляющего устройства нежелательно, то задача дискретизации решается в управляемом элементе (например, рис. 8.3). Как видно, УЭ выполнен в виде последовательно соединенных линейных резисторов, коммутируемых при помощи электрически управляемых ключей. Поскольку пороги срабатывания ключей неодинаковы, то по мере изменения уровня непрерывно меняющегося управляющего воздействия (им может быть и информационный сигнал) в работе участвует большее или меньшее число линейных резисторов.

Включение или выключение каждого из них приводит к скачкообразному изменению сопротивления УЭ.

Многозвенные аттенюаторы могут быть выполнены в виде последовательности звеньев, подобных изображенному на рис. 8.3. Если такое построение нежелательно из-за усложнения управляющих цепей, целесообразно использовать наиболее простые элементы, например полупроводниковые диоды, которые работают в режиме, подобном ключевому. Иллюстрирующая указанный способ схема ДУА представлена на рис. 8.4. Как видно, при отсутствии управляющего сигнала сопротивление диодов, а следовательно, и коэффициент передачи звеньев максимальны. Подведение сигналов, вырабатываемых в управляющем устройстве, к диодам уменьшает их сопротивление, а также и коэффициенты передачи звеньев до заданных значений. Разумеется, сложность управляющего устройства, рассчитанного на управление несколькими звеньями, возрастает. Оно должно иметь несколько выходов (их число определяется числом управляемых звеньев аттенюатора), сигналы на которых появляются в зависимости от амплитуды усиливаемого колебания. Как очевидно, уровни управляющих сигналов должны быть теоретически одинаковы, для того чтобы обеспечить одинаковые изменения сопротивления УЭ. Однако при построении реального многозвенного аттенюатора необходимо учитывать шунтирующее действие, которое оказывают на УЭ последующие звенья аттенюатора. Поэтому уровни управляющих сигналов для каждого звена необ-

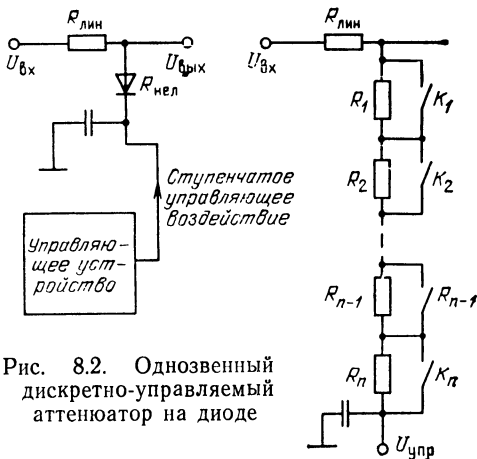


Рис. 8.2. Однозвенный дискретно-управляемый аттенюатор на диоде

Рис. 8.3. Дискретно-управляемый аттенюатор на линейных резисторах

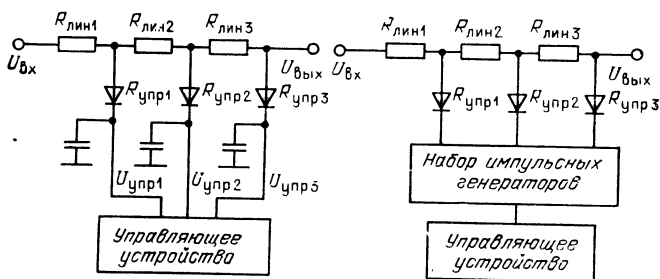


Рис. 8.4. Многозвенный ДУА на полупроводниковых диодах

Рис. 8.5. Структурная схема тракта с дискретной регулировкой усиления

ходимо подбирать в процессе настройки и регулировки ДУА. Когда разрабатываемый тракт предназначен для приема и усиления импульсных сигналов, управляющие сигналы также должны иметь форму импульсов. Такие сигналы вырабатываются входящими в состав управляющего устройства специальными импульсными генераторами, например мультивибраторами или блокинг-генераторами. Схема рис. 8.5 иллюстрирует особенности построения дискретной регулировки тракта усиления импульсных сигналов.

8.3. АТТЕНУАТОР НА ОСНОВЕ МАТРИЦЫ ЛИНЕЙНЫХ РЕЗИСТОРОВ С НАБОРОМ КОММУТИРУЮЩИХ КЛЮЧЕЙ

Поскольку при построении современной аппаратуры вообще и приемно-усилительных устройств, в частности, решающее значение приобретает возможность ее микроминиатюризации, то применительно к УА наибольший интерес представляют схемные решения, позволяющие применить методы интегральной технологии. С этой точки зрения весьма перспективными оказываются именно ДУА.

Одной из разновидностей ДУА, нашедшей практическое применение, является резистивный делитель напряжения, выполненный в виде матрицы линейных резисторов с набором коммутирующих ключей. Отличительная особенность такого ДУА в том, что его коэффициент передачи изменяется дискретно (программируется) в соответствии с цифровым кодом N , управляющим ключами.

Регулировочная характеристика $K_{\Pi} = \psi(N)$ линейных УА имеет вид ступенчатой кривой (рис. 8.6). При изменении N на единицу разряда коэффициент передачи $K_{\Pi i}$ уменьшается (кривая 1) или возрастает (кривая 2) на значение, равное шагу квантования $q_i = K_{\Pi(i+1)} - K_{\Pi i}$. При $q_i = \text{const}$ имеет место равномерное квантование, а при $q_i \neq \text{const}$ — неравномерное (возрастающее при $q_i > 0$ или убывающее при $q_i < 0$).

При заданном коде управления требуемую форму РХ можно обеспечить соответствующим выбором закона изменения сопротивлений резисторов в матрице [39]. Однако в связи с широким применением в качестве ДУА делителей цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП), изготавливаемых в виде серийных микросхем, более распространенной является обратная задача: обеспечение требуемой РХ при заданном законе изменения сопротивлений резисторов [40].

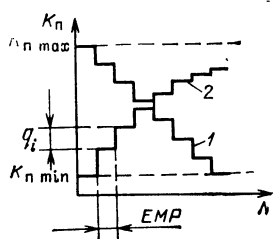


Рис. 8.6. Регулировочная характеристика аттенуатора с программным управлением коэффициентом передачи

В большинстве интегральных делителей ЦАП используются резистивные матрицы, для которых характерны законы изменения сопротивлений $R_i = R_0 2^{i-1}$ или $R = 2R$ [41]. Эти законы соблюдаются достаточно хорошо, так как современная интегральная технология позволяет изготавливать резистивные матрицы с разбросами абсолютного значения номиналов $\pm 10\%$ и относительного $\pm 0,02\%$ при температурной нестабильности коэффициента отноше-

ния сопротивлений менее 10^{-5} 1/град [42, 43]. Отсюда следует, что показатели резистивных матриц на несколько порядков лучше соответствующих показателей нелинейных УР.

Аттенюаторы на резистивных матрицах реализуются в соответствии со структурными схемами, приведенными на рис. 3.1 и 3.2. При этом наибольшее распространение получили Г-образные аттенюаторы, используемые в качестве декодирующих делителей опорного напряжения в ЦАП. Применение делителей ЦАП в качестве ДУА предъявляет специфические требования к параметрам последних. Так, если делители опорного напряжения допускают произвольную комбинацию коэффициентов передачи K_{pi} , то в ДУА требуется обеспечение направленного изменения K_{pi} при изменении управляющего кода на единицу разряда.

Учитывая специфику ДУА по сравнению с делителями, заключающуюся в требовании обеспечения максимальных значений коэффициента передачи K_{Π} и диапазона регулирования $D_{p.y.m.}$, а также направленности изменения K_{pi} (шаг квантования коэффициента передачи q_i не должен изменять знак в диапазоне регулирования), рассмотрим возможности интегральных матриц на резистивных сетках $R_i = R_0 2^{i-1}$ и $R = 2R$, входящих в состав ИС серий 310 и 301 и микросхем ЦАП К1108ПА1, К572ПА2 [44].

Делитель, выполненный на основе резистивной сетки весовых резисторов $R_i = R_0 2^{i-1}$ (рис. 8.7), представляет собой многозвенный Г-образный параллельный УА. Управление однопозиционными ключами K_1, K_2, \dots, K_n при направленном изменении коэффициента передачи может осуществляться как единичным, так и двоичным цифровым кодом. Анализ параметров ДУА показал, что диапазон регулирования коэффициента передачи $D_{p.y.m.}$ и значение шага квантования q_i ограничены вследствие нерегулярности структуры резистивной сетки. Так, значение q_i при коммутации старших разрядов сетки ограничено относительной погрешностью изготовления резисторов. Для матриц серии 310 относительная погрешность

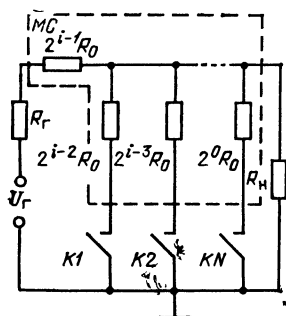


Рис. 8.7. Г-образный аттенюатор на матрице с весовыми резисторами

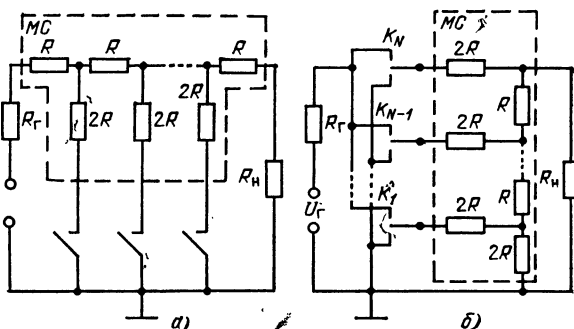


Рис. 8.8. Г-образные аттенюаторы на резистивной матрице $R = 2R$:

а — с однопозиционными коммутирующими ключами; б — с двухпозиционными коммутирующими ключами

изготовления резисторов старших разрядов составляет $\delta_R = \pm 2\%$ [43], а при коммутации младших разрядов — отношением $R_{кл}/R_0$ (при типовом значении сопротивления замкнутого ключа $R_{кл} = 100$ Ом и сопротивлении резистора младшего разряда матрицы серии 310 $R_0 = 2,5$ кОм отношение $R_{кл}/R_0 = \pm 4\%$). Указанные недостатки ограничивают применение сетки весовых резисторов в составе ДУА.

Резистивная сетка $R-2R$ имеет регулярную структуру с постоянными номиналами разрядных сопротивлений. Минимальное значение шага квантования коэффициента передачи УА на базе сетки $R-2R$ ограничивается относительной погрешностью изготовления резисторов, которая с учетом сопротивления замкнутого ключа может составлять $\delta_R = \pm 0,0135\%$ [41].

Параметры аттенуаторов на резистивной сетке $R-2R$ во многом зависят от кода управления ключами K_1, K_2, \dots, K_n . Это подтверждается при рассмотрении ДУА с однопозиционными (рис. 8.8,а) и двухпозиционными (рис. 8.8,б) ключами. Наибольший диапазон регулирования коэффициента передачи достигается при выполнении неравенств $R_n \gg R \gg R_r$. Формулы для определения пара-

Таблица 6

Формулы для определения параметров линейных УД

Параметр	Однопозиционный ключ, единичный код		Двухпозиционный ключ, двоичный код
	позиционный	нормальный	
K_n	$\frac{2}{i+2}$	$\frac{2^i}{1 + \sum_{v=0}^{i-1} 2^{2v-1}}$	$2^{-N} \sum_{v=1}^N a_v 2^{v-1}$
$D_{пут}$	$\frac{1}{3} (2+N)$	$\frac{1}{3} 2^{1-N} \left(1 + \sum_{v=0}^{N-1} 2^{2v+1} \right)$	$\sum_{v=1}^N 2^{v-1}$
q_i	$-\frac{2}{(i+2)(i+3)}$	$-2^i \frac{2^{2i+1} - \sum_{v=0}^{i-1} 2^{2v+1} - 1}{\left(1 + \sum_{v=0}^i 2^{2v+1} \right) \left(1 + \sum_{v=0}^{i-1} 2^{2v+1} \right)}$	2^{-N}
$R_{вх}$	$3R < R_{вх} i < NR$	$2R < R_{вх} i < 3R$	$2R_i < R_{вх} i < 4R$
$R_{вых}$	$2R < R_{вых} i < NR$	$2R < R_{вых} i < NR$	R
	$i = 1, 2, \dots, N$		$a = 0, 1$

метров ДУА, полученные с учетом сделанного допущения, сведены в табл. 6.

Направленное изменение коэффициента передачи ДУА с однопозиционными ключами обеспечивается только при управлении единичным кодом (позиционным или нормальным). При управлении позиционным кодом рассматриваемый делитель работает как Г-образный последовательный УА. Соответственно, коэффициент передачи ДУА уменьшается с увеличением номера разряда i . Квантование регулировочной характеристики $K_{\pi i} = \psi(N)$ неравномерное ($q_i \neq \text{const}$). Если ограничить минимальное значение шага квантования на уровне $q_{\min} = 2\delta_R$ [45], то максимальное число разрядов сетки достигает $i_{\max} = 83$. При этом максимальный диапазон регулирования коэффициента передачи $D_{p.y.m} = 29$ дБ.

При управлении нормальным кодом делитель работает как Г-образный последовательно-параллельный УА, причем с увеличением номера разряда i сопротивление последовательного плеча увеличивается, а параллельного — уменьшается (аналог Г-образного УА на взаимодополняющих транзисторах). Квантование РХ неравномерное. Максимальное число разрядов сетки при q_{\min} составляет $i_{\max} = 10$, а $D_{p.y.m} = 53$ дБ.

Направленное изменение коэффициента передачи аттенюатора с двухпозиционными ключами обеспечивается только при управлении двоичным кодом. В этом случае делитель работает как Г-образный последовательно-параллельный УА, причем с увеличением номера разряда сопротивление последовательного плеча уменьшается, а параллельного увеличивается. Квантование РХ равномерное $q_i = \text{const}$; максимальное число разрядов сетки при q_{\min} равно 11; максимальный диапазон регулирования достигает 65 дБ.

8.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В ДИСКРЕТНО УПРАВЛЯЕМЫХ АТТЕНЮАТОРАХ

Из анализа работы ДУА, видно, что принципиально нелинейные искажения в нем могут не возникать. Действительно, скачкообразное изменение коэффициента передачи должно происходить в моменты, соответствующие концу линейного участка амплитудной характеристики, когда нелинейные искажения усиленного сигнала пренебрежимо малы. Соответственно амплитудная характеристика тракта с ДУА состоит (см. рис. 8.1,а) из нескольких линейных участков.

Однако реальный ДУА вносит нелинейные искажения, с которыми приходится считаться. Причиной их возникновения являются ключи, коммутирующие резисторы матрицы, а именно: зависимость сопротивления замкнутого ключа от приложенного к нему напряжения аналогового сигнала. Падение напряжения на замкнутом ключе зависит от уровня аналогового сигнала, передаваемого через УА, и соотношения сопротивлений резисторов разрядной сетки R и замкнутого ключа $R_{\text{кл}}$. Очевидно, что для уменьшения падения

напряжения на ключе при передаче через УА сигналов с амплитудой U_m , необходимо обеспечить условие $R \gg R_{кл}$.

На основании экспериментальных исследований дифференциальной и интегральной нелинейности электронных ключей [46] установлено, что ключи на униполярных транзисторах обладают почти на порядок лучшей линейностью, чем ключи на биполярных транзисторах. Так, в ключах на биполярных транзисторах интегральная нелинейность в диапазоне аналоговых сигналов ± 5 В составляет 0,05%; в ключах на униполярных транзисторах 0,0065% [46].

Наименьшей нелинейностью обладают двунаправленные ключи на комплементарных МДП-транзисторах (КМДП), состоящие из параллельно включенных p - и n -канальных МДП-транзисторов (рис. 8.9, а), например ключи К176КТ1, К561КТ3 [47]. При подаче на затворы транзисторов импульса, соответствующего коду управления, оба транзистора одновременно открываются. Причем в открытом состоянии сопротивление канала $R_{с.н}$ каждого транзистора зависит от напряжения на стоке $U_{с.н}$: в p -канальном транзисторе с ростом $U_{с.н}$ оно увеличивается, а в n -канальном — уменьшается (рис. 8.9, б). Эквивалентное сопротивление параллельно соединен-

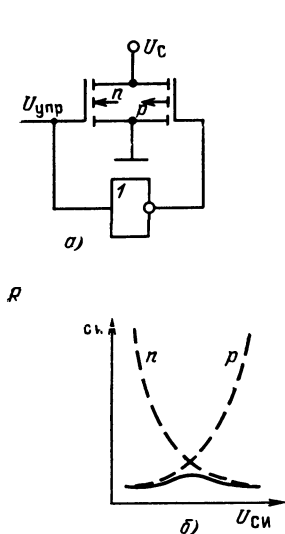


Рис. 8.9. Двунаправленный ключ на КМДП-транзисторах:
а — принципиальная схема; б — зависимость сопротивления замкнутого ключа от напряжения на стоке

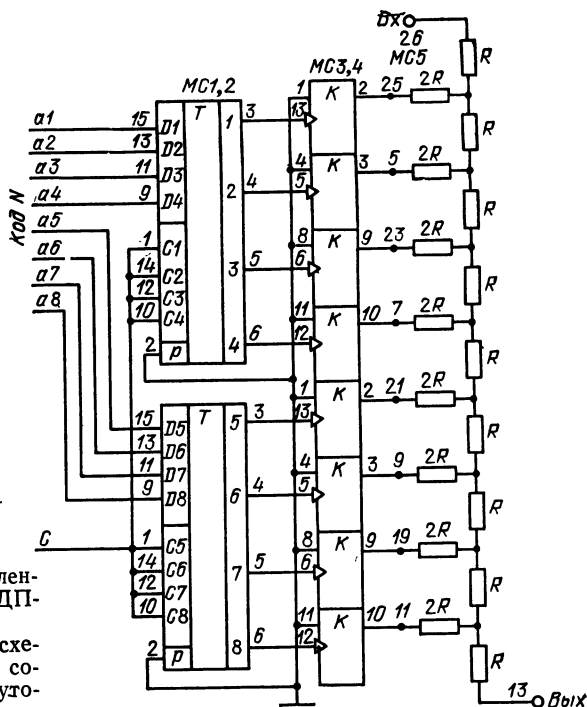


Рис. 8.10. Принципиальная схема Г-образного аттенюатора с однопозиционными коммутирующими двунаправленными КМДП ключами:
МС1, 2 — 564УМ1; МС3, 4 — 564КТ3; МС5 — 301НР1

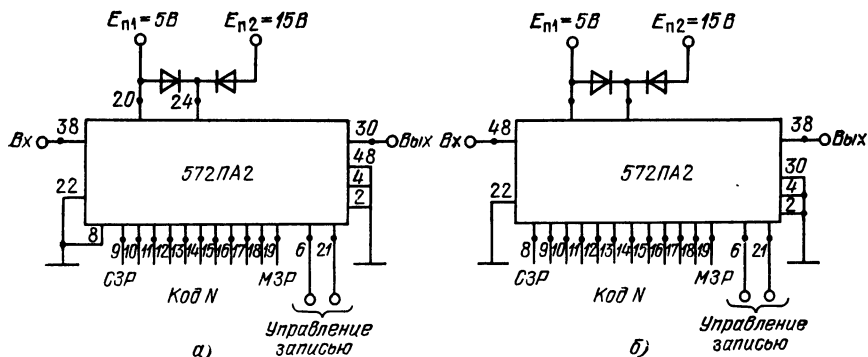


Рис. 8.11. Принципиальная схема Г-образного аттенюатора на микросхеме 572ПА2:
а — с единичным кодом управления; б — с двоичным кодом управления

ных каналов открытых транзисторов практически не меняется и составляет в среднем $10 \dots 100$ Ом.

На рис. 8.10 приведена схема восьмиразрядного ДУА на основе резистивной матрицы 301НР1, коммутируемой с помощью двунаправленных ключей 564КТ3. Управление ключами осуществляется преобразователем уровня 564УМ1, содержащим регистр хранения единичного кода N . При управлении позиционным кодом происходит поочередное подключение резистора $2R$ каждого разряда к общей шине. Интегральная нелинейность аттенюатора для сигналов с амплитудой ± 10 В не превышает $10^{-3}\%$ в диапазоне регулирования 10 дБ. При управлении нормальным кодом интегральная нелинейность уменьшается в среднем в 2 раза при тех же входных сигналах и диапазоне регулирования 41 дБ.

На рис. 8.11 приведены схемы ДУА на основе интегрального ЦАП К572ПА2. Коммутирующие ключи ЦАП имеют в замкнутом состоянии скорректированные внутренние сопротивления, для чего ключевые МДП-транзисторы выполнены разными по площади. Благодаря этому интегральная нелинейность аттенюатора при единичном коде управления (рис. 8.11,а) в среднем не хуже, чем в аттенюаторе с двунаправленными ключами. Особенностью аттенюатора на основе интегрального ЦАП К572ПА2 является возможность работы с двоичным кодом управления (рис. 8.11,б), что позволяет получить наибольшую эффективность управления коэффициентом передачи [40].

В заключение настоящей главы следует отметить, что системы дискретной регулировки усиления вообще и ДУА в частности представляются весьма перспективными в приемно-усилительных трактах различного назначения. Во-первых, их применение позволяет существенно расширить пределы регулирования коэффициента усиления без заметного увеличения нелинейных искажений. Во-вторых, открывается возможность широкого использования элементов цифровой техники, что обеспечивает значительное повышение стабильности параметров тракта в меняющихся условиях эксплуатации. Однако реализация указанных преимуществ дискретной регулировки усиления требует проведения глубоких теоретических и экспериментальных исследований, на основе которых и могут быть сформулированы соответствующие практические рекомендации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Крислов Ю. Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. — М.: Сов. радио, 1972. — 272 с.
2. Богданович Б. М., Ваксер Э. Б., Окулич Н. И. Проектирование элементов радиоприемных устройств. — Минск: Вышэйшая школа, 1979. — 192 с.
3. Крылов Г. М., Смирнов Г. А. Транзисторные усилители с автоматической регулировкой усиления. — М.: Энергия, 1967. — 168 с.
4. Принципы и методы регулировки усиления в транзисторных усилителях/Под ред. Крылова Г. М. — М.: Энергия, 1974. — 255 с.
5. Амплитудно-фазовая конверсия/Под ред. Крылова Г. М. — М.: Связь, 1979. — 256 с.
6. Мартюшов К. И., Зайцев Ю. В. Нелинейные полупроводниковые резисторы. — М.: Энергия, 1968. — 200 с.
7. Крылов Г. М., Хоняк Е. И. Элементы с электрически управляемым сопротивлением. — Радиотехника, 1980, № 8, с. 82—88.
8. Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В. Параметры и предельные режимы работы транзисторов. — М.: Сов. радио, 1971. — 382 с.
9. Марченко А. Н. Управляемые полупроводниковые резисторы. — М.: Энергия, 1978. — 216 с.
10. Усилители с полевыми транзисторами/В. М. Немчинов, В. Г. Никитаев, М. А. Ожогин и др./Под ред. И. П. Степаненко. — М.: Сов. радио, 1980. — 192 с.
11. Гаврилов Б. Г., Самков Е. Я., Тыныныка А. Н. Возможности линейных регуляторов и регулировочной характеристики при построении логарифмических усилителей с помощью АРУ. — Метрология, 1976, № 9, с. 21—26.
12. Дритов Л. А. К вопросу изменения емкости одиночного перехода. — В кн.: Автоматические измерительные и регулирующие устройства. — Куйбышев, 1968, вып. 4, с. 19—24.
13. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. 2-е изд. — М.: Наука, 1970. — 720 с.
14. Сиколенко С. Ф. Методы регулировки коэффициента усиления транзисторных усилителей. — Полупроводниковая электроника в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 20. — М.: Связь, 1980, с. 23—40.
15. Сиколенко С. Ф. Управляемые аттенюаторы на полевых транзисторах. — Ядерная электроника/Под ред. Т. М. Агаханяна. — М.: Атомиздат, 1979, с. 113—116.
16. Сиколенко С. Ф. Управляемый аттенюатор на полевых транзисторах с взаимодополняющими типами проводимости. — Известия вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1981, т. XXIV, № 7, с. 39—44.
17. Сиколенко С. Ф. Управляемые аттенюаторы мостового типа на полевых транзисторах. — Полупроводниковая электроника в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 21. — М.: Радио и связь, 1981, с. 30—40.
18. Сиколенко С. Ф. Частотные характеристики управляемых аттенюаторов мостового типа на полевых транзисторах. — Полупроводниковая электроника в технике связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 22. — М.: Радио и связь, 1982, с. 34—43.
19. Дзехцер Г. Б., Орлов О. С. *P-i-n*-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. — М.: Сов. радио, 1970. — 200 с.
20. Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. — М.: Сов. радио, 1961. — 676 с.

21. **Ильюшенко В. Н.** Высокочастотная коррекция электрически управляемых аттенуаторов. — В кн.: Наносекундные и субнаносекундные усилители/Под ред. Сулова И. А. — Томск: ТГУ, 1976, с. 12—22.
22. **Ильюшенко В. Н.** Коррекция фазовых сдвигов в четырехполосниках с управляемым затуханием. — В кн.: Измерительные комплексы и системы. — Томск: ТИАСУР, 1981, часть 1, с. 76—79.
23. **Бова Н. Т., Стукало П. А., Храмов В. А.** Управляющие устройства СВЧ. — Киев: Техника, 1973. — 162 с.
24. **Семенов А. В.** Выключатели сигналов метрового диапазона волн с цепочным включением диодов. — В кн.: Полупроводниковые приборы и их применение/Под ред. Я. А. Федотова. Вып. 14. — М.: Сов. радио, 1965, с. 185—195.
25. **Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р.** Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. — М.: Связь, 1971. — 388 с.
26. **Ильюшенко В. Н.** Диодные аттенуаторы с компенсирующими двухполосниками. — В кн.: Широкополосные усилители/Под ред. А. А. Кузьмина. Вып. 4. — Томск: ТГУ, 1975, с. 142—148.
27. **Козлов В. И., Юфит Г. А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. — М.: Сов. радио, 1975. — 177 с.
28. **Ильюшенко В. Н.** Электрически управляемые аттенуаторы с корректирующими цепями. — В кн.: Широкополосные усилители/Под ред. Кузьмина А. А. Вып. 4. — Томск: ТГУ, 1975, с. 129—141.
29. **Ильюшенко В. Н.** Широкополосные электрически управляемые аттенуаторы с лестничной структурой. — В кн.: Широкополосные усилители/Под ред. А. А. Кузьмина. Вып. 4. — Томск: ТГУ, 1975, с. 118—128.
30. **Ильюшенко В. Н.** Широкополосные диодные аттенуаторы. Депонированная рукопись. — ГОСИТИ, 1980, № 27—80. — 15 с.
31. **Ильюшенко В. Н.** Широкополосные согласованные четырехполосники с управляемым затуханием. — Радиотехника, 1976, т. 31, № 10, с. 16—20.
32. **Антенны и устройства СВЧ (Проектирование антенных фазированных решеток)/Д. И. Воскресенский, Р. А. Грановская, Н. С. Давыдова и др./Под ред. Д. И. Воскресенского.** — М.: Радио и связь, 1981. — 432 с.
33. **Ильюшенко В. Н.** Электрически управляемый аттенуатор на *pin*-диодах с корректирующей цепью. — Полупроводниковые приборы в технике электро-связи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 21. — М.: Радио и связь, 1981, с. 25—30.
34. **Ильюшенко В. Н.** Сверхширокополосный многозвенный аттенуатор на *pin*-диодах. — В кн.: Наносекундные и субнаносекундные усилители/Под ред. И. А. Сулова. — Томск: ТГУ, 1976, с. 117—122.
35. **Ильюшенко В. Н.** Аттенуаторы на основе отрезка линии передачи и двух управляемых четырехполосников. Депонированная рукопись. — НИИЭИР, № 3—6844, 1982. — 7 с.
36. **Ильченко М. Е., Осипов В. Г.** Электрически управляемые СВЧ переключатели на полупроводниковых диодах (обзор). — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1977, т. 20, № 2, с. 5—17.
37. **Ильюшенко В. Н., Семенов А. В.** Аттенуаторы на отрезке трехпроводной линии передачи. — В кн.: Широкополосные усилители/Под ред. А. А. Кузьмина. — Томск: ТГУ, 1981, вып. 6, с. 53—60.
38. **Чупров И. И.** Анализ схемы ферритового трансформатора с обмоткой из отрезка линии передачи. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радионизмерительная техника, 1970, вып. 7, с. 16—20.
39. **Попова М. И., Грязных И. В.** Методика определения параметров элементов дискретно-управляемых аттенуаторов. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1976, т. 19, № 8, с. 93—96.
40. **Сиколенко С. Ф.** Интегральные линейные аттенуаторы с программным управлением. — Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1982, т. 25, № 11, с. 72—75.
41. **Бахтиаров Г. Д., Калинин В. В., Школин В. П.** Аналого-цифровые преобразователи/Под ред. Г. Д. Бахтиарова. — М.: Сов. радио, 1980. — 280 с.

42. Абовян В. О., Айвазян А. А. Интегральные резисторные микросхемы для устройств ввода—вывода микро-ЭВМ. — Электронная промышленность, 1979, вып. 10, с. 43.
43. Маркосян Э. Г. Матрицы резисторов серии 310. — Электронная промышленность, 1979, вып. 10, с. 42.
44. Шило В. Л. Функциональные аналоговые интегральные микросхемы. — М.: Радио и связь, 1982. — 368 с.
45. Смолов В. Б., Смирнов Н. А. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи напряжения. — М.-Л.: Энергия, 1967. — 312 с.
46. Шляхтин В. В., Ямный В. Е. Исследование дифференциальной и интегральной нелинейности ключей на полевых транзисторах. — Изв. вузов СССР. Приборостроение, 1977, т. 20, № 7, с. 85—89.
47. Ланцов А. Л., Зворыкин Л. Н., Осипов И. Ф. Цифровые устройства на комплементарных МДП интегральных микросхемах. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.
48. Смирнов В. В. Экспериментальное исследование интермодуляционных искажений аттенуаторов на *pin*-диодах. — Радиотехника, 1978, № 9, с. 94—95.
49. Алексеев Г. П. Диодный потенциометр с линеаризованной характеристикой. — Вестник связи, 1974, № 6, с. 26—27.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Общие свойства управляемых аттенуаторов	4
1.1. Назначение аттенуаторов	4
1.2. Особенности реализации управляемых аттенуаторов	5
1.3. Направления аналитического исследования аттенуатора	7
Глава 2. Управляемые элементы аттенуатора	9
2.1. Общие свойства элементов с управляемым сопротивлением	9
2.2. Полупроводниковые диоды	10
2.3. Биполярные транзисторы	13
2.4. Униполярные транзисторы	14
Глава 3. Разновидности управляемых аттенуаторов и методы их анализа	20
3.1. Способы построения управляемых аттенуаторов	20
3.2. Аналитическое описание простейших Г-образных аттенуаторов	22
3.3. Параметры мостовых аттенуаторов	24
3.4. Многочленные аттенуаторы	26
Глава 4. Характеристики и показатели управляемых аттенуаторов	27
4.1. Классификация и аппроксимация регулировочных характеристик	27
4.2. Синтез регулировочной характеристики УА	34
4.3. Связь между предельными параметрами УА	42
Глава 5. Характеристики и эффективность управления параметрами аттенуаторов на униполярных транзисторах	44
5.1. Передаточные характеристики аттенуаторов в установившемся режиме	44
5.2. Нестабильность частотных характеристик аттенуаторов в диапазоне регулирования	51
5.3. Температурная неустойчивость параметров	58
5.4. Нелинейные искажения в аттенуаторах на ПТ и методы их уменьшения	64.
Глава 6. Управляемые аттенуаторы с сосредоточенными корректирующими цепями	70
6.1. Метод анализа АЧХ и ФЧХ управляемых аттенуаторов	70
6.2. Анализ аттенуаторов, выполненных на основе одного и N диодов	72
6.3. Свойства управляемых аттенуаторов с реактивными корректирующими двухполюсниками	75
6.4. Управляемые аттенуаторы с корректирующими контурами	82
6.5. Многочленные управляемые аттенуаторы с корректирующими цепями	86
Глава 7. Применение отрезков линии передачи в широкополосных управляемых аттенуаторах	88
7.1. Аттенуаторы с одним диодом и корректирующими отрезками линии передачи	89
7.2. Свойства аттенуаторов, выполненных на основе ограниченного двумя диодами отрезка линии передачи	90
7.3. Резонансные корректирующие цепи с распределенно-сосредоточенной структурой	96
7.4. Согласованные аттенуаторы с корректирующими отрезками линии передачи	97
7.5. Многочленные аттенуаторы с корректирующими отрезками линии передачи	100
7.6. Применение трехпроводных линий передачи в управляемых аттенуаторах	103
7.7. Практические схемы УА	105
Глава 8. Аттенуаторы с дискретно-управляемым коэффициентом передачи	107
8.1. Свойства и характеристики усилителей с дискретной регулировкой усиления	107
8.2. Реализация дискретно-управляемых аттенуаторов	110
8.3. Аттенуатор на основе матрицы линейных резисторов с набором коммутирующих ключей	112
8.4. Нелинейные искажения в дискретно-управляемых аттенуаторах	115
8.5. Частотные характеристики ДУА	117
Список литературы	118

40 к.