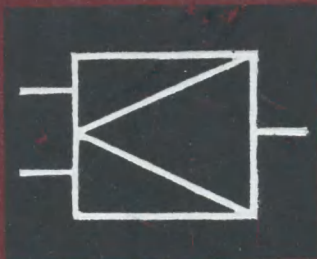


ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ

Р-П.П. ЖИЛИНСКАС

Р-П.П. ЖИЛИНСКАС



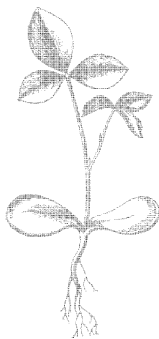
ИЗМЕРИТЕЛИ
ОТНОШЕНИЯ

Р.П.П. ЖИЛИНСКАС

ИЗМЕРИТЕЛИ
ОТНОШЕНИЯ
и их применение
в радио-
измерительной
технике



МОСКВА . СОВЕТСКОЕ РАДИО . 1975



Scan AAW

6Ф2.08
Ж72
УДК 621.317.6

Жилинскас Р.-П. П. Измерители отношения и их применение в радиоизмерительной технике. М., «Сов. радио», 1975, 320 с.

В книге излагаются вопросы построения измерителей отношения и их основных частей — делительных схем. Основное внимание уделяется принципам работы схем, их критической оценке. Приводятся способы построения измерителей отношения для постоянных, переменных и импульсных напряжений, требования к элементам и узлам, анализируются погрешности измерения. Рассматриваются вопросы поверки делительных схем и измерителей отношения, метрологическое обеспечение. Излагаются вопросы применения измерителей отношения в радиоизмерительной технике, в панорамных измерениях частотных и амплитудных характеристик цепей, а также для допускового контроля.

Книга предназначена для широкого круга специалистов, занимающихся разработкой, отладкой и эксплуатацией автоматизированной радиоэлектронной аппаратуры. Она может быть также полезной преподавателям и студентам радиотехнических факультетов.

Рис. 127, табл. 5, библиограф. 90 назв.

Редакция радиотехнической литературы

Ж $\frac{30405-020}{046(01)-75}$ 23-75

© Издательство «Советское радио», 1975.

ПРЕДИСЛОВИЕ

Стремительное развитие науки и техники обуславливает широкое применение радиоэлектронных систем в различных областях деятельности человека. Это вызывает резкий рост объема радиоизмерений и повышает их значение. Поэтому на первый план выступает задача о том, как измерять требуемые параметры не только точно, но и быстро, просто, экономично. Информационно-измерительные системы с применением ЭВМ для управления процессами измерения и обработки результатов, являющиеся, по сути дела, качественно новыми направлениями в радиоизмерительной технике, значительно сокращают время сложных измерений. Тем не менее, использование сложных и дорогостоящих измерительных систем не всегда является оптимальным для ряда измерительных задач. Примером могут служить измерения, сопровождающиеся настройкой СВЧ элементов и узлов, на которую с учетом операции подключения уходит 80% и более рабочего времени. Без специальной организации измерений, а также при небольших объемах их сложная информационно-измерительная система может быть убыточной. К сожалению эти вопросы часто остаются в стороне, поскольку исследования рентабельности измерительной аппаратуры явно отстают от требований жизни.

В то же время в ряде областей радиоизмерений (и не только радиоизмерений) производительность труда можно значительно увеличить, применяя «малую автоматизацию».

Дополнение ряда измерительных приборов простейшими вычислительными устройствами: умножителями, делительными схемами и т. п., при существующей элементной базе вызывает лишь незначительное усложнение этих приборов, но позволяет существенно повысить их метрологические характеристики и произво-

дительность измерения, а также снизить необходимую квалификацию операторов. Это, учитывая массовость измерений, является источником большого экономического эффекта в общегосударственных масштабах.

Появление широкого класса интегральных схем и усовершенствование полупроводниковых приборов позволяет выполнять счетно-решающие узлы для радиоизмерительных устройств миниатюрными и быстродействующими, что способствует их широкому внедрению в новые средства измерения. Это особенно касается схем деления и измерения отношения двух сигналов, которые обеспечивают автоматическое деление электрических величин. Такие схемы, как правило, прямо вписываются в структуру ряда средств измерений, выходящая как метрологические, так и экономические их показатели.

В настоящей книге обобщен опыт разработок и эксплуатации измерителей отношения двух электрических сигналов и сделана попытка систематизировать имеющиеся материалы по данному вопросу. Основное внимание уделено оценке возможностей различных принципов деления и измерения отношения, а также возможностям использования этих принципов в разных отраслях радиоизмерительной техники.

Учитывая стремительное развитие элементной базы, а также ограниченный объем книги, автор старался основное внимание уделить описанию и анализу принципов построения, избегая разбора конкретных принципиальных схем. Исключение сделано для случаев, когда предъявляются специфические требования к элементам и узлам, что оговаривается особо.

Несомненно, что данная работа, являющаяся первой попыткой систематизации материалов по измерителям отношения, не лишена недостатков. Поэтому автор просит присылать свои замечания по адресу: Москва, Главпочтамт, а/я 693, издательство «Советское радио».

1. ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

1.1. ПРИНЦИПЫ ОТНОСИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Кроме измерений абсолютных значений физических величин существуют измерительные задачи, связанные с определением относительных безразмерных величин: коэффициентов передачи, преобразования, усиления и т. п. При решении этих задач отношение двух электрических величин выступает в явном виде и является мерой, определяющей измеряемые величины. Такие измерения особенно широко распространены в технике связи и радиолокации.

Наиболее известными являются четыре основных метода измерений: метод нормированного сигнала, метод замещения, дифференциальный метод и метод прямого преобразования (рис. 1.1). При первом из них (рис. 1.1,а) входная величина x вызывает на выходе четырехполюсника сигнал x_1 , который измеряется прибором *ИП*. Очевидно, что коэффициент передачи четырехполюсника будет равен $y = x_1/x$ и определен однозначно при условии, что входная величина известна и постоянна, т. е. $x = a = \text{const}$.

Нормирование сигнала производится калибровкой. Погрешности измерения определяются погрешностью измерительного прибора и нестабильностью величины входного сигнала. Этот способ измерения широко используется в амплитудно-частотных характеристикографах.

Метод замещения является более точным (рис. 1.1,б). В этом случае показания прибора *ИП*

снимают при постоянном входном сигнале, после чего измеряемый объект заменяют образцовым устройством, которое регулируют до полного совпадения показаний ИП. Таким образом, измеряемая величина коэффициента передачи равна установленному коэф-

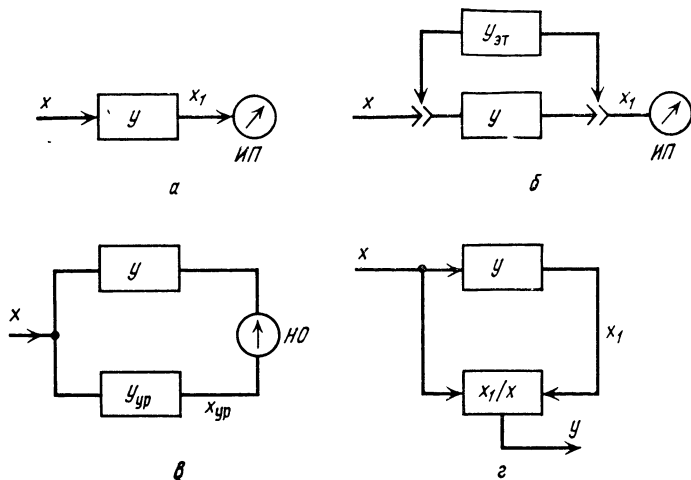


Рис. 1.1. Схемы измерения коэффициента передачи с нормированным сигналом (а); с замещением (б); по дифференциальному методу (в); с прямым логотметрическим преобразованием (г).

фициенту передачи образцового устройства $y_{эт}$. Погрешность измерения возникает из-за вариации показаний измерительного прибора, неточности образцовой меры, а также из-за нестабильности входного сигнала. Измерения по методу замещения не требуют знания точной величины входного сигнала, по крайней мере для линейных измеряемых объектов.

Дифференциальный метод (рис. 1.1,в) представляет собой модификацию метода замещения и основан на уравнивании сигналов с выходов измеряемого и образцового четырехполюсников, причем входной сигнал поступает на оба канала одновременно. Этим исключается влияние нестабильности входного сигнала.

Во всех трех рассмотренных методах измерения коэффициента передачи в оценке результата измерения принимается в расчет только выходной сигнал и не учитываются искажения из-за входных импедансов четырехполюсников. Это, особенно в диапазоне СВЧ, приводит к значительным погрешностям, зачастую превышающим погрешности самого метода. Кроме того, схемы на рис. 1.1,б и в позволяют измерять только в отдельных точках частотного диапазона, что также ограничивает их применение. Метод нормированного сигнала свободен от этого недостатка, но предъявляет жесткие требования к стабильности входного сигнала и чувствительности измерительного прибора.

Прямое преобразование отношения сигналов (логометрический метод, рис. 1.1,г) не содержит ограничений по входному сигналу, по крайней мере в пределах рабочего диапазона делительной схемы, которая выдает величину, пропорциональную частному входных сигналов. С другой стороны, в логометрической схеме измерения всегда присутствует информация о входном сигнале и его изменениях независимо от причины, вызвавшей их. Это снижает влияние рассогласования в цепи генератор—измеряемый объект, в результате чего реальные погрешности измерения коэффициентов передачи уменьшаются.

Прямое преобразование сигналов позволяет существенно повысить быстродействие и производительность относительных измерений и создавать различные панорамные приборы и характеристики.

1.2. УСТРОЙСТВА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО ДЕЛЕНИЯ И ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ДВУХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

До недавнего времени основными методами измерения коэффициента передачи были методы замещения и нормированного сигнала. При таких измерениях на достоверность результата существенно влияют субъективные свойства лица, проводящего измерения. Если объем измерений велик, неизбежны грубые ошибки оператора, так называемые промахи. Это, а также стремление повысить производительность относительных измерений привело к разработке и применению в радиоизмерительной технике устройств, автоматически производящих операцию деления двух сигналов и измеряющих их отношение. Такие устройства, называемые измерителями отношения (Ratio Meter), позволяют частично или полностью автоматизировать процесс измерения отношения двух сигналов, вплоть до получения результатов в цифровой форме.

Электромеханические приборы, прямо показывающие отношение двух электрических сигналов, в измерительной технике давно известны под названием логометров. Они представляют собой стрелочные приборы магнитоэлектрической системы с подвеской без механических моментов, с двумя жестко скрепленными рамками, расположенными под углом друг к другу и помещенными в неравномерном магнитном поле. Принцип действия логометров заключается во взаимодействии рамок в системе таким образом, что равновесие подвижной системы наступает при равенстве моментов, которые создаются токами, протекающими через эти рамки. Логометры применяются для измерения электрических параметров цепей: сопротивления, индуктивности, емкости, фазы.

Несмотря на простоту конструкции, логометры не получили широкого распространения из-за большой инерционности и ограниченного динамического диапа-

зона. Кроме того, электромеханические логометры не позволяют получить на выходе электрического сигнала, пропорционального частному, что также делает их непригодными для большого числа измерительных задач. В связи с этим в аналоговых моделирующих устройствах и вычислителях стали применять электронно-механические делительные устройства с механически управляемыми линейными потенциометрами, коэффициент передачи которых изменяется обратно пропорционально одному из входных сигналов при помощи электронной следящей системы. Однако громоздкость конструкции и низкая надежность при малом быстродействии ограничивают применение таких делительных устройств в измерительной технике.

Только после появления электронных делительных схем, первые публикации о которых относятся к 50-м годам, разработчики радиоизмерительной аппаратуры обратили внимание на потенциальные возможности логометрического метода измерения. Тем не менее делительные схемы и приборы для измерения отношения в радиоизмерениях начали широко применять только после разработки быстродействующих, сравнительно простых и точных электронных и полупроводниковых схем.

Известен целый ряд принципов и схем измерения отношения, отвечающих различным требованиям. Измерения параметров четырехполюсников, в том числе на СВЧ, антенные измерения, радиолокация и связь, различные устройства производственного контроля — далеко не полный перечень областей, где с успехом используется логометрический метод, реализуемый с помощью схем деления сигналов и измерения отношения. Электронные делительные схемы могут входить также в состав и других приборов.

В настоящее время зарубежные фирмы выпускают измерители отношения, предназначенные для автоматизации СВЧ измерений, а также приборы с совме-

щенными функциями — цифровые мультиметры с режимом измерения отношения. Отечественные измерители отношения типов ВЗ-21 и ВЗ-22 также предназначены для автоматизации СВЧ измерений, хотя, как известно, их используют и для акустических, и для оптических измерений. Промышленностью выпускается прибор Я2Р-19 — осциллоскопический измеритель отношения, предназначенный для панорамных измерителей КСВ и ослабления.

При разработке измерителей отношения общего применения невозможно учесть разнообразные требования всех потребителей. В то же время знание принципов построения таких приборов позволяет экспериментатору самому построить такой прибор.

2. МЕТОДЫ И СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ДВУХ ВЕЛИЧИН

2.1. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ И ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ

Простейшая делительная схема (рис. 2.1) представляет собой потенциометр, устанавливающий баланс моста, измеряющего напряжение U_x . Схема будет сбалансирована, т. е. измерительный прибор будет показывать нуль, при условии

$$U_0 R_2 / (R_1 + R_2) = U_x. \quad (2.1)$$

Такой способ измерения напряжения применяется в ряде цифровых компенсаторов.

После преобразования выражения (2.1):

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{U_x}{U_0} \quad (2.2)$$

видно, что отношение сопротивлений при условии баланса является мерой отношения измеряемого U_x и нормированного U_0 напряжений.

При этом, как следует из (2.2), для определения отношения этих напряжений не обязательно знать их абсолютные значения. Баланс схемы обеспечивает равенство отношения сопротивлений отношению напряжений.

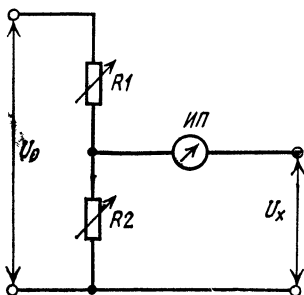


Рис. 2.1. Мостовая схема измерения напряжения.

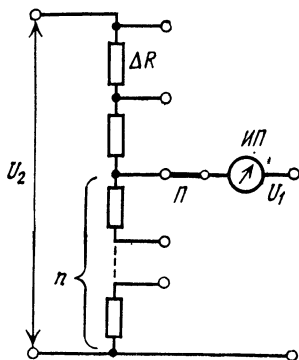


Рис. 2.2. Ступенчатый компенсатор.

Если потенциометр компенсационной схемы (рис. 2.2) выполнить в виде последовательно соединенных N резисторов ΔR с переключателем, сумма сопротивлений равна $N\Delta R$. В этом случае при балансе схемы

$$\frac{n\Delta R}{N\Delta R} = \frac{U_1}{U_2}. \quad (2.3)$$

При нормированном числе N

$$n = NU_1/U_2, \quad (2.4)$$

т. е. определяет отношение поданных на схему напряжений.

Делители напряжения для компенсаторов выполняются в виде магазинов сопротивлений, емкостей или

индуктивностей и позволяют определять отношение двух неизменных во времени напряжений.

Представим далее, что одно из напряжений, поданных на компенсационную схему, изменяется во времени. При малой скорости изменения можно вручную

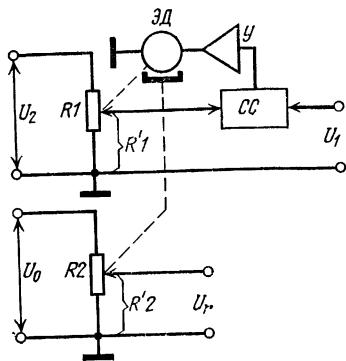


Рис. 2.3. Электромеханическая следящая делительная схема.

восстанавливать баланс, следя за показанием нуля-органа. Очевидно, что такие действия оператора возможны до определенного предела.

Электромеханическая система, обеспечивающая постоянный баланс напряжений и одновременно управляющая измерительным потенциометром, представляет простейший электромеханический делитель (рис. 2.3). Часть напряжения U_2 , снимаемая с потенциометра $R1$, поступает на схему сравнения CC . На ее выходе выделяется напряжение ошибки, которое после усиления усилителем Y , подается на электродвигатель $ЭД$.

При условии линейности потенциометров $R1$ и $R2$ можно записать

$$\frac{R'_1}{R_1} = \alpha = \frac{U_1}{U_2}, \quad \frac{R'_2}{R_2} = \alpha = \frac{U_r}{U_0}, \quad (2.5)$$

откуда

$$U_r = U_0 U_1 / U_2. \quad (2.6)$$

При постоянном U_2 схема является множителем напряжений U_1 и U_0 . Если ось потенциометра $R1$ соединить с кодовым диском, преобразующим угол поворота α в код, то отношение напряжений можно по-

лучить в виде двоичного либо двоично-десятичного кода.

Таким образом, до определенной скорости изменения напряжений U_1 и U_2 , ограничиваемой временем установления следящей системы, компенсатор рис. 2.3 выполняет операцию деления двух напряжений. Основным его недостатком является малое быстродействие и небольшая надежность (из-за механических движущихся частей).

На смену электромеханическим схемам появился целый класс электронных схем, выполняющих операцию деления за доли миллисекунды. Принципы действия схем различны, но конечный результат в виде некоторой величины или кода для всех схем пропорционален частному входных электрических величин независимо от их абсолютных значений.

Делительная схема (ДС) не измеряет отношения сигналов, а лишь преобразует это отношение в напряжение, ток, частоту или код. По сути дела эти схемы представляют класс нелинейных функциональных преобразователей, иногда называемых логометрическими. При изменении входных сигналов в определенных пределах делительные схемы поддерживают выходной параметр постоянным, т. е.

$$y = \frac{x_1}{x_2} = \frac{kx_1}{kx_2}. \quad (2.7)$$

Измерители отношения (ИО) построены на базе делительных схем и предназначены для автоматического измерения отношения двух величин по выходному напряжению, коду, показанию стрелочного или цифрового индикатора. Как правило, ИО (рис. 2.4) состоит из делительной схемы ДС, на которую после предварительного усиления усилителями $У1$ и $У2$ поступают сигналы, пропорциональные входным величинам $x_1(t)$ и $x_2(t)$, преобразованным в напряжение или ток выходными преобразователями $ВП1$ и $ВП2$. Пределы

измерения выбирают с помощью переключателя пределов. Выходной сигнал ДС фиксируется в индикаторном устройстве, преобразующем сигнал делительной схемы в необходимый вид.

Непосредственное получение величины отношения в линейном масштабе, в децибеллах, или в любой дру-

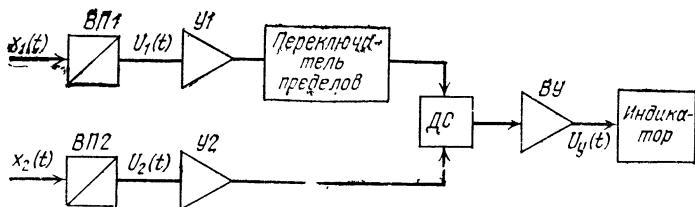


Рис. 2.4. Обобщенная структурная схема измерителя отношения.

гой заданной зависимости, связанной известной функциональной связью с отношением входных величин, сокращает процесс измерения, увеличивает точность и, в ряде случаев, позволяет создавать качественно новые автоматические измерительные приборы.

2.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ

Параметры измерителя отношений рассмотрим на основе простейшего ИО, построенного на базе электромеханической делительной схемы (рис. 2.5). Если, как уже указывалось, потенциометры R_1 и R_2 линейны, то

$$R'_1 = k_3 \alpha, \quad R'_2 = k_4 \alpha, \quad (2.8)$$

где k_3 и k_4 — коэффициенты пропорциональности, и для схемы рис. 2.5 можно записать:

$$k_1 U_1 - k_2 U_2 k_3 \alpha / R_1 = \Delta U, \quad (2.9)$$

где k_1 , k_2 — коэффициенты усиления входных усилителей $У_1$, $У_2$, ΔU — напряжение ошибки или разбаланса, действующее на выходе схемы сравнения СС.

Усиленное усилителем U_{oc} напряжение ошибки управляет электродвигателем, восстанавливая баланс, изменяя при этом угол поворота потенциометра $R1$:

$$\alpha = \Delta U k_{oc} k_d, \quad (2.10)$$

где k_d — коэффициент передачи электромеханической части.

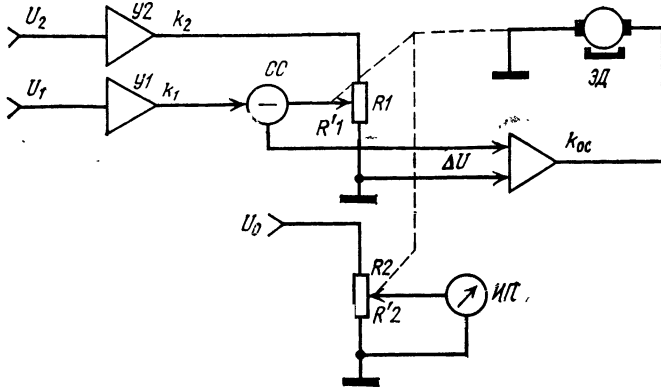


Рис. 2.5. Структурная схема ИО двух напряжений.

Из (2.10) и (2.9) получим уравнение

$$\alpha = k_{oc} k_d (k_1 U_1 - k_2 k_3 \alpha U_2 / R_1),$$

решив которое относительно α , имеем

$$\alpha = \frac{k_1 k_d k_{oc} U_1}{1 + k_2 k_3 k_{oc} k_d U_2 / R_1}. \quad (2.11)$$

Поскольку оба потенциометра, $R1$ и $R2$, управляются синхронно, то показания измерительного прибора $ИП$

$$A_{ИП} = U_0 k_4 \alpha k_{пр} / R_2, \quad (2.12)$$

где $k_{пр}$ — коэффициент преобразования напряжения измерительным прибором $ИП$.

С учетом значения α из (2.11) имеем

$$A_{\Pi} = U_0 \frac{k_{\text{пр}} k_4}{R_2} \frac{k_1 k_{\text{oc}} k_{\text{д}} U_1}{1 + k_2 k_3 k_{\text{oc}} k_{\text{д}} U_2 / R_1}. \quad (2.13)$$

Если обеспечить, чтобы

$$U_2 k_2 k_3 k_{\text{oc}} k_{\text{д}} / R_1 \gg 1, \quad (2.14)$$

то (2.13) примет вид

$$A_{\Pi 0} = U_0 k_{\text{пр}} \frac{k_4}{k_3} \frac{R_1}{R_2} \frac{k_1}{k_2} \frac{U_1}{U_2}. \quad (2.15)$$

Обозначим константу деления, имеющую размерность напряжения,

$$C_0 = U_0 k_4 R_1 k_1 / k_3 R_2 k_2; \quad (2.16)$$

тогда

$$A_{\Pi 0} = k_{\text{пр}} C_0 U_1 / U_2. \quad (2.17)$$

Такое показание измерительного прибора получено только при бесконечно большом коэффициенте усиления замкнутой системы. При конечном коэффициенте усиления имеет место погрешность измерения отношения, которую удобно выразить через константу деления. Для этого разделим числитель и знаменатель выражения (2.13) на U_2 :

$$A_{\Pi} = U_0 \frac{k_{\text{пр}} k_4}{R_2} \frac{R_1 k_{\text{oc}} k_{\text{д}} k_1 U_1 / U_2}{R_1 / U_2 + k_2 k_3 k_{\text{oc}} k_{\text{д}}}. \quad (2.18)$$

Если по аналогии с (2.17) $A_{\Pi} = k_{\text{пр}} C_{\Pi} U_1 / U_2$, то

$$C_{\Pi} = U_0 \frac{k_4}{R_2} \frac{R_1 k_{\text{oc}} k_{\text{д}} k_1}{R_1 / U_2 + k_2 k_3 k_{\text{oc}} k_{\text{д}}}, \quad (2.19)$$

откуда относительная статическая погрешность измерения отношения равна

$$\delta_{\text{ст}} = \frac{A_{\Pi} - A_{\Pi 0}}{A_{\Pi 0}} = \frac{C_{\Pi} - C_0}{C_0}. \quad (2.20)$$

Величина этой погрешности определяется в установленном режиме и зависит только от параметров

схемы. Подставив значения констант деления (2.16), (2.19) в (2.20), имеем

$$\delta_{\text{ст}} = - \frac{1}{1 + k_2 k_3 k_{\text{ос}} k_{\text{д}} U_2 R_1}, \quad (2.21)$$

откуда следует, что уменьшение величины U_2 приводит к погрешности измерения отношения тем большей, чем меньше U_2 .

Если статическую погрешность измерения отношения ограничить величиной p , то минимальное значение напряжения U_2 , соответствующее минимально допустимому сигналу канала делителя, будет равно

$$U_{2 \text{ мин}} = R_1 (1 - p) / p k_2 k_3 k_{\text{ос}} k_{\text{д}}. \quad (2.22)$$

Максимальное значение $U_{2 \text{ макс}}$ ограничивается усилителем U_2 либо потенциометром R_1 .

Динамический диапазон в децибеллах выражается так:

$$D_{\text{д}} = 20 \lg (U_{2 \text{ макс}} / U_{2 \text{ мин}}) \quad (2.23)$$

и определяется отношением максимального значения сигнала канала делителя к минимальному, в пределах которого статическая погрешность деления не превышает заданной величины p .

Ограничение динамического диапазона в рассматриваемой схеме объясняется конечной разрешающей способностью системы автоматического регулирования. С другой стороны, пределы измерения отношения U_1/U_2 также ограничены. В схеме рис. 2.5 сигнал $k_1 U_1$ в принципе не может быть больше $k_2 U_2$. Таким образом, один предел отношения определяется из условия $k_1 U_1 \leq k_2 U_2$ или

$$r_{\text{макс}} = \frac{U_1}{U_2} \leq \frac{k_2}{k_1}, \quad (2.24)$$

где r — отношение двух величин.

При идеальной системе слежения (бесконечном коэффициенте усиления) минимальное значение изме-

ряемого отношения определяется начальным индицируемым углом поворота потенциометра R_1 . Таким образом, $U_{1\text{мин}}k_1 = k_2U_2k_3\alpha_{\text{мин}}/R_1$ или

$$r_{\text{мин}} = \frac{U_{1\text{мин}}}{U_2} = \frac{k_2}{k_1} \frac{k_3}{R_1} \alpha_{\text{мин}}. \quad (2.25)$$

Отношение $r_{\text{макс}}/r_{\text{мин}}$ определяет непрерывный диапазон измеряемых отношений. Для рассматриваемой схемы

$$D_{\Pi} = \frac{r_{\text{макс}}}{r_{\text{мин}}} = \frac{R_1}{k_2\alpha_{\text{мин}}}. \quad (2.26)$$

Пределы измеряемых отношений можно расширить, меняя коэффициент усиления k_1 усилителя $У1$. Изменение сигнала U_2 нежелательно, так как это сужает динамический диапазон. В общем случае минимальное значение измеряемого отношения ограничивается либо шумами, либо дрейфом нуля усилителя $У1$. Диапазон измеряемых отношений в дБ выражается в виде

$$D_{\Pi} = 20 \lg (r_{\text{макс}}/r_{\text{мин}}). \quad (2.27)$$

Динамические характеристики канала делителя (рис. 2.6,а) получены при постоянных отношениях входных сигналов и изменяющемся сигнале канала делителя. В идеальном случае эти характеристики представляют собой горизонтальные прямые, однако из-за разброса параметров схем они имеют некоторый угол наклона, который и определяет погрешность деления. Интервал напряжений между $U_{2\text{мин}}$ и $U_{2\text{макс}}$ является рабочим. На рис. 2.6,б приведены характеристики канала делимого для линейной зависимости выходного напряжения от частного при постоянных величинах канала делителя.

Кроме динамического диапазона и диапазона измеряемых отношений, делительные схемы ИО характеризуются частотным диапазоном, быстродействием

по обоим каналам, чувствительностью входов, а также погрешностью деления или измерения отношения. Частотный диапазон и быстродействие для измерителей отношения являются несвязанными понятиями. Частотные диапазоны входных каналов включают в себя частоты только таких сигналов, для которых ИО с входными преобразователями обладает заданной

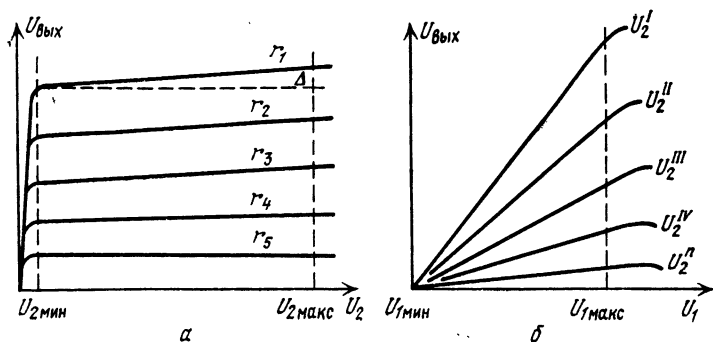


Рис. 2.6. Характеристики делительной схемы:
 а — динамические, канала делителя; б — канала делимого.

погрешностью. Частотный диапазон делительной схемы представляет собой полосу частот, в которой выходной сигнал ДС пропорционален частотному. Таким образом, необходимым и достаточным условием равномерности частотной характеристики измерителя отношения является идентичность амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) каналов, включая делительную схему.

Равномерность общей АЧХ ИО можно обеспечить и при больших перепадах АЧХ каналов, при этом частотная погрешность может быть весьма малой. В данном случае сужается динамический диапазон, что ясно видно из выражения (2.22). Уменьшение коэффициента передачи k_2 влечет за собой увеличение

минимально требуемого сигнала U_2 . Обычно частотные характеристики каналов имеют равномерность не хуже 3...5 дБ при неидентичности общей АЧХ 0,1...0,2 дБ.

Быстродействие устанавливается отдельно по каналу делителя и делимого и определяется временем нарастания выходного сигнала, пропорционального отношению входных сигналов, до заданного уровня, либо временем индикации. Обычно за этот уровень принимается абсолютная погрешность измерения Δ , равная

$$\Delta = e^{-\beta t}, \quad (2.28)$$

откуда время установления $t = -(1/\beta) \ln \Delta$, где $1/\beta$ — постоянная времени.

Поскольку делительные схемы и измерители отношения являются нелинейными схемами, время установления каналов не одинаково. Иногда для определения быстродействия делительных схем и измерителей отношения используют обобщенную величину — время установления отношения, которое характеризуется длительностью переходного процесса при одновременном скачкообразном изменении входных сигналов и при неизменном их отношении.

Кроме уже приведенных, специфических для ДС и ИО, параметров используется также общий для измерительных средств показатель чувствительности, который определяет минимальную величину сигналов, подаваемых на входы. Под чувствительностью *) измерителя отношения понимается минимальный входной сигнал канала делимого, при котором выходной сигнал ИО имеет заданное отношение сигнала к шуму, если это отношение не ограничено погрешностью измерения. Чувствительность по каналу делителя зависит

*) Понятие чувствительности ИО не следует отождествлять с приведенным в ГОСТ 16263-70.

от однозначно связанных между собой динамического диапазона и диапазона измеряемых отношений.

Если принять максимальное измеряемое отношение равным $r_{\text{макс}}$, то из (2.23) и (2.25) следует

$$U_{2 \text{ мин}} = D_{\Pi} U_{1 \text{ мин}} / r_{\text{макс}}. \quad (2.29)$$

Таким образом, измеритель отношения достаточно полно характеризуется следующими показателями: динамическим диапазоном $D_{\text{д}}$; диапазоном измеряемых отношений D_{Π} ; погрешностью измерения отношения, δr ; частотным диапазоном; быстродействием каналов, величинами $\tau_{\text{д}}$ и $\tau_{\text{дт}}$, временами нарастания сигнала по каналам делимого и делителя, или общим временем установления $\tau_{\text{от}}$; чувствительностью входов $U_{1 \text{ мин}}$ и $U_{2 \text{ мин}}$ или $x_{1 \text{ мин}}$ и $x_{2 \text{ мин}}$ (для неэлектрических величин).

Аналогичными параметрами характеризуются и делительные схемы. Чувствительность входов ДС определяется минимальными уровнями входных величин, при которых обеспечивается деление этих величин с заданной допустимой погрешностью. Диапазон D_{Π} для делительных схем также имеет несколько иной смысл и ограничен пределами выходного сигнала, соответствующими минимальной и максимальной величинам частного. Погрешности ИО и ДС имеют некоторые особенности, поэтому их целесообразно рассмотреть подробнее.

2.3. ПОГРЕШНОСТИ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ И ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ

Погрешности ДС и ИО можно нормировать как абсолютными, так и относительными отклонениями частного (напряжения, времени, значения кода, пропорциональных частному) или индицируемого отношения от действительного значения отношения. За действительное принимается значение, обеспечиваемое

образцовой мерой отношения. При теоретическом рассмотрении действительное значение отношения равно выходной величине устройства, выполняющего операцию деления и преобразования частного в соответствующую выходную величину без искажений, т. е. по идеальному алгоритму преобразования.

Абсолютные погрешности ДС и ИО выражаются следующим образом:

$$\Delta r_{\text{дс}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вых0}}) / C_0, \quad \Delta r_{\text{ио}} = r - r_0,$$

где C_0 — константа деления.

Относительная погрешность равна

$$\delta r_{\text{дс}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вых0}}) / U_{\text{вых0}}, \quad \delta r_{\text{ио}} = (r - r_0) / r_0. \quad (2.30)$$

Величины с нулевым индексом соответствуют действительным значениям отношения.

Относительная погрешность делительной схемы или измерителя отношения при известной функции преобразования в общем случае выражается [1]:

$$\delta r = \frac{dr}{r} = \left[\frac{\partial \ln \varphi}{\partial x_1} dx_1 + \frac{\partial \ln \varphi}{\partial x_2} dx_2 + \dots + \frac{\partial \ln \varphi}{\partial x_n} dx_n \right], \quad (2.31)$$

где функция $\varphi(x_1, x_2, \dots, x_n)$ характеризует связь между отношением входных сигналов и первичными параметрами (x_1, x_2, \dots, x_n) схемы.

Все виды погрешностей по характеру их влияния на результат измерения разделяют на три основные группы: систематические, случайные и грубые. Систематические погрешности либо постоянны и имеют определенную величину и знак, либо изменяются по известному функциональному закону. Иными словами, систематическая погрешность при неизменных условиях — величина детерминированная.

К систематическим погрешностям относятся и так называемые «систематические нестабильные» погрешности [2], которые характеризуются малой повторяемостью при измерениях или, более того, вызваны фак-

торами, о которых лишь известно, что они каким-то образом влияют на выходные параметры. Примером такой погрешности может служить влияние нестабильности напряжения питающей сети.

Пусть установлено, что изменение напряжения в сети вызывает определенное изменение показаний ИО. Из-за случайного характера этих измерений их влияние невозможно исключить многократными измерениями, так как функция случайного аргумента является случайной функцией, однако многократные измерения позволяют выявить некоторые закономерности проявления погрешностей этого типа. Результаты измерений при их статистической обработке позволяют установить математическое ожидание и дисперсию показаний. Величина математического ожидания и определяет величину систематической погрешности, а дисперсия — ее разброс. Характерным для данного вида погрешности является то, что при повторении одинаковых условий их величины повторяются с незначительным разбросом.

Случайными называются погрешности, вызванные совокупностью дестабилизирующих факторов. Связь этих факторов с выходным параметром не определяется однозначно из-за случайного характера нестабильностей. Их можно учесть лишь с помощью теории вероятностей.

Грубыми называются погрешности, явно не соответствующие правильному результату, вызванные несоблюдением методики и условий измерений, а также ошибочными отсчетами.

В практике радиоизмерений принято и другое разделение погрешностей: на основные и дополнительные. Каждая из них включает в себя как систематические, так и случайные составляющие, определяемые, однако, для разных условий. Основная погрешность определяется для нормальных условий. Погрешности конкретного прибора, находящегося в конкретных усло-

виях, всегда можно установить экспериментально. Для случая делительных схем и измерителей отношения необходимо только наличие образцового делителя.

При достаточном объеме измерений при поверке можно установить систематическую погрешность в виде математического ожидания результатов измерения и характеристики случайной составляющей, а также, при большом объеме измерений, закон распределения для данного экземпляра прибора.

Когда речь идет о погрешностях группы приборов одного типа, уместно говорить о погрешностях некоего гипотетического прибора, которые характерны для данного средства измерения и также подразделяются на систематические и случайные. Первые можно пояснить следующим примером. Допустим, входная величина фиксируется стрелочным индикатором, градуировка которого в данной точке шкалы отличается от истинного значения на величину Δx_i и определяется технологическими допусками процесса градуировки. Величина Δx_i не является постоянной и изменяется от прибора к прибору в пределах интервала, определяемого качеством процесса градуировки. С уменьшением технологических допусков этот интервал сужается. Погрешность градуировки некоего гипотетического прибора характеризуется формой закона распределения величины Δx_i , математическим ожиданием, а также разбросом. Отклонение математического ожидания совокупности значений Δx_i от нуля указывает на влияние постоянно действующего фактора или на методическую ошибку процесса градуировки.

Примером случайной погрешности гипотетического прибора могут служить колебания стрелки того же индикатора. Для каждого прибора в одной и той же точке шкалы показания будут разными, причем пределы изменения показаний будут неодинаковы. Таким образом случайная погрешность гипотетического при-

бора будет определяться статистически усредненным ансамблем погрешностей совокупности приборов.

При определении погрешностей гипотетического прибора все составляющие должны учитываться как случайные величины со своими характеристиками (пределами изменения и законами распределения) по общезвестным методикам [1, 3]. Необходимо отметить, что погрешности гипотетического прибора ни в коей мере не устанавливают погрешностей отдельных экземпляров делительных схем и измерителей отношения. Погрешность гипотетического прибора лишь констатирует интервал, в котором с заданной вероятностью находится погрешность конкретного экземпляра устройства. В связи с этим приводимые далее выражения для погрешностей деления или измерения отношения даны в общем виде. В них следует подставлять конкретные величины параметров, свойственные данной реализации прибора, и обязательно учитывать их характер (детерминированный или случайный).

Если же определяются погрешности группы устройств (гипотетического прибора), параметры следует нормировать предельными значениями, учитывая при этом закон распределения. Составляющие погрешностей в каждом отдельном случае нужно оценивать с учетом особенностей той или другой делительной схемы или измерителя отношения. В общем случае предельная суммарная погрешность отдельной делительной схемы или измерителя отношения выражается

$$\delta_{\Sigma 0} = M_{\Sigma} + \alpha_0 \sqrt{\sum_{i=1}^p \delta_i^2 K_i^2}, \quad (2.32)$$

а гипотетического прибора

$$\delta_{\Sigma r} = \alpha_r \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta_i^2 K_i^2}, \quad (2.33)$$

где M_z — суммарное значение математических ожиданий или детерминированных величин частных погрешностей; δ_i^2 — дисперсия i -й составляющей; K_i — коэффициент относительного рассеивания распределения i -й составляющей, характеризующий степень отличия этого распределения от нормального; α_0 и α_r — коэффициенты, определяемые законом распределения суммарной погрешности и доверительной вероятностью [1, 3].

Точность расчета погрешностей в основном зависит от полноты и точности исходных данных, а также от законов распределения отдельных составляющих. Если по различным причинам невозможно установить законы распределения, то следует использовать закон равной вероятности [1—3].

2.4. КЛАССИФИКАЦИЯ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ И ЭЛЕКТРОННЫХ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Классификация измерителей отношения в зависимости от выполняемых функций зависит от вида входных и выходных преобразователей. Основные показатели: динамический диапазон, погрешность деления и быстродействие, в основном определяются параметрами делительных схем.

Измерители отношения в общем виде можно классифицировать по выполняемым ими функциями на ИО электрических и неэлектрических величин. В обоих случаях приборы различаются только входными преобразователями.

ИО электрических величин по виду сигнала разделяют на ИО постоянного и переменного тока. В свою очередь ИО переменного тока делят на импульсные, низкочастотные и высокочастотные. В зависимости от полосы частот различают узкополосные и широкополосные ИО. Их можно также разделить по динамическому диапазону и быстродействию. Наибольшим ди-

намическим диапазоном обладают ИО с замкнутыми делительными схемами, а наибольшим быстродействием — ИО с широкополосными схемами прямого преобразования. Эти измерители выполняют операцию преобразования сигналов в напряжение, пропорциональное частоте, за несколько десятков микросекунд. Измерители отношения, построенные на базе электромеханических следящих систем, и цифровые компенсаторы имеют время установления от десятков миллисекунд до нескольких секунд.

Измерители отношения могут отличаться не только входными преобразователями. В связи с этим важно обратиться в свойствах существующих делительных схем с тем, чтобы для требуемой измерительной задачи выбрать наиболее оптимальную. В ряде приборов (панорамных измерителях s -параметров, измерителях КСВ и ослабления) основными свойствами являются быстродействие и широкий динамический диапазон. Кроме того, частота выходного сигнала совпадает с частотой входных сигналов и отсутствуют фазовые искажения. В других случаях определяющими являются простота и малые габариты. Важнейшим свойством различных делительных схем является воспроизводимость, т. е. возможность повторения данной схемы в ряде приборов. В литературе описан ряд способов построения делительных схем [4, 5], которые являются крайне трудными для повторения, так как эффект деления достигается лишь при определенных величинах некоторых параметров элементов, не гарантированных заводом-изготовителем. Примером могут служить схемы [6—8], основным требованием к которым является линейность логарифмической характеристики полупроводникового диода, стабильность и малый разброс межэлектродных емкостей электровакуумных ламп [5].

Входными электрическими величинами x_1 и x_2 делительных схем могут быть напряжения, ток или ча-

стота, которые зависят от типа входных преобразователей. Поскольку наиболее распространенным видом представления входных сигналов является напряжение, в дальнейшем будем рассматривать делительные схемы, на входы которых поступают сигналы в виде постоянных, переменных или импульсных напряжений. Выходное напряжение делительной схемы, пропорциональное частному, представляется постоянным или переменным синусоидальным напряжением либо длительностью импульса, частотой следования или числом импульсов.

Делительные схемы можно классифицировать по различным признакам: по видам входных и выходных сигналов, по виду преобразования входных величин и т. п. Основными классификационными признаками будем считать принцип действия и способ построения делительных схем (рис. 2.7), что является в известной степени условным, поскольку некоторые виды делительных схем можно отнести как к одной, так и к другой подгруппе.

Среди описанных в литературе способов построения делительных схем нет ни одного универсального, который соответствует всем требованиям измерителей отношения различного назначения. Ряд схем: замкнутого типа, на ЭЛТ со специальным экраном [9], на специальных электровакуумных приборах [10], использующие законы электромагнитной индукции [11—13], логарифмические с магнитными усилителями и другие [14—28] — представляют сегодня больше познавательный интерес, чем технический. Сложность, большие габариты и низкие параметры делают их неперспективными для современного уровня техники.

С другой стороны, бурное развитие интегральной техники, создание новых полупроводниковых приборов может изменить взгляды на некоторые способы построения делительных схем. Так, время-импульсные делительные схемы с широко-импульсной модуля-

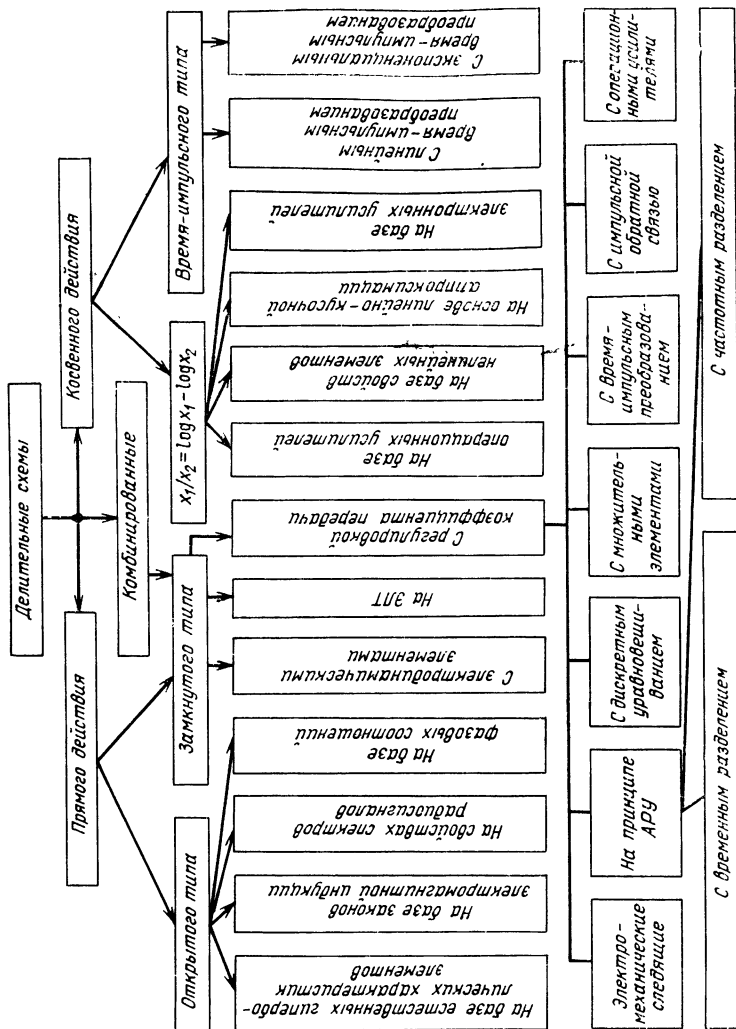


Рис. 2.7. Классификация делительных схем.

цией или с импульсной обратной связью содержали до 20...25 электровакуумных приборов, были крайне громоздкими и сложными [9]. Появление транзисторов, особенно полевых, и быстродействующих ключевых схем позволило создать ряд время-импульсных делительных схем с высокими параметрами (малая погрешность, широкий динамический диапазон и пр.) и малыми габаритами. Это относится и к ряду других делительных схем.

2.5. ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

По принципу действия делительные схемы разделяются на три большие группы: прямого и косвенного действия, а также комбинированные. Делительными схемами прямого действия будем называть устройства, выполняющие операцию деления двух напряжений без промежуточных математических операций. Делительные схемы косвенного действия выполняют опера-

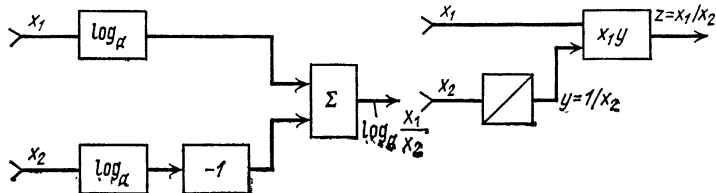


Рис. 2.8. Логарифмические делительные схемы.

Рис. 2.9. Делительная схема с обратным функциональным преобразованием.

цию деления двух электрических величин при помощи моделирования промежуточных математических операций. Характерным примером устройств такого типа являются делительные схемы, использующие соотношение

$$\log_a (x_1/x_2) = \log_a x_1 - \log_a x_2. \quad (2.34)$$

Логарифмирование независимых переменных x_1 и x_2 и последующее вычитание обеспечивают выполнение операции деления в логарифмическом масштабе.

Логарифмические делительные схемы (рис. 2.8) различаются в основном видом логарифмического преобразования, от которого в значительной степени зависят точность, динамический диапазон и сложность логарифмических

ДС. Для реализации такого преобразования можно использовать электронные логарифмические усилители [29, 30], цепи, работа которых обоснована на линейно-кусочной аппроксимации [31], магнитные усилители, операционные усилители с не-

линейной экспоненциальной обратной связью [32]. В основном логарифмические схемы, за исключением описанных в [33, 34], предназначены для определения частного от деления двух постоянных напряжений.

К делительным схемам косвенного действия относятся также схемы, аналогичные показанной на рис. 2.9. Принцип действия их заключается в функциональном преобразовании сигнала канала делителя в обратную величину с последующим перемножением с сигналом канала делимого. Примером могут служить время-импульсные преобразователи, упрощенная схема которых показана на рис. 2.10. Одним напряжением x_1 управляется наклон пилообразного напряжения генератора ГПН, другим x_2 — частота на выходе преобразователя напряжение — частота. Период импульсов, управляющих частотой повторения ГПН, обратно пропорционален величине x_2 . Следовательно, напряжение, снимаемое с амплитудного детектора, будет равно

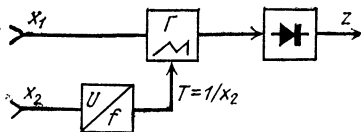


Рис. 2.10. Время-импульсный логометрический преобразователь.

$$z = Cx_1/x_2. \quad (2.35)$$

Параметры схем этого типа определяются в основном параметрами функциональных преобразователей сигнала канала делителя в обратную ему величину.

Делительные схемы прямого действия подразделяются на схемы открытого (параметрические) и замкнутого типов. В первых обратные связи отсутствуют и деление сигналов происходит за счет либо функционального преобразования нелинейным элементом, либо физических явлений, позволяющих получить такое преобразование. Поэтому такие устройства характеризуются погрешностью порядка нескольких процентов и узким динамическим диапазоном. Указанные параметры определяются границами существования логометрического преобразования. Некоторые схемы этого типа, предназначенные для деления двух сигналов высокой частоты, например, схемы с фазовыми преобразователями [5, 35] или основанные на трансформации спектров, имеют достаточно широкий динамический диапазон, достигающий 40 дБ и более. Отличительным свойством параметрических делительных схем является высокое быстродействие.

Для выполнения операции деления в параметрических устройствах можно использовать различные физические явления: эффект Холла [17], закон электромагнитной индукции [11], а также естественные гиперболические характеристики некоторых полупроводниковых элементов [36]. Схемы открытого типа в зависимости от их вида могут применяться для деления постоянных, переменных и импульсных напряжений.

Особую группу представляют устройства замкнутого типа. Использование глубоких отрицательных обратных связей в значительной степени повышает параметры делительных схем этого типа, хотя и приводит к большей сложности самих устройств. Широкий динамический диапазон, достигающий 50 дБ и более,

и большая точность (порядка десятых долей процента) обусловили широкое распространение их в измерительной технике. Замкнутые делительные устройства можно выполнить на электродинамических элементах, на электронно-лучевых трубках (ЭЛТ) [9], а также на схемах с автоматически изменяемым коэффициентом передачи.

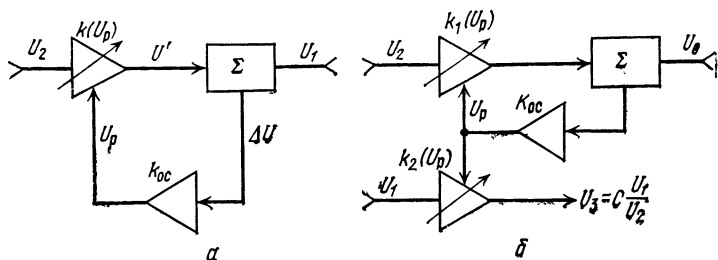


Рис. 2.11. Замкнутые делительные схемы с одним (а) и двумя (б) управляемыми элементами.

Наибольший интерес представляют делительные схемы с коэффициентом передачи, автоматически изменяемым в цепи замкнутой обратной связи. Они обладают характерным широким динамическим диапазоном независимых переменных x_1 и x_2 , высокой точностью деления, стабильностью при отсутствии элементов с критическими параметрами.

Принцип действия этих схем заключается в том, что коэффициент передачи прямой цепи при помощи замкнутой схемы АРУ устанавливается обратно пропорциональным одной из входных величин. Поскольку подан и другой сигнал, то выходная величина, равная произведению коэффициента передачи на этот сигнал, пропорциональна отношению входных сигналов. Две основные разновидности схем этого типа приведены на рис. 2.11.

В общем случае управляемый коэффициент передачи любой цепи равен

$$k(U_p) = k_0 - S(U_p)U_p, \quad (2.36)$$

где $S(U_p) = dk(U_p)/dU_p$ — крутизна управления коэффициентом передачи, k_0 — начальный коэффициент передачи.

В частном случае, при

$$k_0 = 0, S(U_p) = S_0 = \text{const}, \quad (2.37)$$

цепь с управляемым коэффициентом передачи представляет собой идеальную множительную схему. Так как для рис. 2.11,а

$$U' = k(U_p)U_2, \quad (2.38)$$

поскольку $\Delta U = U' - U_1$ при большом коэффициенте усиления усилителя обратной связи приближается к нулю, то

$$k(U_p) = U_1/U_2. \quad (2.39)$$

Этот принцип используется в цифровых измерителях отношения с дискретным уравниванием. В качестве элемента с управляемым коэффициентом передачи используется автоматически переключаемый делитель, а частное представляется кодом.

Использование в качестве управляемого элемента идеальной множительной схемы позволяет получить частное в аналоговой форме. Так, для схемы рис. 2.11,а, если $U' = k(U_p)U_2 = S_0U_pU_2$ и $\Delta U = U' - U_1 \rightarrow 0$, то

$$U_p = (1/S_0)(U_1/U_2). \quad (2.40)$$

Такое представление частного не получило широкого распространения, так как при этом требуется высокая точность и широкий динамический диапазон множительной схемы, которая сама по себе является довольно сложным устройством. В то же время процесс деления можно осуществить более просто, без

предъявления особых требований к управляемым элементам схемы на рис. 2.11,б. Для ее можно написать:

$$U' = k_1(U_p) U_2 \text{ и } \Delta U = U' - U_0 \rightarrow 0.$$

Тогда

$$U_p = k_{oc}[k_1(U_p) U_2 - U_0], \quad (2.41)$$

где k_{oc} — коэффициент усиления усилителя обратной связи; $k_1(U_p)$ — коэффициент передачи первого управляемого элемента.

Подставив значение $k_1(U_p)$ из (2.36) в (2.41) и решив уравнение относительно U_p , имеем

$$U_p = \frac{k_{oc}(k_{01}U_2 - U_0)}{1 + k_{oc}S_1(U_p)U_2}. \quad (2.42)$$

Поскольку одно и то же управляющее напряжение U_p подано на оба элемента с переменным коэффициентом передачи $k_1(U_p)$ и $k_2(U_p)$, то выходное напряжение равно

$$U_3 = U_1[k_{02} - S_2(U_p)U_p]. \quad (2.43)$$

Подставив значение U_p из (2.42), имеем

$$U_3 = \frac{U_1}{1 + k_{oc}S_1(U_p)U_2} \{k_{02} - k_{oc}S_2(U_p)U_0 + \\ + k_{oc}U_2[S_1(U_p)k_{02} - S_2(U_p)k_{01}]\}. \quad (2.44)$$

Для того чтобы схема рис. 2.11,б выполняла операцию деления, необходимо соблюдение следующих условий:

$$k_{oc}S_1(U_p)U_2 \gg 1, \quad k_{oc}S_2(U_p)U_0 \gg k_{02},$$

$$S_1(U_p)k_{02} = S_2U_pk_{01}. \quad (2.45)$$

Первые два из них обеспечиваются увеличением коэффициента усиления усилителя обратной связи и величины опорного напряжения. Весьма существенным является последнее условие (2.45), из которого следует, что характеристики управляемых элементов

должны быть идентичными. В схемах с механически управляемыми потенциометрами это условие обеспечивается с помощью прецизионных переключаемых магазинов сопротивлений [9, 37, 38]. В общем случае трудности идентификации характеристик регулирования коэффициента передачи привели к многочисленным пробам различных управляемых элементов, однако это в принципе не решило вопроса.

В связи с этим был создан ряд схем, в которых вместо двух управляемых элементов используется лишь один. Эти схемы работают по принципу автоматического регулирования одной входной величины. Разделение сигналов после управляемого элемента осуществляется во временной или частотной области.

В схемах с временным разделением напряжения каналов делителя и делимого попеременно с помощью коммутатора подаются на вход управляемого элемента, а второй коммутатор, работающий синхронно со входным, разделяет эти сигналы на сигнал делителя и сигнал, по времени соответствующий делимому, и подает первый в цепь АРУ, а второй — в цепь индикации.

Схемы с временным разделением каналов без труда обеспечивают динамический диапазон до 40 дБ, обладают широкой полосой пропускания (до нескольких мегагерц), при соответствующей наладке имеют небольшую погрешность (порядка 1%). Этим схемам присущ общий недостаток: низкое быстродействие. При использовании электромеханических ключей с частотой коммутации 50...400 Гц время установления лежит в пределах 3...10 с, причем чем выше точность схемы, тем больше время установления. Применение транзисторных ключей в них затруднено из-за требования высокой развязки между каналами.

Для повышения быстродействия и надежности работы делительной схемы в высокочувствительных из-

мерителях отношения для автоматизации СВЧ измерений был предложен способ построения делительной схемы [39] с частотным разделением, в которой также используется один управляемый элемент. На него подается сумма входных сигналов (один из них преобразован по частоте), которые на его выходе разделяются полосовыми фильтрами.

3. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ ОТКРЫТОГО ТИПА

3.1. ФАЗОВЫЕ ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Если на входы (вертикальный и горизонтальный) осциллоскопа подать разные по величине синфазные синусоидальные напряжения, на экране будет прочерчиваться прямая линия. Наклон этой прямой пропорционален отношению выходных напряжений. Этот принцип лежит в основе фазового способа деления двух синфазных сигналов. Для выполнения операции деления необходимо фазу одного из сигналов повернуть на угол 90° относительно другого, линейно просуммировать сигналы, и фазовый угол между суммарным сигналом и одним из входных сигналов преобразовать в напряжение либо длительность импульса. Отношение сигналов равно тангенсу угла между суммарным и опорным сигналами.

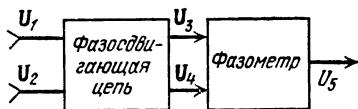


Рис. 3.1. Фазовая делительная схема.

Делительная схема (рис. 3.1), использованная в измерителях отношения для автоматизации СВЧ изме-

рений [5], реализует именно такую процедуру вычисления частного. Входные синфазные напряжения $U_1 \cos \omega t$ и $U_2 \cos \omega t$ поступают на фазосдвигающую цепь, которая поворачивает фазу сигнала U_2 на 90° и производит векторное сложение U_2 с U_1 .

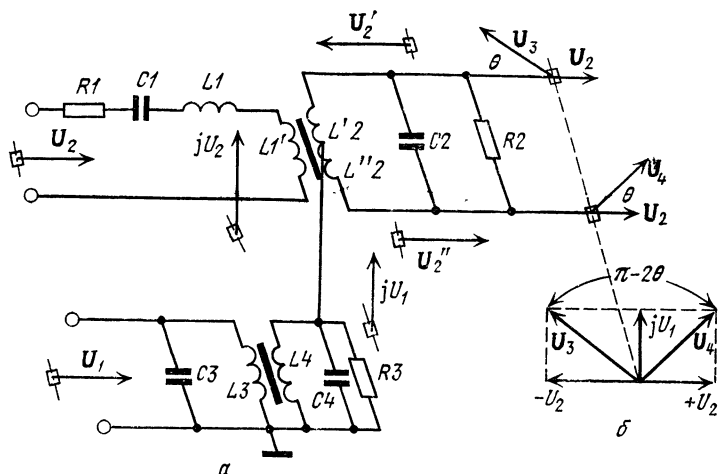


Рис. 3.2. Фазосдвигающая цепь (а) и ее фазовая диаграмма (б).

В [5] применена балансная фазосдвигающая схема, построенная на базе резонансных фильтров. В этой схеме (рис. 3.2) сигнал U_2 расщепляется на две равные части, фаза одной поворачивается на $+90^\circ$, другой — на -90° . Сигналы U_3 и U_4 представляют линейные векторные суммы:

$$U_3 = U_1 + U'_2, \quad U_4 = U_1 + U''_2. \quad (3.1)$$

Амплитуды их одинаковы, причем $U'_2 = U''_2 = U_2$, что обеспечивается повышающими обмотками $L'2$ и $L''2$.

Фазосдвигающая цепь состоит из трех связанных контурных систем. Сигнал U_2 (фаза указана на

рис. 3.2,а) поступает на последовательный резонансный контур $R1C1L1L'1$, который через обмотку индуктивности $L'1$ связан с выходным контуром $L'2L''2C2R2$. Фаза сигнала U_2 (относительно земли) на последовательном контуре поворачивается на -90° , а на выходном контуре еще на $\pm 90^\circ$ относительно средней точки.

Сигнал U_1 поступает на связанные контуры $L3C3$ и $L4C4R3$, где фаза поворачивается на -90° и подается на среднюю точку выходного контура. В выходном контуре происходит линейное суммирование сигналов, в результате чего появляются два сигнала U_3 и U_4 (рис. 3.2,б). Угол между U_3 и U_4 равен $\varphi = \pi - 2\theta$. Из фазовой диаграммы следует, что

$$U_1/U_2 = \operatorname{tg} \theta. \quad (3.2)$$

Таким образом осуществляется уравновешенное преобразование отношения в пропорциональный фазовый угол θ , который в зависимости от отношения входных сигналов изменяется от нуля до 45° (напряжения равны).

Фазометр в схеме рис. 3.1 преобразует фазовый угол между U_3 и U_4 в напряжение или временной интервал. Так как сигналы U_3 и U_4 в зависимости от U_1 и U_2 изменяются в широких пределах, фазометр должен обладать большим динамическим диапазоном и хорошей разрешающей способностью для обеспечения точности.

В устройстве, рассмотренном в [5], фазометр выполнен по схеме, приведенной на рис. 3.3. Напряжения U_3 и U_4 поданы на идентичные каналы усиления с автоматической регулировкой усиления ($APУ1$ и $APУ2$). Каждый из них состоит из усилителя с управляемым коэффициентом усиления $PУ$, усилителя $У$ и детектора $Д$, выходное напряжение которого управляет смещением управляемого кода. Благодаря действию $APУ$ сигналы U'_3 и U'_4 при больших изменениях U_3 и U_4 меняются в небольших пределах. Более

жесткую стабилизацию можно получить введением задержки в схемы АРУ. При идентичных амплитудных характеристиках каналов некоторое изменение величины сигналов не вызывает дополнительных погрешностей преобразования фазы. Сигналы U'_3 и U'_4 (см. рис. 3.3) поступают на регенеративные схемы сравнения

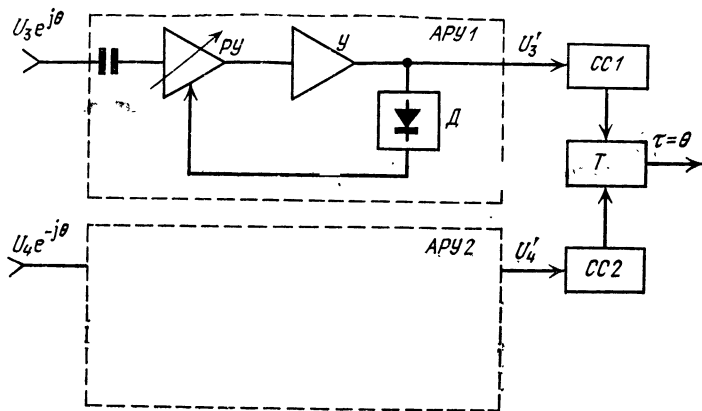


Рис. 3.3. Фазометр.

ния СС, откуда на фиксированном уровне выдаются короткие положительные импульсы управления триггером T , который преобразует разность фаз во временной интервал.

Длительность выходного импульса триггера равна

$$\tau = T_{\Pi} \theta / \pi, \quad (3.3)$$

где $T_{\Pi} = 1/f_{\Pi}$, f_{Π} — частота входных сигналов.

Таким образом, отношение амплитуд U_1 и U_2 из (3.2) равно

$$\frac{U_1}{U_2} = \operatorname{tg} \pi \frac{\tau}{T_{\Pi}}. \quad (3.4)$$

При стабильном входном напряжении триггера U_T среднее значение напряжения на его выходе равно

$$U_{cp} = U_T \tau / T_{п}, \quad (3.5)$$

а

$$\theta = \pi U_{cp} / U_T$$

или

$$\operatorname{arctg}(U_1/U_2) = \pi U_{cp} / U_T. \quad (3.6)$$

Такой же эффект можно получить и с небалансной фазосдвигающей цепью, однако в этом случае на ее выходе получаются сигналы различной величины, что повышает требования к фазометрической части. Балансная фазосдвигающая цепь (рис. 3.2) является резонансной системой и может работать только на одной частоте. Для увеличения быстродействия схемы можно расширить полосу пропускания до $\pm 4\%$, введя шунтирующие резисторы R_1 , R_2 и R_3 . В то же время благодаря резонансным свойствам цепи можно измерять отношение синфазных периодических сигналов произвольной формы, так как на ее выходе всегда выделяется первая гармоника сигналов.

Погрешность деления схемы зависит от нескольких источников ошибок. Такими источниками в фазосдвигающей цепи являются: разбаланс вторичного контура, неортогональность сигналов, неидентичность резонансных характеристик по входам U_1 и U_2 . Различают погрешности преобразования фазы из-за влияния изменения входных сигналов, различия и нестабильности уровней сравнения, задержки в цепях управления триггера.

Разбаланс вторичного контура из-за неодинаковых коэффициентов трансформации относительно средней точки приводит к изменению длин векторов U_3 и U_4 . Это вызывает пропорциональный разбаланс фаз ($1\% \sim 0,5^\circ$).

Неортогональность сигналов появляется при расстройке контуров. Тот же эффект наблюдается при на-

сыщении ферритовых сердечников катушек. Неортогональность сигналов также вызывает разбаланс фаз. В этом случае

$$\operatorname{tg} \theta = r \cos \gamma, \quad (3.7)$$

где γ — отклонение угла между сигналами от $\pi/2$, r — отношение амплитуд.

Погрешность отношения приближенно равна

$$\delta r \approx \gamma^2/2 \quad (3.8)$$

и является наиболее значимой для фазосдвигающей цепи.

Неидентичность резонансных характеристик при точном совпадении частот настройки контуров и частот сигналов не влияет на результат деления. Однако даже при небольшой расстройке она может быть источником значительных погрешностей. Это объясняется следующим образом: если резонансные характеристики имеют различную крутизну, то при одинаковой расстройке изменения сигналов U_1 и U_2 будут различными.

В узком интервале изменения частоты относительное изменение коэффициента передачи приближенно выражается

$$\Delta k \approx -a(2/\delta_{\text{эКВ}})(\Delta\omega/\omega_p), \quad (3.9)$$

где a — коэффициент пропорциональности, $\delta_{\text{эКВ}}$ — затухание контура, ω_p — резонансная частота, $\Delta\omega$ — расстройка.

Сигналы, прошедшие через две контурные системы с различными затуханиями, будут разными. Таким образом, $U_{1\text{к}} = (k_1 + \Delta k_1) U_1$, а $U_{2\text{к}} = (k_2 + \Delta k_2) U_2$, и отношение этих сигналов равно

$$\frac{U_{1\text{к}}}{U_{2\text{к}}} = \frac{(k_1 + \Delta k_1) U_1}{(k_2 + \Delta k_2) U_2} = \frac{U_1 k_1 (1 + \delta k_1)}{U_2 k_2 (1 + \delta k_2)}. \quad (3.10)$$

Для небольших значений δk , учитывая возможность начальной калибровки для выравнивания коэф-

коэффициентов передачи, можно записать

$$\frac{U_{1к}}{U_{2к}} = \frac{U_1}{U_2} (1 + \delta k_1) (1 + \delta k_2) \quad (3.11)$$

или, обозначив,

$$r_k = U_{1к}/U_{2к}, \quad r = U_1/U_2 \quad (3.12)$$

с учетом (3.9), имеем

$$r_k \approx r \left[1 - \frac{a \cdot 2\Delta\omega}{\omega_p} \left(\frac{1}{\delta_{экв1}} - \frac{1}{\delta_{экв2}} \right) \right]. \quad (3.13)$$

Относительная погрешность отношения равна

$$\delta r_k = \frac{r_k - r}{r} = - \frac{2\Delta\omega}{\omega_p} \left(\frac{1}{\delta_{экв1}} - \frac{1}{\delta_{экв2}} \right) a. \quad (3.14)$$

Чем больше различаются добротности резонансных фильтров, тем выше погрешность.

Влияние изменения входных сигналов на точность работы фазометра проявляется двояко: как изменение момента сравнения и как поворот фазы при работе АРУ. Отсюда появляются две составляющие погрешности. Первая из них возникает из-за того, что схема сравнения работает не точно при нулевом уровне. Тогда, как следует из рис. 3.4, начальная фаза сдвигается на $\Delta\theta$, который при $\Delta U \ll U$ приблизительно равен $\Delta\theta \approx \Delta U/U$, а переменная часть, если сравниваемый сигнал изменяется n раз, равна

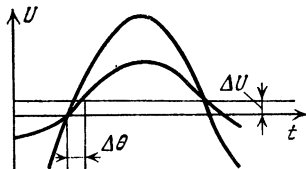


Рис. 3.4. Изменение входных сигналов при изменении момента сравнения.

$$\Delta\theta_c = \frac{\Delta U}{U_0} \left(1 - \frac{1}{n} \right), \quad (3.15)$$

где U_0 — минимальный сравниваемый сигнал, n — изменение сравниваемого сигнала в размах.

Так как схемы сравнения не являются идентичными, их пороговые уровни сравнения ΔU различаются. При этом появляется вторая составляющая погрешности, равная

$$\Delta\theta_p \approx (\Delta U_1 - \Delta U_2) / U. \quad (3.16)$$

Аналогично определяется и влияние нестабильности уровней сравнения.

В связи с тем, что выходные импульсы схем сравнения имеют конечную длину фронта, происходит некоторая задержка запуска и запирающего триггера. Если уровень запуска триггера равен $E_з$, а уровень запирающего $E_{зп}$, то при одинаковой длительности фронтов импульсов сравнения τ_c временная ошибка преобразования будет равна

$$\Delta\tau_з \approx \tau_c \left(\frac{E_з}{U_{c1}} - \frac{E_{зп}}{U_{c2}} \right), \quad (3.17)$$

где U_{c1} и U_{c2} — амплитуды импульсов схем сравнения.

При одинаковых уровнях запуска и запирающего триггера, а также при равных амплитудах выходных импульсов схем сравнения временная ошибка равна нулю.

Временная ошибка связана с фазой следующим соотношением:

$$\Delta\theta_з = \Delta\tau_з \pi / T_{п}. \quad (3.18)$$

Связь погрешностей определения фазы и отношения ясно видна после дифференцирования выражения (3.2):

$$dr = (1/\cos^2 \theta) d\theta. \quad (3.19)$$

Переходя к конечным приращениям, после тригонометрических преобразований получаем

$$\Delta r = (1 + \operatorname{tg}^2 \theta) \Delta \theta, \quad (3.20)$$

откуда с учетом (3.2)

$$\Delta r = (1 + r^2) \Delta \theta. \quad (3.21)$$

Относительная погрешность определения отношения равна

$$\delta r = \frac{\Delta r}{r} = \frac{1+r^2}{r} \Delta \theta, \quad (3.22)$$

откуда следует, что влияние фазовой погрешности будет тем больше, чем меньше отношение входных сигналов. Это ограничивает непрерывный диапазон отношений.

Достоинством фазового способа деления сигналов при индикации измеряемых отношений по выходному напряжению является повышенная помехоустойчивость. Если один из сигналов имеет настолько значительную шумовую составляющую, что приводит к изменению длительности входных импульсов триггера, интегрирование выходного сигнала позволяет резко снизить влияние шума.

Экспериментальные исследования показали, что реализация фазового способа деления двух сигналов связана со значительными трудностями. В первую очередь к ним относится критичная настройка фазосдвигающей цепи. Кроме того, фазометрическая схема должна обладать труднодостижимым динамическим диапазоном 50 дБ. Фазометры с ограничителями не обеспечивают требуемой точности преобразования фазы, а схемы с АРУ критичны к параметрам элементов. В ламповой схеме АРУ требуется обеспечить идентичность динамических емкостей управляемых ламп, что приводит к их тщательному отбору непосредственно в схеме. В транзисторном варианте АРУ необходима идентичность постоянных времени коллекторных цепей управляемых каскадов.

Все сказанное, а также достижимое быстродействие схем сравнения ограничивает рабочую частоту фазовых схем только низкими частотами, не превышающими 10 . . . 15 кГц. Это, в свою очередь, ограничивает быстродействие схемы деления. Кроме указан-

ных моментов, в тех случаях, когда необходимо получить частное в виде пропорционального напряжения, недостатком является нелинейная зависимость отношения.

Известные попытки усовершенствовать фазовый метод деления двух напряжений, в том числе и упростить схему [40], не привели к ощутимым результатам.

3.2. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВОЙСТВ СПЕКТРОВ ДЛЯ ДЕЛЕНИЯ ДВУХ НАПРЯЖЕНИЙ

Оригинальный способ получения частного от деления двух сигналов моноимпульсных радиолокационных систем, основанный на преобразовании спектров, описан в [41]. Отличительным свойством этого способа является высокое потенциальное быстродействие.

Устройство (рис. 3.5,а) реализующее этот способ, предназначено для выполнения операции деления двух амплитуд таких сигналов с различными частотами, спектры которых не перекрываются. Входные напряжения $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с частотами ω_1 и ω_2 после линейного суммирования подаются на симметричный ограничитель, который на выходе поддерживает строго постоянную амплитуду суммарного сигнала. В том случае, если $S_1 < S_2$, сигнал с частотой ω_1 пропорционален отношению амплитуд входных напряжений. Так как ограничитель можно считать безынерционным устройством, быстродействие схемы определяется лишь полосой пропускания выходного полосового фильтра. Погрешность деления не превышает $\pm 2\%$.

В грубом приближении принцип действия этой схемы можно пояснить следующим образом. Если $S_2 > S_1$, а $\omega_2 < \omega_1$, то при жестком ограничении из нее формируется трапецидальный сигнал частоты ω_2 , длительность фронтов которого является линейной функцией амплитуды. Поскольку

$$S_2 = U_{m2} \sin \omega_2 t \quad (3.23)$$

и после ограничения равен

$$4U_{\Pi}/\pi = U_{m2} \sin \omega_2 \tau_{\Phi}, \quad (3.24)$$

где U_{Π} — уровень ограничения, τ_{Φ} — длительность фронта ограниченного сигнала, то для $\omega_2 \tau_{\Phi} \ll 1$ из (3.24) следует

$$\tau_{\Phi} \approx 2U_{\Pi}/\pi^2 f_2 U_{m2}, \quad (3.25)$$

где

$$f_2 = \omega_2/2\pi.$$

Это означает, что длительность фронтов ограниченного сигнала несет информацию об обратной вели-

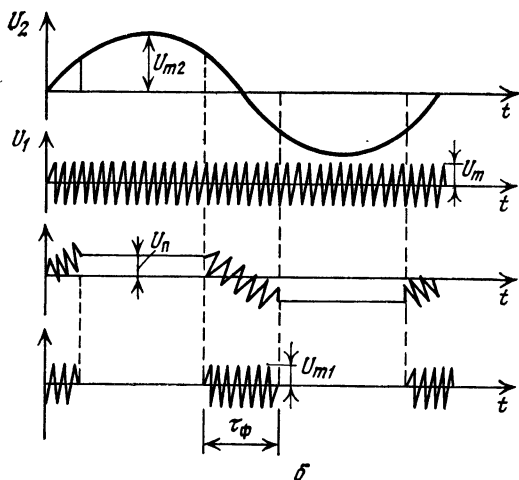
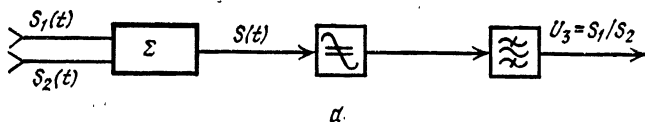


Рис. 3.5. Делительная схема, использующая свойства спектров (а) и временные диаграммы ее (б).

чине U_{m2} . С другой стороны, так как на ограничитель подана линейная сумма сигналов S_1 и S_2 , сигнал S_1 с частотой ω_1 может появиться на выходе только во время фронта ограниченного сигнала. Величина выходного напряжения линейно зависит от амплитуды U_{m1} (рис. 3.5,б).

Для определения ограничений этого способа деления рассмотрим принцип работы более подробно. Обозначим входные сигналы $S_1(t)$ и $S_2(t)$ с переменными амплитудами $A_1(t)$ и $A_2(t)$:

$$\begin{aligned} S_1(t) &= A_1(t) \cos [\omega_1 t + \varphi_1(t)], \\ S_2(t) &= A_2(t) \cos [\omega_2 t + \varphi_2(t)], \end{aligned} \quad (3.26)$$

где $\varphi_1(t)$ и $\varphi_2(t)$ — фазы сигналов.

После линейного сумматора

$$\begin{aligned} S(t) &= S_1(t) + S_2(t) = \\ &= A_1(t) \cos [\omega_1 t + \varphi_1(t)] + A_2(t) \cos [\omega_2 t + \varphi_2(t)]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Для упрощения записи в дальнейшем опустим аргумент t . После преобразований выражение сигнала на выходе сумматора принимает вид:

$$\begin{aligned} S(t) &= \{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1A_2 \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1]\}^{-\frac{1}{2}} \times \\ &\times \cos \left\{ \omega_1 t + \arctg \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2]}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2]} \right\}. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Известно, что если на идеальный ограничитель подать сигнал

$$S(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (3.29)$$

на его выходе сигнал принимает вид

$$L(t) = (4a/\pi) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)], \quad (3.30)$$

где a — уровень ограничения.

С учетом (3.28), (3.29) и (3.30) получим

$$L(t) = \frac{4a}{\pi} \cos \left\{ \omega_1 t + \arctg \frac{A_1 \sin \varphi_1 + A_2 \sin [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2]}{A_1 \cos \varphi_1 + A_2 \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2]} \right\}. \quad (3.31)$$

Тригонометрические преобразования приводят к

$$L(t) = \frac{4a}{\pi} \left\{ \frac{A_1 \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + A_2 \cos(\omega_2 t + \varphi_2)}{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1]} \right\}. \quad (3.32)$$

Разделив числитель и знаменатель (3.32) на A_2 , имеем

$$L(t) = (4a/\pi) \left\{ 1 + r^2 + 2r \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1] \right. \\ \left. - \frac{1}{2} [r \cos(\omega_1 t + \varphi_1) + \cos(\omega_2 t + \varphi_2)] \right\}, \quad (3.33)$$

где $r = A_1/A_2$.

Приняв $r < 1$ или $A_1 < A_2$, обозначим

$$P(r) = \left\{ 1 + r^2 + 2r \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1] \right\}^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.34)$$

и далее

$$P(r) = F(r) H(r), \quad (3.35)$$

где

$$F(r) = (1 + r^2)^{-1/2}, \quad (3.36)$$

$$H(r) = \left\{ 1 + \frac{2r \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1]}{1 + r^2} \right\}^{-1/2}. \quad (3.37)$$

Разложим (3.36) и (3.37) в ряды:

$$F(r) = 1 - \frac{1}{2} r^2 + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} r^4 - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} r^6 + \dots, \quad (3.38)$$

$$H(r) = 1 - \frac{1}{2} \frac{2r}{1 + r^2} \cos \Phi + \frac{1 \cdot 3}{2 \cdot 4} \left(\frac{2r}{1 + r^2} \right)^2 \cos^2 \Phi - \\ - \frac{1 \cdot 3 \cdot 5}{2 \cdot 4 \cdot 6} \left(\frac{2r}{1 + r^2} \right)^3 \cos^3 \Phi + \dots, \quad (3.39)$$

где $\Phi = (\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_2 - \varphi_1$.

В свою очередь, разложив в ряд Маклорена выражения $\left(\frac{r}{1 + r^2} \right)^i$, входящие в (3.39), и подставив (3.38) и (3.39) в (3.35), получим

$$P(r) = \left(1 - \frac{1}{2} r^2 + \frac{3}{8} r^4 - \frac{5}{16} r^6 + \dots \right) -$$

$$\begin{aligned}
& - \left(r - \frac{3}{2} r^3 + \frac{15}{8} r^5 - \frac{35}{16} r^7 + \dots \right) \cos \Phi + \\
& + \left(\frac{3}{2} r^2 - \frac{15}{4} r^4 + \frac{105}{16} r^6 - \frac{315}{32} r^8 + \dots \right) \cos^2 \Phi - \\
& - \left(\frac{15}{6} r^3 - \frac{105}{12} r^5 + \frac{945}{48} r^7 + \frac{3465}{96} r^9 \right) \cos^3 \Phi. \quad (3.40)
\end{aligned}$$

После преобразований выражение (3.33) с учетом (3.40) принимает вид

$$L(t) = \frac{4a}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} B_k(r) \cos(\Omega_k t + \Phi_k), \quad (3.41)$$

где $k=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$,

$$\Omega_k = \omega_1 + k\Delta\omega, \quad \Phi_k = \varphi_1 - k\Delta\varphi, \quad (3.42)$$

а

$$\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1, \quad \Delta\varphi = \varphi_2 - \varphi_1. \quad (3.43)$$

Амплитуда гармоники ω_1 равна

$$S_1(t) = \frac{4a}{\pi} \left(\frac{1}{2} r + \frac{1}{16} r^3 + \frac{3}{128} r^5 + \frac{25}{2048} r^7 + \dots \right). \quad (3.44)$$

Когда $r = A_1(t)/A_2(t) \ll 1$, то с незначительной погрешностью можно записать

$$S_1(t) \approx S(t) = \frac{2a}{\pi} r = \frac{2a}{\pi} \frac{A_1(t)}{A_2(t)}, \quad (3.45)$$

следовательно, амплитуда сигнала с частотой ω_1 прямо пропорциональна отношению входных амплитуд $A_1(t)$ и $A_2(t)$.

Относительная погрешность деления из-за пренебрежения членами высшего порядка в (3.44) равна

$$\delta r = \frac{1}{8} r^2 + \frac{3}{64} r^4 + \frac{25}{1024} r^6 + \dots \quad (3.46)$$

Как следует из рис. 3.6, уже при отношениях, равных 0,5, отклонение амплитуды гармоники от прямолинейного закона составляет только 3,4%.

Выбрав при помощи входных цепей, стоящих до сумматора, исходное отношение амплитуд, равное 0,1, можно обеспечить линейность деления не хуже 0,1%.

Основными источниками погрешностей деления данным способом являются изменение уровня ограничения и несимметричность ограничения, зависящая от уровня входных сигналов и проявляющаяся как изменение $S_1(t)$. На результат деления также несколько влияют гармоники выше первой и комбинационные частоты, проходящие через полосовой фильтр.

Погрешность отношения из-за изменения уровня ограничения можно оценить из (3.45) $\Delta r = -S(t) \pi \Delta a / 2a^2$, откуда относительная погрешность

$$\delta r = \Delta r / r = -\delta a. \quad (3.47)$$

Указанные обстоятельства предъявляют жесткие требования к ограничителю: уровень его ограничения и отклонение от симметрии должны колебаться в пределах не более одного процента.

Для исключения влияния гармоник и комбинационных частот выходной полосовой фильтр должен обладать большим затуханием за полосой пропускания. Правильный выбор частот (их соотношения) позволяет в некоторой степени избавиться от нежелательных комбинаций. Для этого необходимо, чтобы комбинационные частоты Ω_k были по возможности удалены от частоты ω_1 и располагались симметрично относительно ее.

Поскольку $\Omega_k = \omega_1 + k(\omega_2 - \omega_1)$, $k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ и $\omega_1 = p\omega_2$, при $\omega_2 > \omega_1$

$$\Omega_k = [1 + k(p-1)]\omega_1, \quad (3.48)$$

где p — любое положительное число.

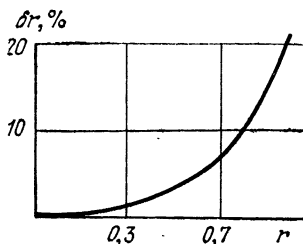


Рис. 3.6. Зависимость погрешности деления от отношения входных сигналов.

Кратного соотношения частот следует избегать, так как в этом случае в канал сигнала начинают попадать гармоники ω_2 .

Если полосу фильтра для ω_1 обозначить $\Delta\omega_1$ и она будет симметрична относительно ω_1 , то частоту ω_2 следует выбирать из условия

$$p\omega_1 > \omega_1 + \Delta\omega/2, \quad (3.49)$$

откуда

$$p > 1 + \Delta\omega/2\omega_1 \text{ и } \omega_2 > \omega_1 + \Delta\omega/2. \quad (3.50)$$

Если $\omega_1 > \omega_2$, то

$$\Omega_k = [1 + k(p^{-1} - 1)]\omega_1. \quad (3.51)$$

Для соблюдения симметрии должно выполняться условие $\omega_1 = (\Omega_k + \Omega_{k+1})/2$, откуда $k = (3p + 1)/(2p - 1)$. При $\omega_2 = \omega_1/5$ ближайшие комбинационные частоты расположены от ω_1 на расстоянии $(2/5)\omega_1$.

Относительная погрешность определения выходного напряжения из-за наличия мешающих частот Ω_k равна

$$\begin{aligned} \delta k &= \left[k(\omega_1) \frac{4a}{\pi} \sum_{k=-\infty}^{\infty} B_k(r) - S_1(t) \right] / S_1(t) = \\ &= k(\omega_1) \left[\sum_{k=1}^{\infty} B_k(r) + \sum_{k=-1}^{-\infty} B_k(r) \right], \end{aligned} \quad (3.52)$$

где $k(\omega_1)$ — коэффициент передачи полосового фильтра.

Выражение (3.52) соответствует случаю, когда все частотные составляющие синфазны. В действительности ошибку в отношении вносит сумма синусоидальных сигналов с амплитудами $B_k(r)$ и случайными фа-

зами. Такие составляющие, как известно [3, 75], подчинены арксинусному закону распределения

$$W(y) = 1/\pi \sqrt{a^2 - y^2}. \quad (3.53)$$

Так как число мешающих составляющих $B_k(r)$ велико, то суммарный закон помех с некоторым приближением можно принять нормальным. В этом случае предельная погрешность описывается выражением

$$\delta k_x = \alpha_x \sqrt{\Sigma D_k(x)/2}, \quad (3.54)$$

где α_x — нормирующий коэффициент, для нормального закона распределения равный трем, $D_k(x)$ — дисперсия составляющей.

С учетом (3.54)

$$\delta k_x \approx \frac{3}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} B_k^2(r) k_k^2(\omega) + \sum_{k=-1}^{-\infty} B_k^2(r) k_k^2(\omega)}, \quad (3.55)$$

где $k_k(\omega)$ — коэффициент передачи полосового фильтра для k -й составляющей.

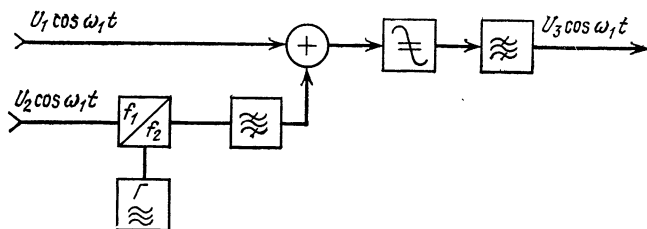


Рис. 3.7. Схема деления амплитуд сигналов одной частоты.

Мешающие сигналы можно подать, используя синхронное детектирование.

Принцип действия делительных схем этого типа требует, чтобы частоты входных сигналов были различными. Если необходимо обеспечить деление сигналов одинаковой частоты, частоту одного из сигналов следует преобразовать по частоте (рис. 3.7).

Коэффициент передачи смесителя нужно выбирать таким образом, чтобы обеспечить выполнение предварительного условия: $U_1/k_c U_2 \leq 0,1 \dots 0,3$, где k_c — коэффициент передачи смесителя.

Фильтр после смесителя должен иметь затухание порядка (50...60 дБ) за полосой пропускания для частот ω_1 и ω_2 , так как в ограничителе могут появиться помехи с этими частотами.

Пропорциональное U_2 напряжение, поступающее на вход ограничителя, должно быть достаточной величины. Динамический диапазон делителя зависит от динамического диапазона ограничителя и в принципе может

быть расширен включением дополнительных ступеней ограничения. Основным элементом, характеризующим погрешность деления сигналов, является жесткий ограничитель.

Для ограничения амплитуды используются ключевые элементы, которые резко изменяют свое внутреннее сопротивление при достижении сигналом порогового уровня. В качестве таких элементов широко используются полупроводниковые

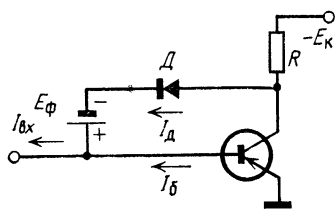


Рис. 3.8. Каскад с нелинейной обратной связью.

диоды. Схемы на диодах просты, но требуют больших входных сигналов. Схемы на транзисторах также обладают ключевыми свойствами с достаточно четкими порогами ограничения, но при двухстороннем ограничении из-за насыщения транзистора наблюдается расширение выходных импульсов (изменяется скважность). В результате нарушаются фазовые соотношения сигналов. Для уменьшения указанного эффекта применяют специальные цепи, ограничивающие ток базы транзистора на определенном уровне. Кроме того, ток базы можно ограничить, включая резистор в цепь базы или в цепь эмиттера, увеличивая напряжение смещения и другими способами. Но все эти меры приводят к удлинению фронтов выходных импульсов из-за уменьшения крутизны нарастания тока коллектора.

Искажение фронтов вызывает также дополнительные погрешности деления. Поэтому следует использовать ограничители с ненасыщенными транзисторами — усилители с нелинейной обратной связью (рис. 3.8). В отсутствие входного сигнала диод D закрыт напряжением отрицательного смещения. Диод открывается, когда потенциал коллектора транзистора достигает E_ϕ . При этом часть тока коллектора, равная току I_ϕ через диод, ответвляется в цепь базы и приводит к уменьшению тока в ней. В дальнейшем почти все приращение тока коллектора передается в цепь базы,

Для предотвращения насыщения транзистора необходимо выполнить условие $I_0 \leq I_K/\beta_n$, где β_n — коэффициент передачи тока базы, I_0 — ток базы, I_K — ток коллектора.

Зная токи базы и коллектора, можно определить величину тока диода I_d , при которой транзистор не переходит в насыщенный режим:

$$I_d \approx I_{вх} - (E_K - E_\Phi) / R_K \beta_n, \quad (3.56)$$

где $I_{вх}$ — входной ток каскада, E_Φ — напряжение смещения диода, R_K — сопротивление нагрузки коллектора.

В схеме с нелинейной обратной связью также наблюдается эффект расширения выходных импульсов. Так как у диодов по-

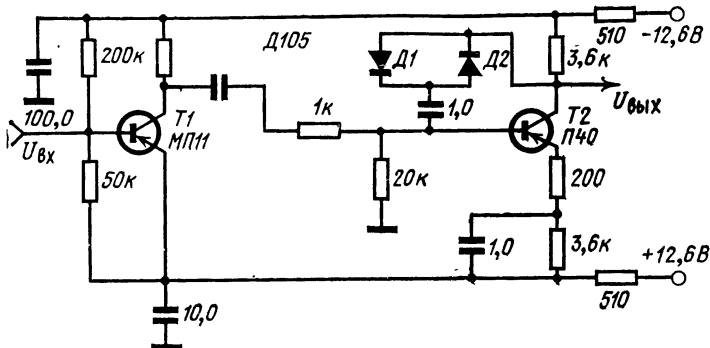


Рис. 3.9. Схема ограничителя.

стоянная времени накопления заряда значительно меньше, чем у транзисторов, поэтому здесь эффект расширения импульсов меньше, чем в схеме насыщенного усилителя-ограничителя.

Для практического применения схема на рис. 3.8 неудобна, так как она требует незаземленного источника смещения. Во избежание этого смещение на диоде чаще всего создают при помощи реостатного делителя либо при помощи второго идентичного диода, включенного параллельно диоду обратной связи в обратном направлении (рис. 3.9).

Кроме нелинейной обратной связи в данной схеме введено также некоторое ограничение тока базы. Каскад состоит из согласующего эмиттерного повторителя $T1$ и ограничителя $T2$ с цепочкой диодов $D1, D2$.

Четыре таких каскада обладают динамическим диапазоном около 50 дБ. Частотный диапазон от 4 до 30 кГц. Жесткое огра-

значение начинается на выходе при входном синусоидальном сигнале около 30 мВ. Выходное напряжение ограничителя равно 0,6 В (эффективное значение).

Ограничитель может работать и на более высоких частотах (до нескольких сот килогерц), но для этого необходимо выбрать

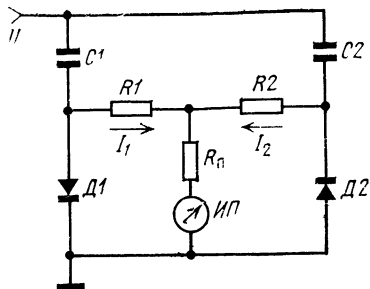


Рис. 3.10. Мостовая схема для проверки симметрии импульсов.

T_{Π} — период импульсов ограничителя, Δt — асимметричность импульсов.

При полной симметрии выходных импульсов ограничителя токи равны и стрелочный измерительный прибор не дает показаний. При асимметрии в одном из плеч моста ток увеличивается и появляется разность токов

$$\Delta I = (U/R) (2\Delta t/T_{\Pi}). \quad (3.57)$$

Относительная асимметрия выходных импульсов ограничителя равна

$$\delta = \frac{2\Delta t}{T_{\Pi}} = \frac{R}{U} \Delta I. \quad (3.58)$$

Диоды $D1$ и $D2$ следует предварительно отобрать по вольт-амперным характеристикам.

Делительные схемы этого типа, рассчитанные на частоты 10 и 100 кГц, обладают следующими характеристиками. При погрешности деления не хуже $\pm 2,5\%$ динамический диапазон составлял 42дБ, а непрерывный диапазон отношений 26дБ. Получить ча-

более высокочастотные транзисторы и уменьшить емкость корректирующих конденсаторов.

Требование симметрии уровней ограничения приводит к необходимости тщательной настройки ограничителя. Для контроля симметрии ограничителя удобно использовать простую мостовую схему, значительно облегчающую настройку (рис. 3.10).

Если $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2$, то для данной схемы можно записать $I_1 = (U/R) (0,5T_{\Pi} - \Delta t)/T_{\Pi}$ и $I_2 = (U/R) (0,5T_{\Pi} + \Delta t)/T_{\Pi}$, где

стное меньше 0,05 невозможно из-за сравнительно низкого качества фильтров, однако для индикации измеряемых величин на ЭЛТ, либо стрелочном приборе, такого диапазона вполне достаточно. С помощью электромеханических либо пьезокерамических фильтров можно существенно расширить диапазон индицируемых отношений. Особо следует отметить быстрдействие. Для схемы, работавшей на частоте 10 кГц, время установления, определяемое выходным полосовым фильтром, составляло 0,7 мс, а для схемы на частоте 100 кГц — всего 50 мкс по обоим каналам. Высокое быстрдействие позволяет использовать схемы этого типа для деления радиоимпульсов (определения текущего отношения амплитуд в течение длительности импульса).

3.3. ДЕЛИТЕЛЬНАЯ СХЕМА, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ГИПЕРБОЛИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СОПРОТИВЛЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ

Разновидностью схем разомкнутого типа являются делительные схемы, построенные на делителях напряжения с гиперболической характеристикой, на выходе которых получается величина $U_3 = CU_1/U_2$ (рис. 3.11). Если в таком делителе $R_{\sim} \equiv 1/U_2$, то $U_3 = R_{\sim} U_1 / (R + R_{\sim})$. При условии, что $R \gg R_{\sim}$ выходное напряжение равно $U_3 \equiv U_1/U_2$.

В качестве нелинейного управляемого сопротивления можно использовать полупроводниковый $p-n$ переход (рис. 3.12) [36], сопротивление которого находится в обратной пропорциональной зависимости от тока, протекающего в прямом направлении. Полупроводниковые диоды имеют узкий участок гиперболической зависимости сопротивления от тока, поэтому использовать их для деления сигналов практически невозможно,

Весьма широкими пределами гиперболической характеристики обладают p - n переходы некоторых типов транзисторов (П13, П14, П40, П42 и др.)

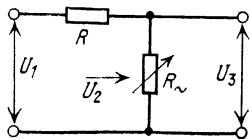


Рис. 3.11. Нелинейный делитель.

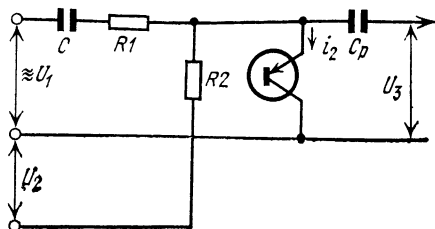


Рис. 3.12. Делительная схема с p - n переходом транзистора.

При условии, что $R_2 \gg R_{\Pi}$ и $Z_C + R_1 \gg R_{\Pi}$, где R_{Π} — сопротивление p - n перехода, Z_C — импеданс емкости C ,

$$U_3 \approx R_{\Pi} U_1 / (Z_C + R_1).$$

В свою очередь $R_{\Pi} = a/i_2$, где

$$i_2 = U_2 / (R_2 + R_{\Pi}).$$

При том же условии $R_2 \gg R_{\Pi}$

$$R_{\Pi} \approx a R_2 / U_2 \quad (3.59)$$

и амплитуда выходного напряжения равна

$$U_3 \approx \frac{a R_2}{Z_C + R_1} \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.60)$$

Большим достоинством схемы на рис. 3.12 является ее простота и высокое быстродействие. Сопротивление R_{Π} порядка 1...2 кОм, поэтому влияние входной емкости перехода незначительно.

Погрешность схемы зависит от принятых приближений, а также от самой характеристики $R_{\Pi}(I)$, которая не идеально соответствует гиперболической и со-

ставляет около 2...3% в интервале токов 0,05...
...0,3 мА.

Схема, приведенная на рис. 3.12, делит переменное напряжение на постоянное. Если требуется разделить два переменных напряжения, то одно из них, U_2 , следует усилить и подвергнуть линейному детектированию, обеспечив требуемые токи через управляемый $p-n$ переход.

Ламповый вариант схемы при динамическом диапазоне 15 дБ имел непрерывный диапазон изменения частоты 26 дБ, погрешность не хуже 4%, а время установления по каналу делителя около 1 мс.

Необходимо отметить, что рассматриваемые схемы подвержены значительному температурному дрейфу, однако температурную погрешность можно скомпенсировать до 0,05%/град, применяя в качестве резистора $R1$ терморезистор.

Описанная схема пригодна также для деления амплитуды импульсного напряжения на постоянное напряжение. При соответствующем выборе элементов ее можно использовать как быстродействующий широкополосный вычислитель частоты переменных напряжений. Для этого в первую очередь необходимо правильно подобрать емкости конденсаторов. При делении двух сигналов одинаковой частоты напряжение постоянного тока, пропорциональное U_2 , необходимо как следует отфильтровать от составляющих основной частоты, в противном случае могут появиться значительные погрешности.

Другой вариант схем такого типа можно реализовать на емкостном делителе, обеспечив линейное изменение емкости, либо частоты от напряжения U_2 , однако этот путь построения делительных схем более сложен и не имеет особых перспектив.

Еще один вариант устройства (рис. 3.13), также использующий эффект изменения динамического сопротивления $p-n$ перехода [42] в зависимости от тока

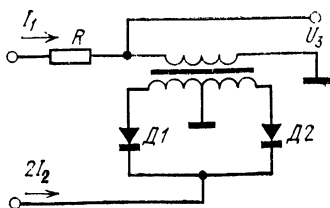


Рис. 3.13. Быстродействующая делительная схема.

через диод, можно применить для деления как токов, так и импульсных напряжений.

Полупроводниковые диоды $D1$ и $D2$ включены во вторичную строго симметричную обмотку трансформатора.

Входной ток $2I_2$ равномерно распределяется между обоими диодами. Импеданс первичной обмотки в случае коэффициента трансформации $1:1$ равен импедансу последовательно соединенных диодов. Поскольку импеданс прямо смещенного диода обратно пропорционален величине тока, выходное напряжение равно

$$U_3 = I_1 \left(\frac{e_0}{I_2 - I_1} + \frac{e_0}{I_2 + I_1} \right) \text{ или } U_3 = \frac{2I_1 e_0}{I_2 - I_1^2/I_2},$$

где e_0 — параметр диода.

При условии, что $I_1 \ll I_2$,

$$U_3 = 2e_0 I_1 / I_2. \quad (3.61)$$

Для такой схемы целесообразно использовать транзистор с двумя эмиттерами. Это обеспечивает большую симметричность и температурную стабильность схемы.

3.4. ДЕЛИТЕЛЬНАЯ СХЕМА, ИСПОЛЬЗУЮЩАЯ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫЕ ВОЛЬТ-АМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДОВ

Делительная схема открытого типа, использующая экспоненциальные характеристики кремневых диодов [34], отличается сравнительной простотой и является дальнейшим усовершенствованием аналогичной схемы, описанной в [6].

Как известно, вольт-амперные характеристики кремниевых диодов при малых токах (менее 100 мкА) хорошо описываются уравнением

$$I = I_0 [\exp (qV/kT) - 1], \quad (3.62)$$

где I — прямой ток через диод, I_0 — обратный ток, T — температура p - n перехода в кельвинах, k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона, V напряжение, приложенное в прямом направлении.

Преобразовав (3.62), имеем

$$\frac{I + I_0}{I_0} = \exp \frac{qV}{kT}. \quad (3.63)$$

В результате логарифмирования (3.63) получаем

$$V = \frac{kT}{q} \ln \frac{I + I_0}{I_0}. \quad (3.64)$$

Если через диод в прямом направлении попеременно пропустить токи I_1 и I_2 , то разность напряжений, соответствующих этим токам на диоде, будет равна

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \left[\ln \left(\frac{I_1 + I_0}{I_0} \right) - \ln \left(\frac{I_2 + I_0}{I_0} \right) \right]$$

или

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{I_1 + I_0}{I_2 + I_0} \right). \quad (3.65)$$

Схема, реализующая эту зависимость, приведена на рис. 3.14. Входные напряжения поступают на коммутатор K , который попеременно подключает источники напряжений U_1 и U_2 к цепочке из резистора R и диода D . Как следует из выражения (3.65), разность напряжений $V_1 - V_2$ будет пропорциональна логарифму отношения U_1 и U_2 только при условии

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{I_1 + I_0}{I_2 + I_0}. \quad (3.66)$$

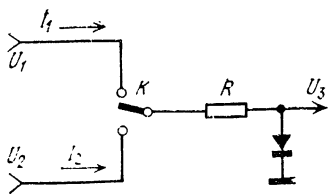


Рис. 3.14. Делительная схема с экспоненциальным диодом.

Сопротивление диода меняется с изменениями тока, в связи с этим на основании закона Ома получаем дополнительное условие: $U/R_{\Sigma} = I$. Ввиду того, что

$$R_{\Sigma} = R + R_d, \quad (3.67)$$

где R_{Σ} — суммарное сопротивление цепи, R_d —

сопротивление диода в прямом направлении, для получения линейной зависимости тока I от приложенного напряжения U требуется, чтобы сопротивление резистора R было значительно больше сопротивления диода в прямом направлении. Величина R обычно выбирается порядка мегома.

Вторым условием является малое значение обратного тока I_0 , пренебрежимое по сравнению с прямым током в рабочей точке.

Дифференцирование (3.62) дает

$$\frac{\partial I}{\partial V} = \frac{q}{kT} I_0 \exp \frac{qV}{kT}. \quad (3.68)$$

В соответствии с (3.64)

$$\frac{\partial I}{\partial V} = \frac{q}{kT} (I + I_0). \quad (3.69)$$

Если подставить значение q/kT , которое при абсолютной температуре 300 К равно 40 В^{-1} , из (3.69) получается выражение для динамического сопротивления диода:

$$r_d = \frac{\partial V}{\partial I} = \frac{1}{40(I + I_0)}. \quad (3.70)$$

Сопротивление диода в рабочей точке равно $R_d = R_0 + r_d$, где R_0 — статическое сопротивление диода,

отсюда $I_1 = U_1 / (R + R_0 + r_d)$. Обозначая $R + R_0 = R_c$ и пренебрегая током I_0 , имеем

$$I_1 = \frac{U_1}{R_c + 1/40I_1}$$

или

$$I_1 = \frac{40U_1 - 1}{40R_c}. \quad (3.71)$$

Аналогично выражается и ток:

$$I_2 = \frac{40U_2 - 1}{40R_c}. \quad (3.72)$$

Подставив значение токов в (3.65), получим

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{40U_1 - 1 + 40R_c I_0}{40U_2 - 1 + 40R_c I_0}, \quad (3.73)$$

откуда следует, что разность выходных напряжений отличается от $\ln(U_1/U_2)$. В то же время, если напряжения U_1 и U_2 не ниже 2,5 В, член $(-1 + 40R_c I_0)$ оказывает незначительное влияние на точность результата деления. Приняв

$$40U_2 \gg 40R_c I_0 - 1 \quad (3.74)$$

и разложив выражение под знаком логарифма в (3.73) в степенной ряд, из первого члена ряда имеем

$$\frac{40U_1 - 1 + 40R_c I_0}{40U_2 - 1 + 40R_c I_0} \approx \frac{U_1}{U_2} + \frac{40R_c I_0 - 1}{40U_2} \left(1 - \frac{U_1}{U_2}\right) \quad (3.75)$$

и погрешность деления не превышает

$$\delta r = \frac{40R_c I_0 - 1}{40U_2} (1 - r). \quad (3.76)$$

Выбрав $U_2 \geq 2,5$ В, $R_c \approx 1$ МОм и обратный ток диода 0,01 мкА, получим $\delta r = 0,6(1 - r) \%$.

Из (3.76) следует, что данная делительная схема имеет ограничение по минимальным значениям напряжений: для обоих напряжений в любом случае должно выполняться условие (3.74). Верхняя граница допустимых значений напряжений ограничивается выражением (3.62), которое действительно до токов 50 ... 70 мкА, тем самым напряжения U_1 и U_2 не могут превышать 50 В. Таким образом, достижимый динамический диапазон составляет 34 ... 36 дБ.

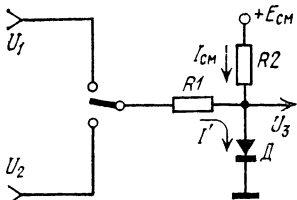


Рис. 3.15. Схема с начальным смещением тока диода.

Можно расширить динамический диапазон и снизить погрешность деления, если обеспечить выполнение равенства $40I_0R_c = 1$. Лучше всего компенсировать единицу при помощи постоянного смещения, поданного на диод, как показано на рис. 3.15. При подключении источника напряжения U_1 через диод проходит ток $I_1 = I_1' + I_{cm}$. При равенстве сопротивлений R_1 и R_2

$$I_1 = \frac{U_1 + E_{cm}}{R_c + 1/40I_0} \quad \text{и} \quad I_2 = \frac{U_2 + E_{cm}}{R_c + 1/40I_0}.$$

Подставив значения I_1 и I_2 в (3.65), получим

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{40(U_1 + E_{cm}) - 1 + 40R_c I_0}{40(U_2 + E_{cm}) - 1 + 40R_c I_0}. \quad (3.77)$$

Выбрав для компенсации единицы $E_{cm} = 25$ мВ, получим

$$V_1 - V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1 + R_c I_0}{U_2 + R_c I_0}$$

и при малых обратных токах I_0

$$V_1 - V_2 \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.78)$$

Наличие сомножителя kT/q , прямо пропорционального температуре перехода диода, показывает, что выходное напряжение подвержено температурному дрейфу (порядка 6,3% на 1 °С). Температурный дрейф можно скомпенсировать подключением терморезисторов во входные цепи либо еще проще, подключением термозависимого делителя к выходу схемы.

Основным недостатком схемы, как показали эксперименты, является в первую очередь необходимость подбора диодов, так как не все кремниевые диоды обеспечивают экспоненциальные характеристики в широком динамическом диапазоне.

Другим серьезным недостатком является ограничение нижних пределов напряжений U_1 и U_2 . Необходимость в резисторе R с большим сопротивлением сводит применение схемы только к делению постоянных напряжений.

Необходимо отметить, что для исправной работы схемы коммутатор K должен обладать малым временем переключения, в противном случае появляются дополнительные погрешности деления. Это объясняется тем обстоятельством, что разность напряжений на диоде, пропорциональная логарифму отношения входных сигналов, получается в виде прямоугольных импульсов. Выбросы, появляющиеся в момент переключения коммутатора, искажают форму, что вносит погрешность в определение отношения.

3.5. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Один из способов деления двух напряжений при помощи время-импульсного преобразования, описанный в [43, 44], основан на управлении временем разряда конденсатора таким образом, чтобы оно было обратно пропорциональным напряжению делителя U_2 (рис. 3.16).

Напряжение U_1 при помощи интегратора преобразуется в линейно возрастающее напряжение

$$V_1 = kt, \quad (3.79)$$

где $k = aU_1$.

Напряжение U_2 подается на преобразователь напряжение — частота. При линейном преобразовании частота прямо пропорциональна входному напряжению:

$$1/T_{\Pi} = bU_2, \quad (3.80)$$

откуда $T_{\Pi} = 1/bU_2$, где T_{Π} — период повторения, b — коэффициент пропорциональности.

Если импульсами преобразователя U/f разряжать конденсатор интегратора, пиковое значение напряжения на его выходе будет равно

$$V_3 = kT_{\Pi} = aU_1/bU_2. \quad (3.81)$$

Продетектировав пилообразное напряжение пиковым детектором, получим напряжение постоянного тока на выходе

$$U_3 = k_{\text{д}} a U_1 / b U_2. \quad (3.82)$$

Несмотря на кажущуюся простоту данного способа, делительные схемы, обеспечивающие высокую точность и широкий динамический диапазон, сравнительно сложны. Это вызывается в первую очередь требованием высокой линейности и стабильности интегратора и преобразователя напряжение — частота.

Быстродействие определяется динамическими свойствами этих узлов.

Униполярный транзистор T в определенном включении может также выполнять операции деления [45]

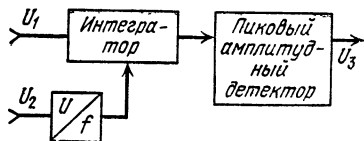


Рис. 3.16. Делительная схема с время-импульсным преобразованием входных сигналов.

(рис. 3.17). Напряжение постоянного тока U_1 подано на эмиттер через интегрирующую цепь RIC . Напряжение делителя U_2 через резистор R_2 поступает на одну базу, а вывод второй базы соединен с нагрузочным резистором R_H . При большом сопротивлении резистора R_1 конденсатор C заряжается постоянным

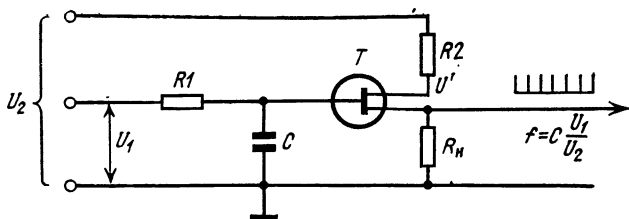


Рис. 3.17. Делительная схема с униполярным транзистором.

током и напряжение на нем возрастает линейно до порогового значения E_{Π} , при достижении которого цепь эмиттер — база отпирается и конденсатор разряжается через резистор R_H . После этого переход запирается и цикл повторяется снова.

Пороговое напряжение определяется внутренним коэффициентом передачи межбазового промежутка a и равно

$$E_{\Pi} = U_2 a, \quad (3.83)$$

где U_2 — напряжение на первой базе.

Время линейного заряда конденсатора C до порогового напряжения равно

$$CE_{\Pi} = U_1 t / R_1, \quad (3.84)$$

с учетом (3.83) $CaU_2 = U_1 t / R_1$ или

$$t = CaU_2 R_1 / U_1. \quad (3.85)$$

Если пренебречь временем разряда, частота повторения импульсов равна

$$f = \frac{1}{t} = \frac{1}{aR_1C} \frac{U_1}{U_2}, \quad (3.86)$$

т. е. пропорциональна отношению входных напряжений.

Несмотря на простоту этой схемы, линейность зависимости (3.86) при изменении частоты в 50 раз не хуже 1%. Динамический диапазон невысок (порядка 10...15 дБ) и ограничивается параметрами транзистора T . К недостаткам схемы можно отнести зависимость частоты от температуры: до 5% на 1°. Эту зависимость можно скомпенсировать термозависимым делителем с отрицательным ТКС на входе U_2 , который, однако, требует индивидуальной подгонки для каждой делительной схемы, что усложняет ее использование.

Интересная разновидность время-импульсных делительных схем, которую можно сравнительно просто реализовать, показана на рис. 3.18,а. Напряжение постоянного тока делителя U_2 поступает на вход модулятора, который управляется генератором меандра, работающим на стабильной частоте F . В качестве модулятора можно использовать электромеханические прерыватели или транзисторные ключевые схемы. Интегратор преобразует выходной сигнал модулятора, имеющий амплитуду, пропорциональную U_2 , и прямоугольную форму, в треугольные симметричные импульсы, амплитуда которых также пропорциональна напряжению делителя. Напряжение на выходе интегратора можно выразить

$$U_{\text{инт}} = U_2 = kT_{\text{п}}, \quad (3.87)$$

где $T_{\text{п}}$ — длительность полупериода модулирующего напряжения, k — крутизна треугольного импульса.

Импульсы треугольной формы и напряжение U_1 подаются на импульсный нуль-орган, в качестве которого можно использовать дифференциальный усилитель с большим усилением или диодную регенератив-

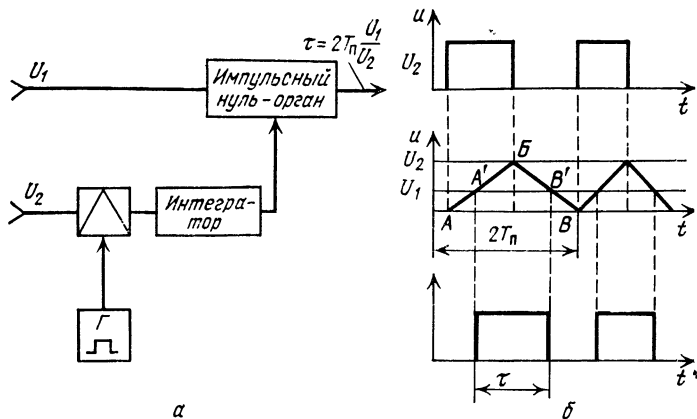


Рис. 3.18. Делительная схема с широтно-импульсным преобразованием (а) и временные диаграммы ее (б).

ную схему [46, 47]. На выходе нуль-органа в момент сравнения напряжений появляется прямоугольный импульс.

Из подобия треугольников ABB и $A'B'B'$ (рис. 3.18,б) можно записать

$$\frac{\tau}{2T_{\Pi}} = \frac{U_1}{U_2} \quad (3.88)$$

и

$$\tau = 2T_{\Pi} U_1 / U_2. \quad (3.89)$$

Если обеспечить стабильность амплитуды выходных импульсов и проинтегрировать выходное напряжение нуль-органа, частное можно получить в виде напряжения постоянного тока.

Параметры схемы: точность, динамический диапазон и др., целиком зависят от параметров входящих цепей. Влияние параметров интегратора проявляется в виде погрешности интегрирования из-за изменения линейности треугольного напряжения и дрейфа выходного сигнала. Влияние нелинейности треугольного напряжения можно оценить как изменение крутизны k .

Из (3.87) погрешность напряжения интегратора равна $\Delta U_{\text{инт}}(t) = \Delta k t$ и выходное напряжение

$$U'_{\text{инт}}(t) = U_{\text{инт}}(t) + \Delta U_{\text{инт}}(t) = (k + \Delta k)t. \quad (3.90)$$

Поскольку в момент срабатывания нуль-органа

$$U'_{\text{инт}}(t) = U_1, \quad k = U_2/T_{\text{п}}, \quad (3.91)$$

то из (3.90) и (3.91)

$$(U_2/T_2 + \Delta k)t = U_1, \quad (3.92)$$

откуда $t = \frac{U_1}{U_2/T_{\text{п}} + \Delta k}$ или, при $\Delta k \ll k$,

$$t = T_{\text{п}} \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{\Delta k T_{\text{п}}}{U_2}\right), \quad (3.93)$$

и относительная погрешность определения длительности

$$\frac{2t - \tau}{\tau} = -\frac{\Delta k T_{\text{п}}}{U_2}. \quad (3.94)$$

С учетом (3.91) $\delta\tau = -\delta k$ погрешность выражается:

$$\delta r_k = -\delta k / 2T_{\text{п}}. \quad (3.95)$$

Дрейф напряжения интегратора ΔU и нестабильность частоты модулятора также влияют на величину k . Взяв полный дифференциал (3.91) и перейдя к конечным приращениям, имеем

$$\Delta k = (\Delta U T_{\text{п}} - \Delta T_{\text{п}} U_2) / T_{\text{п}}^2,$$

откуда

$$\delta k = \frac{\Delta k}{k} = \frac{\Delta U}{U_1} - \frac{\Delta T_{\Pi}}{T_{\Pi}}.$$

Аналогично (3.95) составляющая погрешность деления из-за дрейфа и нестабильности выражается так:

$$\delta r_{\Pi} = (\delta U - \delta T_{\Pi}) / 2T_{\Pi}. \quad (3.96)$$

Погрешность деления существенно зависит от чувствительности нуль-органа. Если зону неопределенности обозначить Δe , то в момент сравнения t получаем $kt' = U_1 + \Delta e$, откуда

$$t' = T_{\Pi} \frac{U_1}{U_2} + \frac{\Delta e T_{\Pi}}{U_2}. \quad (3.97)$$

Погрешность определения времени равна

$$\begin{aligned} \delta \tau = \frac{2t' - \tau}{\tau} = & \left[2 \left(T_{\Pi} \frac{U_1}{U_2} + \frac{\Delta e T_{\Pi}}{U_2} \right) - \right. \\ & \left. - 2T_{\Pi} \frac{U_1}{U_2} \right] / 2T_{\Pi} \frac{U_1}{U_2} = \frac{\Delta e}{U_1}, \end{aligned} \quad (3.98)$$

а погрешность деления

$$\delta r_c = \delta \tau / 2T_{\Pi} = \Delta e / 2T_{\Pi} U_1. \quad (3.99)$$

Как следует из выражений (3.95), (3.96) и (3.99), все составляющие погрешности зависят от величины подаваемых на вход напряжений. Это означает, что факторы, влияющие на погрешность деления, будут ограничивать и динамический диапазон.

Будем рассматривать все погрешности в одном виде: по отношению к U_2 . В этом случае

$$\delta r = \sum_{i=1}^n \delta r_i = 0,5 \frac{k}{U_2} \left(\delta U - \delta T_{\Pi} - \delta k + \frac{\Delta e}{U_1} \right). \quad (3.100)$$

Если предельную допустимую погрешность деления обозначить δ_n , минимальное допустимое значение напряжения $U_{2\text{мин}}$ будет равно

$$U_{2\text{мин}} = 0, k \alpha_{\Sigma} \sigma_{\Sigma} / \delta_n, \quad (3.101)$$

где коэффициент α_{Σ} зависит от закона распределения погрешности δ_n , для нормального закона равен 3, σ_{Σ} — среднеквадратическая сумма составляющих.

Обозначив наибольшую величину U_2 , ограничиваемую динамическим диапазоном интегратора и входных цепей нуль-органа, $U_{2\text{макс}}$, можно записать выражение для динамического диапазона в следующем виде:

$$D_d = \frac{U_{2\text{макс}}}{U_{2\text{мин}}} = \frac{2U_{2\text{макс}}\delta_n}{k\alpha_{\Sigma}\sigma_{\Sigma}}. \quad (3.102)$$

Диапазон измеряемых отношений из-за наличия зоны нечувствительности нуль-органа также зависит от входного напряжения U_1 .

Аналогично, как в (3.101), из (3.93) при нормированной погрешности δr_c

$$U_{1\text{мин}} = \Delta e / \delta r_c \quad (3.103)$$

и максимальный диапазон измеряемых отношений равен

$$D_r = \frac{U_{2\text{макс}}}{U_{1\text{мин}}} = U_{2\text{макс}} \frac{\delta r_c}{\Delta e}. \quad (3.104)$$

При высококачественных и быстродействующих элементах описанное устройство деления имеет достаточное быстродействие и высокие параметры.

К данному типу относится также делительное устройство на рис. 3.19,а [48], принцип действия которого пояснен на рис. 3.19,б. Синусоидальное напряжение $U_2(t) = U_{m2} \sin \omega t$ после двухполупериодного выпрям-

ления подано на схему сравнения, выполненную на транзисторе T и работающую по принципу сложения токов. При $R_1 = R_2$ транзистор открыт смещением E_0

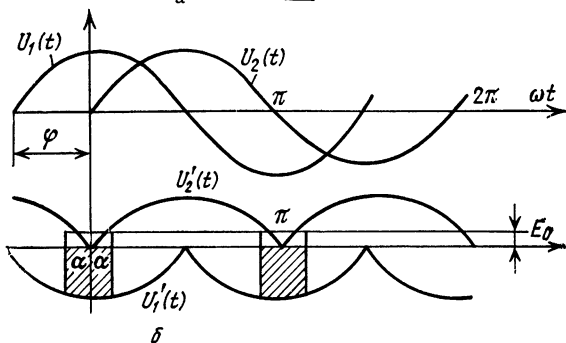
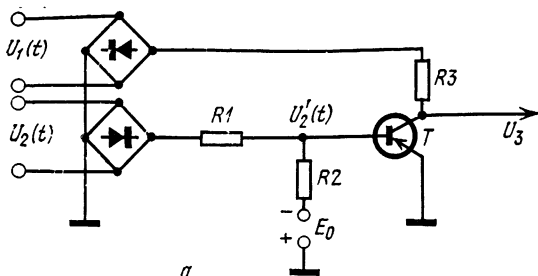


Рис. 3.19. Делительная схема (а) и временные диаграммы ее напряжений (б).

и остается в таком состоянии до тех пор, пока мгновенное значение напряжения $U'_2(t)$ не превысит E_0 . Транзистор открывается в момент равенства напряжений

$$U_{m2} \sin \alpha = E_0, \quad (3.105)$$

где α — фаза сигнала $U_2(t)$, соответствующая моменту равенства.

Напряжение $U_1(t)$ также детектируется двухполупериодным выпрямителем и подается на коллектор

транзистора через резистор $R3$. В этом случае на нагрузке $R3$ создается пульсирующее напряжение (заштрихованная область на рис. 3.19,б), среднее значение этого напряжения за период равно

$$U_s = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} U_{m1} \sin(\omega t + \varphi) d(\omega t) = \frac{2}{\pi} \sin \varphi \frac{U_{m1}}{U_{m2}} E_0, \quad (3.106)$$

где $U_{m1} \sin(\omega t + \varphi) = U_1(t)$ — напряжение, представляющее делимое, φ — фазовый сдвиг между сигналами $U_1(t)$ и $U_2(t)$.

Из (3.106) очевидно, что данная схема производит деление только сигналов с постоянной разностью фаз, причем если напряжения синфазны, выходное напряжение равно нулю. Любой сдвиг фаз будет давать дополнительную погрешность, которая минимальна при $\varphi = \pi/2$. Для исключения влияния разности фаз напряжение $U'_1(t)$ можно проинтегрировать сглаживающим RC -фильтром, включенным между мостиком и резистором $R3$. В этом случае выходное напряжение равно

$$U_s = \frac{1}{\pi} \int_{\pi-\alpha}^{\pi+\alpha} U_{1cp} d(\omega t) = \frac{2}{\pi} U_{1cp} \alpha. \quad (3.107)$$

При малых углах α , т. е. когда напряжение U_{m2} значительно больше, чем E_0 , $\sin \alpha \approx \alpha$ и $\alpha = E_0/U_{m2}$, что дает

$$U_s = \frac{2}{\pi} E_0 \frac{U_{1cp}}{U_{m2}}. \quad (3.108)$$

Если из $U_2(t)$ сформировать импульсное напряжение треугольной формы, то схема, показанная на рис. 3.19,а, превращается в описанную ранее (рис. 3.18,а), только из-за низкой точности схемы сравнения она будет обладать большей погрешностью деления.

3.6. СХЕМА С ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНЫМ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫМ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

Схема для измерения логарифма отношения двух постоянных или импульсных напряжений в цифровой форме (рис. 3.20), использующая экспоненциальные время-импульсные преобразования, описана в [22].

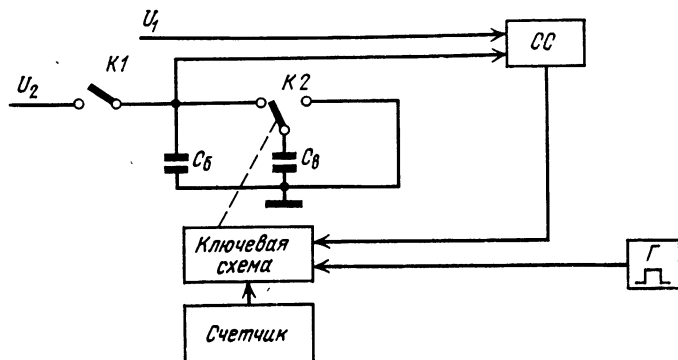


Рис. 3.20. Схема с экспоненциальным время-импульсным преобразованием.

Принцип действия ее заключается в периодическом ступенчатом разряде конденсатора, заряженного большим напряжением U_2 до величины, равной второму напряжению U_1 .

Напряжение постоянного тока U_1 поступает на один вход схемы сравнения $СС$, а U_2 через ключ $K1$ в начале цикла измерения заряжает конденсатор $C_б$.

Одновременно с этим прямоугольные импульсы из генератора тактовых импульсов через ключевую схему (двухполюсный ключ $K2$) начинают периодически заряжать и разряжать вспомогательный конденсатор $C_в$ небольшой емкости. Количество импульсов регистрируется счетчиком. В момент равенства

напряжения на конденсаторе C_6 напряжению U_1 схема сравнения (нуль-орган) выдает фиксируемый счетчиком сигнал, запирающий ключевую схему. В этом случае число подключений N конденсатора $C_в$ пропорционально логарифму отношения напряжений U_1 и U_2 .

Действительно, в момент равенства напряжений

$$U_1 = U_2 \exp\left(\frac{-C_n}{C_6 + C_в} N\right), \quad (3.109)$$

откуда

$$N = -\left(\frac{C_n}{C_6 + C_в}\right) \ln \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.110)$$

Частное в этой схеме представляется числом импульсов. Параметры делительной схемы зависят от сопротивления утечки конденсаторов, прямого и обратного сопротивления ключей $K1$ и $K2$, а также от чувствительности схемы сравнения. Для обеспечения высокой точности деления конденсатор C_6 и ключи $K1$ и $K2$ должны обладать большим сопротивлением утечки. Применение быстродействующих полупроводниковых ключей и уменьшение времени цикла ступенчатого разряда позволяет снизить это требование.

Чувствительность схемы сравнения в основном влияет на динамический диапазон и диапазон измеряемых отношений. Чем шире эти диапазоны, тем большей должна быть чувствительность схемы сравнения, что из-за высокого сопротивления входов представляет известные трудности при ее реализации. Однако для схем с небольшим динамическим диапазоном (10...20 дБ) и таким же диапазоном изменения частного при напряжениях на выходе порядка нескольких вольт вполне достаточной является чувствительность 30...50 мВ. Такую чувствительность довольно просто обеспечивают простейшие диодно-регенеративные сравнивающие схемы [46, 47].

С помощью описанного устройства можно выполнять деление импульсных напряжений. Для этого только необходимо добавить накопительный конденсатор в канал U_1 .

Транзисторный измеритель логарифма отношения двух напряжений с коррекцией линейности (рис. 3.21,

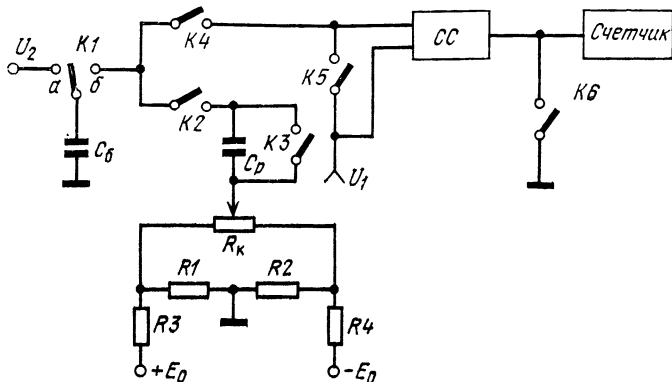


Рис. 3.21. Делительная схема с коррекцией нелинейности.

3.22) [49], предназначенный для работы со спектрофотометрами, также работает по принципу постепенного разряда конденсатора большей емкости периодическим подключением конденсатора меньшей емкости. Для коррекции нелинейности необходимо либо соответствующим образом подзаряжать основной конденсатор, либо подавать напряжение смещения на разрядный конденсатор. Этим в некоторой степени снижаются требования к транзисторным ключам.

После заряда конденсатора $C_б$ ключ $K1$ переключается в положение б. При этом в исходном положении ключи $K2$ и $K5$ открыты, а $K3$ и $K4$ закрыты. При периодическом переключении ключей конденсатор $C_п$ попеременно разряжается и заряжается. В первый

цикл $K2$ подключает C_p к C_6 . В это время входы схемы сравнения, например дифференциального усилителя с большим коэффициентом усиления, соединяются вместе ключом $K5$, что соответствует равенству сигналов на входах. В следующий цикл замыкаются ключи $K3$ и $K4$. При этом конденсатор разряжается, одновременно на вход схемы сравнения подается

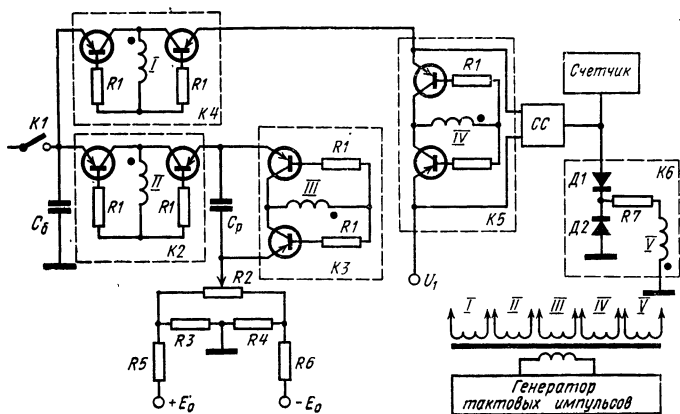


Рис. 3.22. Принципиальная делительная схема с коррекцией нелинейности.

потенциал от емкости C_6 , что вызывает на выходе CC импульс отрицательной полярности, который регистрируется счетчиком. Циклы повторяются до тех пор, пока напряжение на C_6 не сравнится с напряжением канала делимого U_1 . Дальнейший заряд C_6 вызывает положительные импульсы на выходе CC , которая запирается ключевой схемой $K6$, фиксируя показания счетчика.

Основу принципиальной схемы (рис. 3.22) представляют четыре транзисторных ключа, управляемых

генератором тактовых импульсов через обмотки трансформатора I—IV и вспомогательный ключ $K6$, преобразующий счет импульсов в момент равенства напряжения U_1 напряжению на конденсаторе C_6 . Ключи $K2 \dots K5$ представляют собой типовые транзисторные переключатели. Обмотки трансформатора соединены, как показано на схеме рис. 3.22 (начало обмотки обозначено точкой), и обеспечивают соответствующую коммутацию емкостей.

Блокирующее действие ключа $K6$ осуществляется следующим образом. После запираания ключа $K5$ на входы CC поступает напряжение U_1 и напряжение с конденсатора C_6 , передаваемое ключом $K4$. Если напряжение на кон-

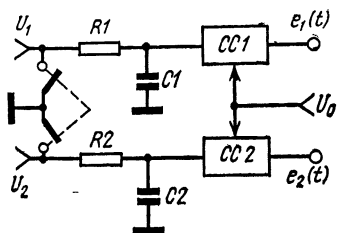


Рис. 3.23. Преобразователь логарифма отношения в интервал времени.

денсаторе C_6 больше напряжения U_1 , на выходе схемы сравнения появляется отрицательный импульс с длительностью тактовых импульсов, генерируемых генератором. В то же время на диод $D2$ подается положительное смещение. При этом диод $D1$ находится в запертом состоянии. Когда напряжение на конденсаторе становится меньше U_1 , полярность выходных импульсов схемы сравнения меняется на положительную и диоды $D1$ и $D2$ шунтируют вход счетчика.

Кроме описанных существуют и другие разновидности экспоненциальных делительных схем.

Принцип преобразования логарифма отношения в интервал времени предложен в [50]. Для выполнения операции деления используется разность логарифмов напряжений, реализуемых при помощи интегрирующих RC цепей (рис. 3.23). Если поданные на входы цепи напряжения U_1 и U_2 в какой-то момент

времени снять, например двоянным ключом K , то конденсаторы $C1$ и $C2$, заряженные до величин U_1 и U_2 соответственно, начнут разряжаться через резисторы $R1$ и $R2$. При этом напряжения на конденсаторах в любой момент времени будут определяться зависимостями

$$U_1(t) = U_1 e^{-t/R_1 C_1}, \quad U_2(t) = U_2 e^{-t/R_2 C_2}. \quad (3.111)$$

При разных U_1 и U_2 моменты времени, когда напряжения на конденсаторах достигнут опорного напряжения U_0 , также будут разными: $U_0 = U_1 e^{-t_1/R_1 C_1}$ или $U_0 = U_2 e^{-t_2/R_2 C_2}$, откуда

$$U_1 e^{-t_1/R_1 C_1} = U_2 e^{-t_2/R_2 C_2}. \quad (3.112)$$

В этом случае $\ln U_1 - (t_1/R_1 C_1) = \ln U_2 - (t_2/R_2 C_2)$ и

$$\ln \frac{U_1}{U_2} = \frac{t_1}{R_1 C_1} - \frac{t_2}{R_2 C_2}. \quad (3.113)$$

Если обеспечить равенство постоянных времени, то

$$t_1 - t_2 = RC \ln(U_1/U_2). \quad (3.114)$$

Сравнение падающих экспоненциальных напряжений $U_1(t)$ и $U_2(t)$ с опорным U_0 в схеме рис. 3.23 осуществляется при помощи отдельных сравнивающих схем $CC1$ и $CC2$, которые в моменты равенства напряжений выдают импульсы $e_1(t)$ и $e_2(t)$, отстоящие друг от друга на интервал времени $(t_1 - t_2)$. Этот интервал времени (рис. 3.24) можно преобразовать в число импульсов и зарегистрировать при помощи счетчика либо, обеспечив периодическое переключение ключей на входе и используя сигналы $e_1(t)$ и $e_2(t)$ для запуска триггера, при последующем интегрировании его сигнала можно получить логарифм отношения в виде аналогового напряжения.

Такой способ преобразования логарифма отношения заманчив своей простотой, однако для получения малых погрешностей преобразования и приемлемого динамического диапазона он ставит жесткие требования к сравнивающим схемам. В первую очередь для этого необходимы высокие входные сопротивления, по крайней мере в несколько раз большие сопротивлений R интегрирующих цепей. Это требование связано с обеспечением равенства постоянных разряда. Во входных цепях CC следует обязательно использовать каскады на полевых транзисторах с малыми токами.

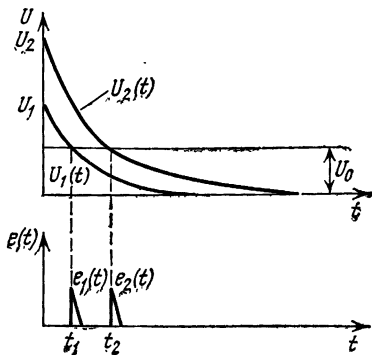


Рис. 3.24. Временные диаграммы сигналов.

К недостатку устройства следует отнести то, что ни одно из напряжений U_1 и U_2 не может быть меньшим U_0 . Это ограничивает снизу пределы изменения сигналов. Так как из соображений стабильности момента сравнения величины опорных напряжений U_0 выбираются порядка долей вольта, динамический диапазон транзисторных схем ограничивается (10...15 дБ). Другим недостатком является то, что при $U_2/U_1 < 1$, как и при $U_2/U_1 > 1$, могут быть получены те же интервалы времени.

Аналогичные схемы описаны в [23, 51]. В [52] приведен способ, позволяющий получить интервал времени, пропорциональный логарифму отношения $U_1/(U_1+U_2)$, которое может иногда использоваться в измерительной технике. На рис. 3.25,а приведены две идентичные RC -цепи, возбуждаемые скачком на-

пряжений от нуля до U_1 и U_2 . Моментальные напряжения на каждом конденсаторе будут

$$U_{C1}(t) = U_1 - U_1 e^{-t/\tau}$$

и

$$U_{C2}(t) = U_2 - U_2 e^{-t/\tau},$$

где $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2 = RC$.

В свою очередь напряжения на резисторах $U_{R1}(t) = U_1 e^{-t/\tau}$, $U_{R2}(t) = U_2 e^{-t/\tau}$.

Как следует из временных диаграмм (рис. 3.25,б) существует момент времени, в который $U_{C1}(t) = U_{R2}(t)$, и другой момент, когда $U_{R1}(t) = U_{C1}(t)$. Тогда из первого равенства следует

$$U_2 e^{-t_1/\tau} = U_1 (1 - e^{-t_1/\tau})$$

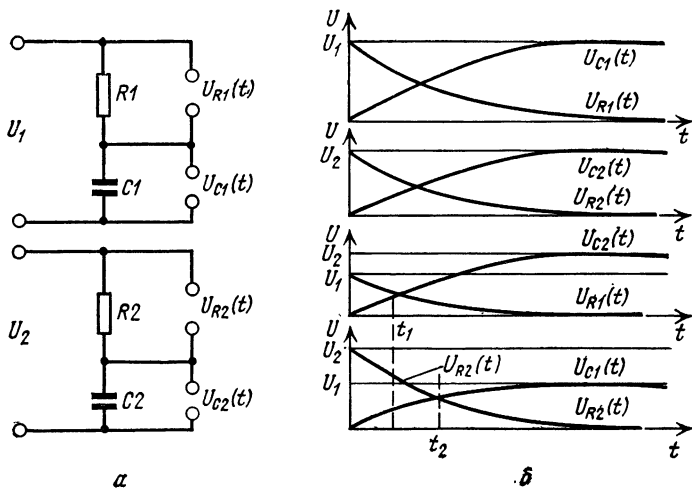


Рис. 3.25. Делительная схема на идентичных цепях (а) и ее временные диаграммы (б).

или

$$e^{-t_1/\tau} = U_1/(U_1 + U_2).$$

Отсюда

$$t_1 = -\tau \ln [U_1/(U_2 + U_1)]. \quad (3.115)$$

Аналогично из второго равенства получаем

$$t_2 = -\tau \ln [U_2/(U_1 + U_2)]. \quad (3.116)$$

Отметим, что интервал времени между моментами t_2 и t_1 , как и в ранее описанной схеме, равен логарифму отношения U_1/U_2 . Действительно,

$$t_1 - t_2 = -\tau \left(\ln \frac{U_1}{U_1 + U_2} - \ln \frac{U_2}{U_1 + U_2} \right) = -\tau \ln \frac{U_1}{U_2}. \quad (3.117)$$

При конечной чувствительности схемы сравнения погрешность определения временного интервала $\Delta t \approx \tau \Delta U/U_1$. Из этого погрешность определения отношения $\delta r \approx \exp(\Delta U/U_1) - 1$, где ΔU — ошибка схемы сравнения. Отсюда следует, что погрешность из-за зоны нечувствительности схемы сравнения возрастает по экспоненте, поэтому для получения приемлемых пределов деления и динамического диапазона чувствительность сравнения должна быть высокой. По аналогии выражений (3.114) и (3.117) данные условия являются общими для всех схем этого типа.

Обозначив максимальное напряжение делителя $U_{2\text{макс}}$, можно определить требуемую чувствительность схемы сравнения. Для заданных пределов деления D_{Π} , поскольку $r_{\text{макс}} = 1$, имеем

$$D_{\Pi} = \frac{1}{r_{\text{мин}}} = \frac{U_{2\text{макс}}}{U_{1\text{мин}}}$$

и

$$\Delta U = \frac{U_{2\text{макс}}}{D_{\Pi}} \ln(1 + \delta r_{\text{доп}}), \quad (3.118)$$

где $\delta r_{\text{доп}}$ — допустимое предельное значение погрешности деления.

Требования высоких входных сопротивлений для данной схемы также остаются в силе.

3.7. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЛОГАРИФМИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

Деление двух напряжений логарифмическими преобразователями основано на использовании зависимостей

$$\log \frac{U_1}{U_2} = \log U_1^a - \log U_2 \quad (3.119)$$

и

$$\frac{U_1}{U_2} = \log^{-1} (\log U_1 - \log U_2). \quad (3.120)$$

В качестве экспоненциальных элементов, выполняющих логарифмическое преобразование сигнала, можно использовать кремниевые p - n переходы. В кремниевых диффузионных мезатранзисторах, а также в транзисторах планарной конструкции коэффициент α не зависит от величины тока и близок к единице [53]. Это с весьма хорошим приближением, если прямое напряжение на p - n переходе превышает 100 мВ, позволяет аппроксимировать их вольт-амперную характеристику выражением

$$I_{\text{к}} \approx I_{30} e^{aU_0}, \quad (3.121)$$

где $I_{\text{к}}$ — ток коллектора, I_{30} — начальный ток, a — параметр p - n перехода, U_0 — напряжение, приложенное к эмиттеру.

Экспоненциальная характеристика сохраняется в интервале изменения токов до пяти декад. Это позволяет реализовать деление напряжений в широком динамическом диапазоне.

Подбор транзисторов парами необходим для компенсации влияний температурных изменений обратных токов. Для уменьшения дрейфа в цепях обратной связи усилителей необходимо применять точные резисторы с малым ТКС. Параметры схемы полностью определяются качеством элементов и настройкой.

4. ЗАМКНУТЫЕ ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

4.1. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ, ОСНОВАННЫЕ НА ПРИНЦИПЕ АВТОМАТИЧЕСКИ РЕГУЛИРУЕМОГО КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

На вход управляемого четырехполюсника подается напряжение делимого. Напряжение делителя через схему АРУ так изменяет его коэффициент передачи, что при определенных условиях на выходе получается величина, пропорциональная отношению входных сигналов.

В зависимости от физической реализации управляемого четырехполюсника различают устройства с электронными множительными звеньями: электро-механические с потенциометрами; использующие усилители с управляемым коэффициентом передачи; с импульсными делителями напряжения; с дискретными делителями; с аналоговыми управляемыми делителями. Принцип действия этих схем заключается в использовании инвариантности операции умножения и отличается только способами осуществления функционального преобразования.

По сравнению со схемами открытого типа замкнутые ДС благодаря глубоким отрицательным связям

по преобразуемым сигналам подвержены значительно меньшему влиянию различных внешних воздействий. С другой стороны, погрешности деления этих схем меньше зависят от характеристик элементов, чем обеспечивается хорошая воспроизводимость. В то же время замкнутые делительные схемы несколько сложнее, ниже и их быстродействие. При больших коэффициентах стабилизации замкнутой цепи АРУ и малых временах установления настройка замкнутых делительных схем требует определенных навыков и опыта, так как при неверно подобранных постоянных времени цепи АРУ возможно ее самовозбуждение.

Однако широкие пределы частного и динамический диапазон, практически недостижимый при других способах деления, при небольших погрешностях способствуют достаточно широкой популярности замкнутых делительных схем, основанных на принципе автоматически регулируемого коэффициента передачи.

4.2. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С МНОЖИТЕЛЬНЫМИ ЗВЕНЬЯМИ

Операцию деления наиболее просто выполнить, если в качестве управляемого элемента использовать множительные звенья, обеспечивающие линейное перемножение двух напряжений. Частное от деления двух напряжений можно получить, как указывалось в § 2.5, с помощью как одного множительного звена, так и двух. В первом случае частному пропорционально управляющее напряжение, во втором — выходное напряжение второго множительного звена. В отдельных случаях, когда требуется обеспечить высокое быстродействие по обоим входам, а также измерить отношение амплитуд двух импульсов в течение их длительности, использование множительных схем имеет некоторые преимущества. В первую очередь, это связано с тем, что благодаря характеристике вида $U_{\text{вых}} = bU_xU_y$ при отсутствии одного из

сигналов выходное напряжение равно нулю. Это позволяет делить при помощи схем рис. 2.10 сигналы, спектры которых взаимно перекрываются.

Известно большое количество реализаций множительных схем [9, 19]. Некоторые из них, являясь сложными устройствами, обладают небольшим быстродействием. Параметрические множительные схемы обладают наибольшим быстродействием. Параметры делительной схемы при достаточно большом коэффициенте усиления системы целиком определяются множительным звеном. Если звено нелинейно, т. е. $U_{\text{вых}} = b [1 + \gamma(U_x U_y)] U_x U_y$, где $\gamma(U_x, U_y)$ — коэффициент нелинейности, то из (2.40) выходное напряжение делительной схемы будет равно

$$U_p = \frac{1}{b [1 + \gamma(U_2 U_p)]} \frac{U_1}{U_2} \quad (4.1)$$

и относительная погрешность деления

$$\delta r \approx -\gamma(U_2 U_p) \quad (4.2)$$

ограничивает динамический диапазон канала делителя.

Для исключения влияния нелинейности используют делительные схемы с двумя множительными звеньями. В этом случае одно и то же управляющее напряжение U_p подается на оба множительных звена, одновременно на второе звено поступает сигнал U_1 (рис. 2.10). На схему сравнения подается опорное напряжение E_0 . В этом случае

$$U_p = \frac{1}{b_1 [1 + \gamma_1(U_2, U_p)]} \frac{E_0}{U_2}, \quad (4.3)$$

где b_1 и γ_1 — параметры первого множительного звена.

Тогда выходное напряжение второго множительного звена равно

$$U_3 = \frac{b_2 [1 + \gamma_2(U_2 U_p)]}{b_1 [1 + \gamma_1(U_2 U_p)]} E_0 \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.4)$$

Если оба множительных звена идентичны, что легче обеспечить, чем выполнить их строго линейными, то

$$U_3 = \frac{b_2}{b_1} E_0 \frac{U_1}{U_2}.$$

Один из вариантов устройств с двумя схемами в виде магнитных модуляторов описан в [21] и имеет интересное схемное решение (рис. 4.1). Работа схемы

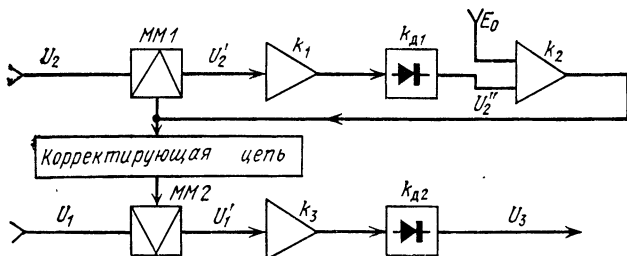


Рис. 4.1. Делительная схема с магнитными модуляторами.

основана на том, что, изменяя коэффициент передачи магнитного модулятора, уровень напряжения U''_2 поддерживают постоянным, приблизительно равным E_0 , и одновременно управляют коэффициентом передачи второго магнитного модулятора, на который поступает сигнал U_1 . Схема предназначена для измерения отношения двух сигналов с частотой 100 кГц в СВЧ рефлектометрах

Магнитные модуляторы идентичны и имеют коэффициенты передачи

$$k_{m1} = k_{m2} = \frac{U'_2}{U_2 U_p} = \frac{U'_1}{U_1 U_p}, \quad (4.5)$$

т. е. в некотором приближении являются множительными схемами.

Управляющее напряжение U_p для данной схемы равно

$$U_p = k_2 E_0 / (1 + k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2),$$

поэтому

$$U'_1 = k_{m2} U_1 U_p = E_0 k_{m2} k_2 U_1 / (1 + k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2), \quad (4.6)$$

где k_1 и k_2 — коэффициенты усиления усилителя обратной связи и дифференциального усилителя соответственно, $k_{д1}$ — коэффициент передачи детектора обратной связи.

Разложив (4.6) в степенной ряд и ограничившись первыми членами, имеем

$$\begin{aligned} U'_1 &= \frac{E_0 U_1}{k_1 k_{д1}} \left(\frac{1}{U_2} - \frac{1}{k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2} \right) = \\ &= \frac{E_0}{k_1 k_{д1}} \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{1}{k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2} \right). \end{aligned} \quad (4.7)$$

Выходное напряжение схемы равно

$$U_3 = E_0 \frac{k_3 k_{д2}}{k_1 k_{д1}} \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{1}{k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2} \right). \quad (4.8)$$

Погрешность деления выражается: $\delta r = (U_3 - U_{30}) / U_{30}$, где U_{30} — напряжение на выходе идеальной делительной схемы, равное

$$U_{30} = E_0 \frac{k_3 k_{д2}}{k_1 k_{д1}} \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.9)$$

Тогда

$$\delta r = -1 / k_{m1} k_1 k_{д1} k_2 U_2. \quad (4.10)$$

Эту погрешность можно уменьшить увеличением коэффициентов усиления k_1 и k_2 усилителей, что, однако, связано с известными трудностями, в первую очередь из-за влияния шумов и фонов. Частично эту погрешность можно скорректировать нелинейной корректирующей схемой в цепи управляющего напряжения, поступающего на магнитный модулятор ММ2 (рис. 4.2). Ее работа основана на том, что напряже-

ние U_p уменьшается с ростом U_2 медленнее, чем обратная величина ($1/U_2$). Таким образом, минимальный для малых значений U_p коэффициент передачи корректирующей цепи должен постепенно возрастать с ростом U_p .

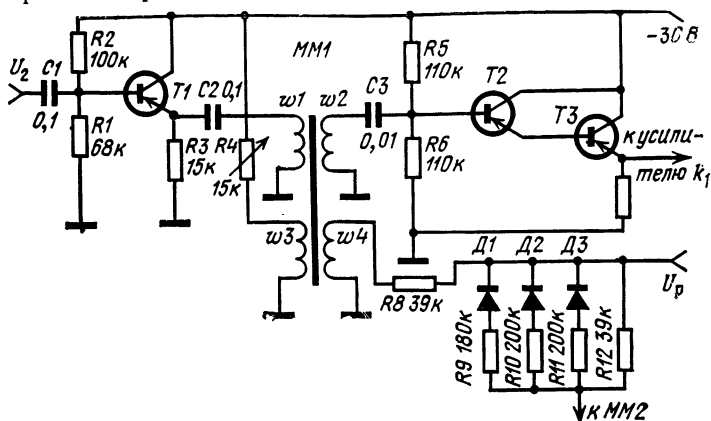


Рис. 42. Канал делителя с корректирующей цепочкой.

Сигнал U_2 поступает на эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе $T1$, выход которого через конденсатор $C2$ соединен с обмоткой $w1$ магнитного модулятора $MM1$. Сигнал снимается с обмотки $w2$ магнитного модулятора и через эмиттерный повторитель на составном транзисторе $T2$ и $T3$ подается для дальнейшего усиления на вход усилителя k_1 (рис. 4.1).

Управляющее напряжение U_p через резистор $R8$ подается на обмотку $w4$ и обеспечивает изменение коэффициента передачи магнитного модулятора $MM1$. Для установки рабочей точки на обмотку $w3$ поступает ток смещения, регулируемый резистором $R4$.

Корректирующая схема состоит из трех низковольтных стабилитронов $D1...D3$ и резисторов $R9...R12$. Стабилитроны $D1...D3$ имеют различные

напряжения стабилизации: наименьшее для $D3$ и наибольшее для $D1$.

При небольших величинах управляющего напряжения U_p ток в цепи модулятора $MM2$ определяется только резистором $R12$. При достижении уровня стабилизации стабилитрона $D3$ ток в цепи возрастает с большей крутизной. Это позволяет существенно расширить динамический диапазон и улучшить работу схемы при ограниченном коэффициенте усиления в цепи АРУ.

4.3. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИМИ СЛЕДЯЩИМИ СИСТЕМАМИ

Несмотря на малое быстродействие, электронно-механические делительные устройства благодаря своей простоте и высокой точности все еще находят применение. Иногда в пользу электронно-механических делительных устройств говорит возможность непосредственной индикации измеряемых величин, в том числе и цифровой.

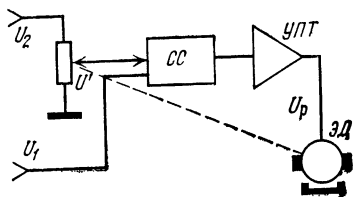


Рис. 4.3. Электронно-механическое делительное устройство.

Простейшее делительное устройство со следящим преобразованием частотного от деления двух напряжений в угол поворота и в пропорциональное напряжение было рассмотрено в § 2.1. Другие модификации устройств этого типа отличаются в деталях [19, 55], обеспечивающих большее быстродействие, возможность деления не только постоянных, но и переменных, а также импульсных напряжений [56].

Для определения требований к элементам электронно-механического делительного устройства (рис. 4.3) рассмотрим погрешность деления.

Напряжение на движке линейного потенциометра равно

$$U' = \alpha U_2, \quad (4.11)$$

где α — угол поворота.

На выходе УПТ

$$U_p = (U_1 - U') k_c k_y, \quad (4.12)$$

где k_y — коэффициент усиления УПТ, k_c — коэффициент передачи схемы сравнения.

С другой стороны угол поворота равен

$$\alpha = k_d U_p, \quad (4.13)$$

где k_d — коэффициент передачи электромеханической части.

Как было установлено в § 2.1, угол поворота пропорционален частному. Решая (4.12) и (4.13) относительно U_p , также имеем

$$U_p = \frac{k_c k_y U_1}{1 + k_d k_c k_y U_2} \approx \frac{1}{k_d} \frac{U_1}{U_2}.$$

Это означает, что в данной схеме частное от деления входных напряжений может индексироваться в виде как угла поворота, так и напряжения. Для реального устройства необходимо учитывать конечную чувствительность схемы сравнения и дрейф нуля УПТ ΔU , а также нелинейность потенциометра $\delta\alpha$. Тогда выражение (4.12) принимает вид $U_p = \{[U_1 - U_2(1 + \delta\alpha)k_d U_p] + \Delta U\}k_c k_y$, что дает

$$U_p = \frac{1 + \delta U_1}{(1 + \delta\alpha)k_d} \left(1 + \frac{1}{(1 + \delta\alpha)k_d k_c k_y U_2}\right)^{-1} \frac{U_1}{U_2}, \quad (4.14)$$

где $\delta U_1 = \Delta U / U_1$.

При большой величине k_y

$$U_p \approx \frac{1 + \delta U_1}{(1 + \delta\alpha)k_d} \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.15)$$

Отсюда относительная погрешность деления равна

$$\delta r = \frac{1 + \delta U_1}{1 + \delta \alpha} - 1.$$

При небольших значениях δU_1 и $\delta \alpha$

$$\delta r \approx \delta U_1 + \delta \alpha. \quad (4.16)$$

Отсюда следует, что нелинейность потенциометра прямо пропорциональна погрешности деления.

Из равенства

$$\delta U_1 = \frac{\Delta U}{U_1} = \frac{\Delta U}{U_2 r}$$

видно, что погрешность из-за дрейфа нуля и конечной чувствительности обратно пропорциональна отношению входных напряжений.

Для достижения высоких параметров необходимы большой коэффициент усиления УПТ при малом дрейфе нуля и высокая линейность опорного потенциометра.

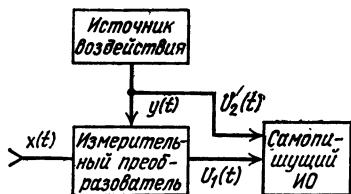


Рис. 4.4. Схема компенсации влияния внешнего воздействия.

Следящие самопишущие приборы легко переделать в достаточно точные измерители отношения с регистрацией частного на бумаге. Наличие второго канала в самопишущем приборе позволяет значительно расширить его функции. Например, если самопишущий прибор используется для регистрации какого-то процесса $x(t)$, а внешнее воздействие $y(t)$ вносит в измерительную схему мультипликативную погрешность, последнюю можно в значительной мере уменьшить, вводя во второй канал информацию о величине внешнего воздействия, как показано на рис. 4.4. Так же можно уменьшить влияние изменения уров-

ня генераторов из-за колебаний напряжения питающей сети, увеличить достоверность измерений при уходе усиления измерительного усилителя и т. п. Действительно, если

$$U_1(t) = k_{из} x(t) ay(t), \quad (4.17)$$

где $k_{из}$ — коэффициент передачи измерительного преобразователя, a — чувствительность измерительного преобразователя к внешнему воздействию, введение в канал делителя сигнала $U_2(t) = ay(t)$ благодаря делению $U_1(t)$ на $U_2(t)$ в следящей потенциометрической схеме исключает влияние внешнего воздействия на регистрируемый процесс.

4.4. ПРИМЕНЕНИЕ АРУ ДЛЯ ДЕЛЕНИЯ ДВУХ СИГНАЛОВ

Замкнутые делительные схемы с множительными звеньями представляют собой частный случай схем с АРУ, в которых передаточная функция регулируемого элемента линейно зависит от управляющего воздействия (рис. 4.5, кривая 2), т. е. $k(U_p) = S U_p$.

Существует большой класс элементов, коэффициенты передачи которых зависят от управляющего

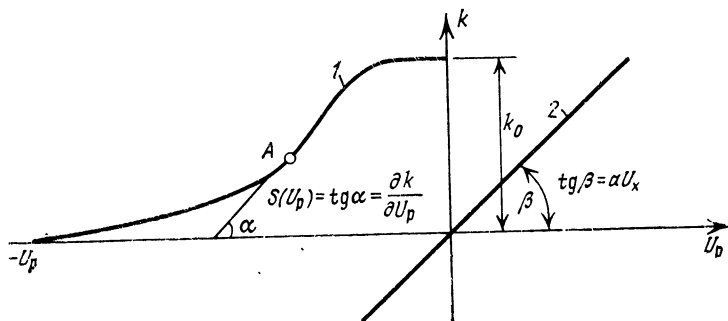


Рис. 4.5 Характеристики регулирования управляемых элементов.

воздействия, но эта зависимость чаще всего нелинейна и не проходит через начало координат (рис. 4.5, кривая 1). Практически все известные виды характеристик регулирования коэффициентов передачи различных элементов можно выразить в общем виде зависимостью

$$k(U_p) = k_0 - S(U_p) U_p, \quad (4.18)$$

где k_0 — начальный коэффициент передачи, $S(U_p) = \partial k(U_p) / \partial U_p$ — крутизна управления коэффициентом передачи, U_p — управляющее напряжение.

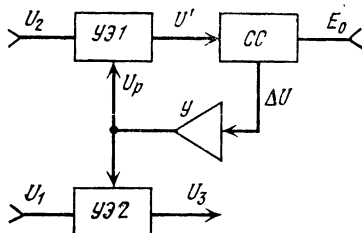


Рис. 4.6. ДС на принципе АРУ.

Если в качестве управляющего фактора выступает ток, зависимость для коэффициента передачи принимает вид

$$k(I_p) = k_0 - S(I_p) I_p, \quad (4.19)$$

где $S(I_p) = \partial k(I_p) / \partial I_p$, I_p — управляющий ток.

Поскольку коэффициент k_0 может принимать значения от нуля до любой положительной величины, а $S(U_p)$ может быть любой функцией аргумента U_p при любом его знаке, то очевидно, что выражения (4.18) и (4.19) справедливы для всех возможных реализаций элементов с регулируемым коэффициентом передачи. Когда начальный коэффициент передачи k_0 равен нулю, а крутизна $S(U_p)$ имеет отрицательную величину, не зависящую от U_p , получаем выражение коэффициента передачи множительной схемы.

Рассмотрим работу схемы с двумя управляемыми элементами (рис. 4.6), которая отличается от схемы рис. 4.1 только тем, что вместо множительных звеньев

используются элементы с коэффициентом передачи, управляемым по любому закону.

Пусть для первого управляемого элемента $k_1(U_p) = k_{01} - S_1(U_p)U_p$, а для второго соответственно $k_2(U_p) = k_{02} - S_2(U_p)U_p$. Для замкнутой цепи справедливо

$$U' = U_2 [k_1(U_p)] = U_2 [k_{01} - S_1(U_p)U_p]. \quad (4.20)$$

После схемы сравнения сигнал равен

$$\Delta U = (U' - E_0) k_c, \quad (4.21)$$

где k_c — коэффициент передачи схемы сравнения, а управляющее напряжение

$$U_p = k_y \Delta U, \quad (4.22)$$

где k_y — коэффициент усиления усилителя обратной связи.

коэффициент передачи управляемого элемента $УЭ1$ от величины ΔU . Решая совместно (4.20), (4.21) и (4.22) относительно U_p , получаем

$$U_p = k_y k_c (U_2 k_{01} - E_0) / [1 + k_y k_c S_1(U_p) U_2]. \quad (4.23)$$

Это управляющее напряжение уменьшает коэффициент передачи, равной k_{01} , до $k_1(U_p)$, при котором напряжение U' становится примерно равным E_0 , и поддерживает $U' \approx E_0$ постоянным. Это же управляющее напряжение поступает и на второй управляемый элемент $УЭ2$, на вход которого подано напряжение U_1 , пропорциональное делителю. Выходное напряжение равно $U_3 = k_2(U_p) U_1$, а с учетом коэффициента передачи $УЭ2$

$$U_3 = \left[k_{02} - S_2(U_p) \frac{k_y k_c (U_2 k_{01} - E_0)}{1 + k_y k_c S_1(U_p) U_2} \right] U_1.$$

После несложных преобразований имеем

$$U_3 = \left[\frac{k_{02} + S_2(U_p) k_y k_c E_0}{1 + k_y k_c S_1(U_p) U_2} + \right. \\ \left. + \frac{k_y k_c U_2 [k_{02} S_1(U_p) - k_{01} S_2(U_p)]}{1 + k_y k_c S_1(U_p) U_2} \right] U_1, \quad (4.24)$$

откуда следует, что выходное напряжение может быть пропорционально частному от деления U_1 на U_2 только тогда, когда

$$k_y k_c S_1(U_p) U_2 \gg 1, \quad E_0 S_2(U_p) k_y k_c \gg k_{02} \quad (4.25)$$

и

$$k_{02} = k_{01}, \quad S_1(U_p) = S_2(U_p). \quad (4.26)$$

При этих условиях выражение (4.24) принимает вид

$$U_3 = E_0 U_1 / U_2. \quad (4.27)$$

Условия (4.25) и (4.26) означают, что для правильного деления необходим бесконечный коэффициент усиления замкнутой цепи АРУ, что в основном обеспечивается увеличением коэффициента усиления обратной связи, а характеристики регулирования обоих управляемых элементов должны быть строго идентичными.

Надо отметить, что требования к виду зависимости $k(U_p)$ отсутствуют. Это позволяет применять любые элементы с управляемым коэффициентом передачи, лишь бы их характеристики управления были идентичными.

Используя запись выходного сигнала, принятую в гл. 1, имеем

$$U_3 = C_0 r, \quad (4.28)$$

где C_0 — константа деления (в этом случае равная E_0), имеющая размерность напряжения.

Совершенно очевидно, что аналогичный результат будет получен, если в качестве входных величин и

управляющего воздействия выступят ток, сила или любая другая физическая величина. Изменится только физическая реализация элементов схемы.

Идеального совпадения характеристик регулирования двух элементов, равно как и бесконечного коэффициента усиления замкнутой системы АРУ, добиться нельзя. Этим и объясняется появление систематических погрешностей, свойственных, вообще говоря, любым реализациям делительных схем с АРУ.

Обозначив относительное несовпадение крутизны регулирования через $\delta(U_p)$, а относительное несовпадение начальных коэффициентов передачи через δk_0 , можно записать

$$S_2(U_p) = S_1(U_p)[1 + \delta(U_p)], \quad (4.29)$$

$$k_{01} = k_{02}(1 + \delta k_0). \quad (4.30)$$

Из (4.24), разделив выражение в квадратных скобках на величину E_0/U_2 , имеем

$$U'_s = C_0 r \left[\frac{\frac{k_{02} U_2 / E_0}{k_y k_c S_1(U_p) U_2} + [1 + \delta U_p]}{1 + (k_y k_c S_1(U_p) U_2)^{-1}} + \frac{\frac{U_2 k_{02}}{E_0} [1 - (1 + \delta k_0)(1 + \delta(U_p))]}{1 + (k_y k_c S_1(U_p) U_2)^{-1}} \right]. \quad (4.31)$$

Ввиду того, что всегда $(k_y k_c S_1(U_p) U_2)^{-1} \ll 1$, при разложении (4.31) в степенной ряд и пренебрежении малостями второго порядка с незначительной ошибкой получаем

$$U'_s = C_0 r \left\{ 1 + \left[\delta(U_p) + \frac{k_{02}}{E_0 k_y k_c S_1(U_p)} + \frac{U_2}{E_0} k_{02} (\delta k_0 + \delta(U_p)) - \frac{1}{k_y k_c S_1(U_p) U_2} \right] \right\}. \quad (4.32)$$

При одинаковых выходных напряжениях реальной схеме соответствует отношение r' , равное

$$r' = U_3 \left(C_0 \left\{ 1 + \left[\delta(U_p) + \frac{k_{02}}{E_0 k_y k_c S_1 (U_p)} - \frac{1}{k_y k_c S_1 (U_p) U_2} + \frac{U_2}{E_0} k_{02} (\delta k_0 + \delta(U_p)) \right] \right\} \right)^{-1}. \quad (4.33)$$

Тогда относительная погрешность деления выражается следующим образом:

$$\delta r \approx \frac{1}{k_y k_c S_1 (U_p) U_2} - \frac{k_{02}}{E_0 k_y k_c S_1 (U_p)} - \delta(U_p) \left(1 + \frac{U_2}{E_0} k_{02} \right) - \frac{U_2}{E_0} k_{02} \delta k_0. \quad (4.34)$$

Первые два члена зависят от коэффициента усиления замкнутой системы АРУ, последние определяются неидентичностью начальных коэффициентов передачи и крутизны характеристики регулирования. При этом основное влияние имеет неидентичность крутизны характеристики регулирования. Для получения погрешности деления порядка 2% требуется совпадение характеристики не хуже 1% во всем динамическом диапазоне. Конечное значение усиления АРУ значительно меньше влияет на погрешность, так как достижение минимальных значений коэффициента усиления замкнутой системы АРУ порядка 500 не представляет трудностей.

4.5. ЭЛЕМЕНТЫ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

Идеальный регулируемый элемент представляет собой четырехполюсник, обладающий бесконечными пределами изменения коэффициента передачи, не вносящий искажений в выходной сигнал и не имеющий ограничений по величине входного сигнала. Дополнительными требованиями могут быть широкий частотный

диапазон как по сигнальному, так и по управляющему входам, развязка выходного сигнала от управляющего воздействия, а также малая мощность сигнала управления. Последнее условие является важным для быстродействующих схем АРУ. Естественно, что ни один из известных управляемых элементов не отвечает всем требованиям.

До появления полупроводниковых приборов для регулирования коэффициента усиления широко использовали электронные лампы, в которых крутизна вольт-амперной характеристики зависит от напряжения смещения. Обычные лампы обладают наибольшей крутизной регулирования вблизи напряжения отсечки, что вызывает большие искажения выходного сигнала. В связи с этим были разработаны специальные пентоды с удлинненной сеточной характеристикой, по форме близкой к экспоненциальной, и с широкими пределами регулирования усиления (до 40 дБ и более). Усилительные каскады на таких лампах имеют меньшие нелинейные искажения, на их вход можно подавать сигналы порядка 1 В. Недостатком этих схем является отсутствие развязки выходной и управляющей цепей, в связи с чем для быстродействующих схем АРУ иногда используется дифференциальный каскад на пентодах (рис. 4.7).

Входной сигнал $U(t)$ через разделительный конденсатор C_p поступает на управляющую сетку левого пентода $\Pi 1$ с удлинненной характеристикой регулирования. Управляющее воздействие U_p в виде отрицательного напряжения через сопротивление смещения поступает на управляющие сетки как левого, так и правого пентода. Таким образом, разность потенциалов между анодами ламп зависит только от напряжения, пропорционального $U(t)$. Необходимо отметить, что для нормальной работы схемы необходима строгая симметрия ее, что достигается только тщательным подбором ламп и регулировкой.

Иногда для регулирования усиления используют отрицательную обратную связь: меняют коэффициент усиления, изменяя глубину отрицательной обратной связи. Такие схемы в широких пределах являются линейными для регулируемого сигнала, но слож-

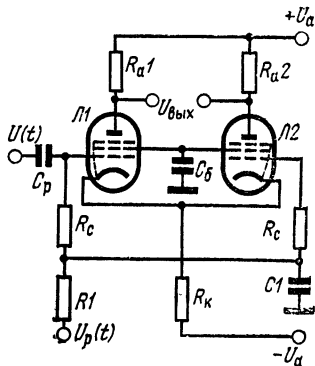


Рис. 4.7. Дифференциальный управляемый усилитель.

ны. Пределы регулирования определяются диапазоном изменений коэффициента обратной связи. В общем случае, применительно к делительным схемам, этот способ регулировки усиления не имеет преимуществ перед простыми управляемыми усилителями на лампах с удлиненной сеточной характеристикой.

Транзисторные усилители с точки зрения изменения коэффициента усиления во многом схожи с триодными ламповыми усилителями и трудно поддаются управлению. С другой стороны для

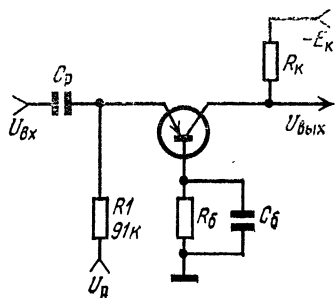


Рис. 4.8. Управляемый каскад с общей базой.

неискаженной передачи можно подавать только малые регулируемые напряжения, не превышающие нескольких милливольт. Управление усилением получается за счет зависимости параметров транзисторов от режима.

В схеме с общим эмиттером усиление регулируется напряжением смещения базы, в схеме с общей базой — током эмиттера или напряжением через резистор $R1$ с большим сопротивлением (рис. 4.8). Схема с общей базой обладает несколько более широкими пределами регулирования усиления (рис. 4.9,а), однако имеет низкое входное сопротивление, что затрудняет ее согласование с предыдущими цепями. Схема с общим эмиттером обладает пределами регулировки усиления порядка 30 дБ (рис. 4.9,б), регулирующее напряжение определяет режим транзистора, от него резко зависят нелинейные искажения. Как показывают эксперименты, наиболее широкими пределами изменения усиления

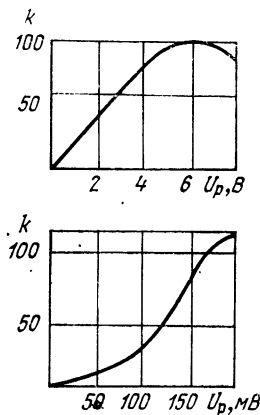


Рис. 4.9. Характеристики регулирования усиления транзисторных каскадов для транзистора П41. $U_{вх} = 5$ мВ, $\beta = 80$ для схем с общим эмиттером (а) и общей базой (б).

дают схемы, в которых транзисторы имеют больший коэффициент β .

Отрицательная обратная связь в цепи эмиттера или базы (в зависимости от схемы включения) позволяет до некоторой степени увеличить входные сигналы для неискаженной их передачи, однако это снижает эффективность регулирования усиления.

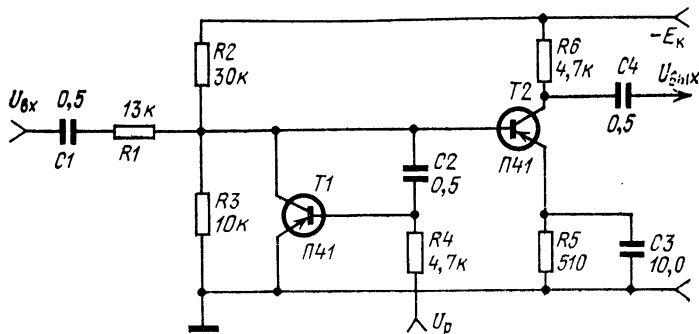


Рис. 4.10. Схема усилителя с регулируемым коэффициентом усиления.

Хорошими перегрузочными характеристиками и широкими пределами регулирования обладает схема [57], приведенная на рис. 4.10. Она состоит из управляемого усилителя на транзисторе $T2$ и управляемого аттенюатора на резисторе $R1$ и транзисторе $T1$. Из-за сильной отрицательной обратной связи через конденсатор $C2$ выходное сопротивление транзистора $T1$ приблизительно равно

$$R_{\text{вых}} \approx 1/S, \quad (4.35)$$

где $S = 39I_{\text{э}}$.

Увеличение тока эмиттера транзистора $T1$ приводит к уменьшению выходного сопротивления как по постоянному, так и по переменному току. В результате, с одной стороны, уменьшается напряжение смещения базы транзистора $T2$, при этом уменьшается и его усиление; с другой стороны из-за деления сигнала на делителе $R1$ и $T1$ появляется дополнительная регулировка усиления, расширяющая общие пределы регулирования. При уменьшении напряжения смещения перегрузочная способность транзисторного каскада уменьшается: без искажений могут усиливаться только малые сигналы. Входной управляемый делитель компенсирует этот эффект.

Схема на рис. 4.10 без заметных искажений регулирует коэффициент передачи в 500...600 раз при входных сигналах до 0,3 В. Регулирующее напряжение меняется в пределах 0...1,2 В.

К сожалению, схема с двойным управлением пригодна только для сравнительно низких частот. Наличие входного делителя и конденсатора обратной связи $C2$ ограничивает частоты десятками килогерц.

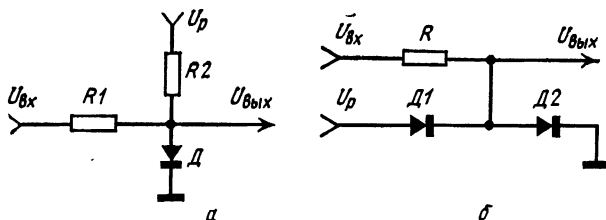


Рис. 4.11. Диодные управляемые аттенуаторы.

Управляемые аттенуаторы на диодах имеют более широкую полосу пропускания. Их действие основано на изменении прямого сопротивления p - n перехода от тока через него. Последовательно соединенные диод и резистор представляют собой делитель (рис. 4.11,а), коэффициент передачи которого зависит от динамического сопротивления диода и равен (при условии, что $R_2 \gg \gg R_1$ и R_d):

$$k_p = R_d(U_p) / [R_1 + R_d(U_p)]. \quad (4.36)$$

Прямой ток диода связан следующим образом с напряжением:

$$I = I_0 (e^{\gamma V} - 1), \quad (4.37)$$

где I_0 — обратный ток, $\gamma = q/nkT$ (см. гл. 3);

n — константа, близкая к единице и зависящая от свойств p - n перехода (конструкции, примесей и т. д.).

Динамическое сопротивление из (4.37) равно

$$R_d = \frac{\partial V}{\partial I} \approx \frac{1}{\gamma I} \approx \frac{1}{40I},$$

откуда коэффициент передачи делителя $k_p \approx 1/(40R_1I + 1)$.

При $40R_1I > 1$ диапазон регулировки коэффициента передачи с небольшой ошибкой равен

$$\frac{k_{p \text{ макс}}}{k_{p \text{ мин}}} \approx \frac{I_{\text{макс}}}{I_{\text{мин}}}, \quad (4.38)$$

Нижние пределы тока через $p-n$ переход ограничены с одной стороны обратным током, с другой — током управляемого сигнала. Всегда требуется, чтобы минимальное значение управляющего тока $I_{\text{мин}}$ было значительно больше переменной составляющей тока, вызванного сигналом. Реально достижимые пределы изменения коэффициента передачи составляют около 40 дБ. В некоторой степени эффективность регулировки увеличивается в схеме рис. 4.11,б, в которой подача управляющего напряжения упрощена и из-за параллельного включения (относительно сигнала) диодов расширены пределы регулирования. Благодаря малым емкостям диодов такие делители применимы до частот в несколько мегагерц. Величина сигнала, которую можно неисказженно передать через диодные делители, невелика (десятки милливольт).

Среди управляемых элементов особое место занимают полевые транзисторы, которые выполняют функции как управляемых усилителей, так и управляемых сопротивлений. Режим усиления не допускает применения больших входных сигналов, зато в режиме деления входные напряжения достигают 0,5 ... 1 В. В управляемых делителях сопротивление между стоком и истоком полевого транзистора может в зависимости от напряжения затвор — исток меняться в тысячу раз (от нескольких мегом до килоом).

Так как сопротивление канала почти линейно зависит от напряжения затвор — исток, коэффициент передачи делителя (рис. 4.12) равен

$$k_{p \text{ пт}} = \frac{R_{\text{п}}}{R_1 + R_{\text{п}}} = \frac{aU_{\text{зи}}}{R_1 + aU_{\text{зи}}}, \quad (4.39)$$

а пределы его изменения

$$\frac{k_{p \text{ макс}}}{k_{p \text{ мин}}} = \frac{(R_1 + aU_{\text{мин}}) U_{\text{макс}}}{(R_1 + aU_{\text{макс}}) U_{\text{мин}}} \quad (4.40)$$

тем шире, чем больше сопротивление R_1 .

Использование полевого транзистора в качестве управляемого сопротивления позволяет изменять в широких пределах коэффициент передачи. При этом постоянная составляющая тока в цепи канала затвор — исток отсутствует, что обеспечивает высокое входное сопротивление и необходимое быстродействие.

Основным недостатком полевых транзисторов является зависимость проводимости канала от температуры, которая объяс-

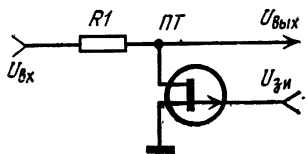


Рис. 4.12. Управляемый делитель на полевом транзисторе.

няется изменением подвижности носителей при изменении температуры. Изменение проводимости канала из-за увеличения подвижности носителей составляет около 0,6...0,8% на 1°C в зависимости от типа транзистора.

Другим недостатком является температурная зависимость контактных потенциалов. Напряжение, управляющее проводимостью канала, складывается из напряжения, приложенного между затвором и истоком, и контактной разности потенциалов, температурный коэффициент которой составляет примерно 2,2 мВ на 1°C. Последнее приводит к зависимо от температуры измене-

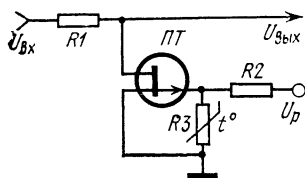


Рис. 4.13. Термокомпенсированный делитель.

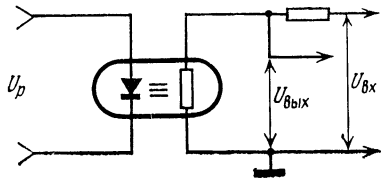


Рис. 4.14. Делитель на оптроне.

нию сопротивления канала. При больших сопротивлениях в цепи затвора некоторое влияние на сопротивление канала может оказать обратный ток затвора, экспоненциально растущий с температурой. Наибольшая нестабильность этого сопротивления отмечается при напряжениях затвор — исток, близких к нулю. Большой положительный ТКС объясняется влиянием температурного коэффициента сопротивления канала. С ростом напряжения затвор — исток ТКС может стать равным нулю или отрицательной величине из-за компенсирующего действия контактных потенциалов и обратного тока затвора.

Температурную зависимость проводимости канала можно скомпенсировать применением термисторов, которые включают как параллельно полевому транзистору, так и последовательно. В последнем случае уменьшаются пределы изменения коэффициента передачи.

Более рационально вводить компенсационное напряжение в цепь затвора (рис. 4.13). В этом случае управляющее напряжение подается через температурно-зависимый делитель. Терморезистор R_3 следует подобрать таким образом, чтобы изменение управляющего напряжения на нем компенсировало уход сопротивления канала.

В качестве управляемых сопротивлений можно использовать любые полевые транзисторы.

Новый прибор оптрон также можно применить для управления коэффициентом передачи в замкнутых делительных схемах. Оптрон представляет собой управляемый током или напряжением миниатюрный источник света, чаще всего светодиод, в одном корпусе с которым смонтировано фотосопротивление или фототранзистор. При подаче управляющего сигнала, от которого зависит сила света, на световой вход (рис. 4.14) сопротивление резистора изменяется. Включение оптрона последовательно с резистором позволяет изменять коэффициент передачи цепи в широких пределах.

Делитель на оптроне может управлять большими напряжениями без искажения. Отличительной особенностью является почти идеальная развязка управляющего и сигнального каналов, что позволяет использовать оптронные делители для регулирования сигналов от постоянного тока до частот, ограничиваемых постоянной времени делителя, причем скорость управления может быть достаточно большой. Имеющиеся в литературе данные позволяют судить о перспективности применения оптронов в делительных схемах.

В [58] описана еще одна схема управляемого элемента, основанная на регулировке коэффициента передачи при помощи распределения токов в дифференциальном усилителе. Он обладает широкими пределами изменения коэффициента передачи, позволяет без искажений управлять большими сигналами, обеспечивая при этом хорошую развязку между управляющим входом и сигнальным выходом. В этой схеме можно использовать промышленные интегральные схемы дифференциальных усилителей.

Для дифференциального усилителя (рис. 4.15) с идентичными транзисторами $T1$ и $T2$, которые имеют коэффициент усиления α по току близкий к единице, токи коллекторов равны

$$i_{k1} = i_3 / (1 + e^{m\Delta V}) \quad (4.41)$$

и

$$i_{k2} = i_3 / (1 + e^{-m\Delta V}), \quad (4.42)$$

где $\Delta V = V_2 - V_1$, $m = q/kT$.

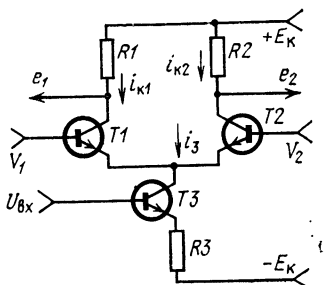


Рис. 4.15. Дифференциальный усилитель.

Так как ток i_3 является постоянной величиной, что обеспечивается эмиттерным повторителем $T3$, который работает и как источник тока, то

$$i_{k1} + i_{k2} = i_3, \quad (4.43)$$

и любое увеличение i_{k1} вызывает уменьшение i_{k2} .

Обозначив $i_{k1}/i_3 = k_{PT}$, из (4.41) имеем

$$k_{PT} = \frac{i_{k1}}{i_3} = \frac{1}{1 + e^{m\Delta V}}. \quad (4.44)$$

Разделив числитель и знаменатель зависимости (4.42) на величину $e^{-m\Delta V}$, получим

$$i_{k2} = i_3 e^{m\Delta V} / (1 + e^{m\Delta V}).$$

Так как из (4.44) $e^{m\Delta V} = (1 - k_{PT}) / k_{PT}$, то

$$i_{k2}/i_3 = 1 - k_{PT}. \quad (4.45)$$

Для данной схемы

$$i_3 \approx U_{ВХ}/R_3. \quad (4.46)$$

С учетом условия $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha_3 = 1$ напряжение на коллекторе $T1$ равно $e_1 = i_{k1}R_1$. Из (4.41), (4.44) и (4.46)

$$e_1 = k_{PT}R_1U_{ВХ}/R_3, \quad (4.47)$$

отсюда коэффициент передачи первого каскада

$$k_1 = k_{PT}R_1/R_3. \quad (4.48)$$

Аналогично можно определить

$$k_2 = R_1(1 - k_{PT})/R_3. \quad (4.49)$$

Так как коэффициент распределения тока k_{PT} зависит от ΔV , то коэффициенты передачи могут управляться разностью напряжений, приложенных к базам транзисторов $T1$ и $T2$.

Использование двух идентичных дифференциальных усилителей и операционного усилителя позволяет линейно регулировать коэффициент передачи независимо от температуры.

Полная схема линеаризованного управляемого усилителя приведена на рис. 4.16. Транзисторы $T1$ и $T2$, а также $T3$ и $T4$ входят в состав двух идентичных усилителей в интегральном исполнении.

Операционный усилитель управляет напряжением смещения транзистора $T3A$ таким образом, чтобы напряжение на коллек-

торе $T3B$ было равно U_p . В этом случае ток через транзистор $T3B$ (рис. 4.16) равен

$$i_4 = \frac{E_K - U_p}{R_7} = \frac{\Delta U_p}{R_7}. \quad (4.50)$$

Очевидно, что ток i_4 коллектора является линейной функцией регулирующего напряжения U_p . В то же время коэффициент распределения тока

$$k_{pT} = i_4/i_6. \quad (4.51)$$

Полагая

$$i_6 = E_K/R_{10}, \quad (4.52)$$

получаем

$$k_{pT} = \Delta U_p R_{10}/E_K R_7. \quad (4.53)$$

Так как дифференциальные каскады идентичны, то аналогичный коэффициент распределения токов будет и для левого каскада, управляемого выходным напряжением операционного

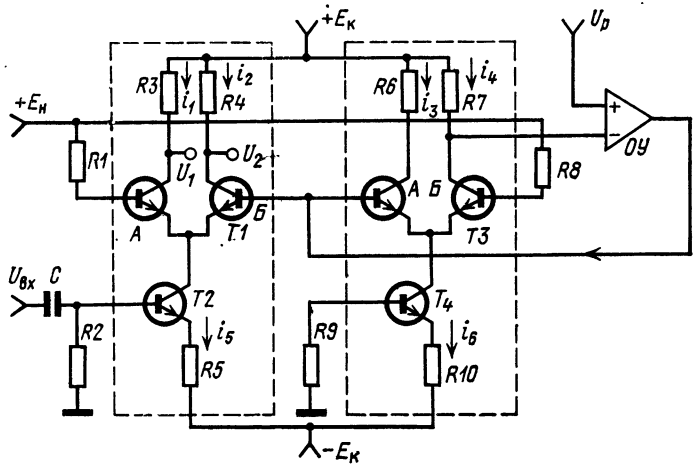


Рис. 4.16. Схема управляемого усилителя с широкими пределами регулирования.

усилителя. Отсюда следует, что коэффициенты передачи левой и правой части парного транзистора $T1$ являются линейными функциями управляющего напряжения ΔU_p :

$$k_{1\pm} = \frac{R_8}{R_5} \frac{R_{10}}{R_7} \frac{\Delta U_p}{E_K} \quad (4.54)$$

Таблица 4.1

Элемент	Механизм управления	Пределы регулирования	Развязка между целью управления и выходом	Вид управляемых сигналов	Примечание
Усилитель на методе с удлинённой характеристикой Транзисторный усилитель	Изменение крутизны ЭВП Изменение коэффициента β	$\approx 50 \dots 60$ $\approx 30 \dots 40$	Нет То же	НЧ и ВЧ сигналы, импульсы То же	Требуется питание накала, большие габариты Значительные нелинейные искажения
Транзисторный усилитель с активным делителем Диодные делители	Изменение β и коэффициента деления входного сигнала Изменение сопротивления $p-n$ перехода	≈ 50 40	" "	Низкочастотные сигналы НЧ и ВЧ сигналы	Простая схема Зависят от температуры
Оптроны	Изменение сопротивления фоторезистора	60	Есть	Постоянный ток, НЧ и ВЧ сигналы, импульсы	Требуют мощности в цепи управления
Дифференциальный усилитель	Распределение токов	60	То же	То же	Линейная регулировка Термостабильность

$=k(U_p)U_p$, и управлять ключом так, чтобы ключ открывался при поступлении импульса, на выходе появится последовательность импульсов с длительностью $\tau_{и}$ и амплитудой $U_{вх}$. Напряжение после интегрирующей RC -цепи равняется

$$U_{вых} = \tau_{и} U_{вх} / T_{п}, \quad (4.60)$$

и коэффициент передачи ИДН

$$k_p = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{\tau_{и}}{T_{п}} = \frac{k(U_p) U_p}{T_{п}}, \quad (4.61)$$

где $T_{п}$ — период повторения импульсов.

Коэффициент передачи ИДН является линейной функцией при линейном преобразовании U_p в длительность $\tau_{и}$ и пренебрежимо малой длительности фронтов по сравнению с $\tau_{и}$.

При управлении ключом импульсами с переменной частотой коэффициент передачи будет равен $k_p = \tau_{и0} f_{п}(U_p)$, где $\tau_{и0}$ — длительность нормированного импульса.

Если частота повторения зависит от U_p , т. е. $f_{п}(U_p) = kf(U_p)U_p$, а чаще всего $f_{п}(U_p) = f_0 + kf(U_p)U_p$, то

$$k_p = \tau_{и0} f_0 + \tau_{и0} kf(U_p)U_p. \quad (4.62)$$

Величина $\tau_{и0} f_0$ является начальным коэффициентом передачи; обозначив его k_0 , получим

$$k_p = k_0 + \tau_{и0} kf(U_p)U_p. \quad (4.63)$$

Диапазон изменения коэффициента передачи ИДН с управляемой длительностью импульса равен

$$\frac{k_{макс}}{k_{мин}} \approx \frac{T_{п}}{2\tau_{\Phi}}, \quad (4.64)$$

где τ_{Φ} — длительность фронтов выходных импульсов ключевой схемы, зависящая от быстродействия ключа и от фронтов управляющих импульсов.

Для ИДН, управляемого переменной частотой,

$$\frac{k_{макс}}{k_{мин}} \approx 1 + \frac{T_{п} kf(U_p) U_{pмакс}}{k_0} \quad (4.65)$$

и всегда меньше, чем для ИДН с управляемой длительностью.

В качестве ключей можно использовать электромеханические реле (для медленнодействующих устройств), транзисторы в ключевом режиме и интегральные прерыватели как в последовательном, так и в параллельном включении. Для этой же цели можно использовать и оптроны, имеющие высокое быстродействие. Бы-

стродействие ИДН определяется частотой коммутации и постоянной времени интегрирующего фильтра, которая имеет сравнительно большую величину. Таким образом, даже при значительной частоте коммутации полоса пропускания ИДН не превышает нескольких сот герц. Это ограничивает применение ИДН только для управления напряжений постоянного тока.

ИДН являются довольно сложными электронными устройствами. Особенно сложен время-импульсный преобразователь управляющего сигнала. Однако благодаря стабильности параметров, линейной характеристике управления, а также простой идентификации двух ИДН импульсные делители напряжения находят широкое применение в делительных схемах.

4.6. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Необходимость идентификации характеристик регулирования коэффициента передачи, а при широкополосных входных сигналах и амплитудно-частотных характеристик затрудняет построение точных и ста-

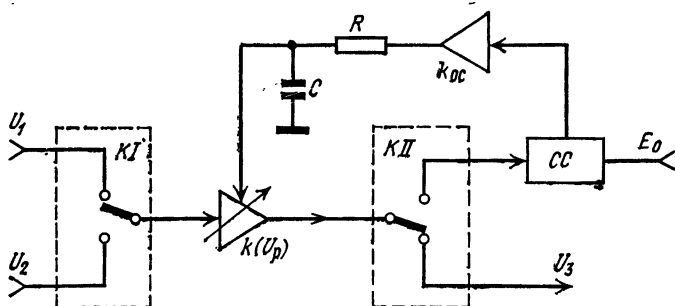


Рис. 4.18. Делительная схема с АРУ и временным разделением каналов.

бильных делительных схем с АРУ. Это привело к разработке делительных схем с одним управляемым элементом [59, 60], работающим попеременно на схеме АРУ и на канал частного. Для этого в делительную схему вводят два коммутатора, а в цепи АРУ — элемент памяти (рис. 4.18). Коммутаторы KI и KII

работают синхронно. Сигнал с управляемого элемента, на вход которого подано напряжение U_2 , через коммутатор KII поступает на схему сравнения. В следующий цикл, когда подано напряжение U_1 , коммутатор KII передает сигнал из управляемого элемента на выход схемы.

Схема работает следующим образом. Поступающее из коммутатора на схему сравнения напряжение, по времени соответствующее подаче на вход постоянного напряжения U_2 , сравнивается с опорным E_0 . На выходе схемы сравнения появляется прямоугольный импульс, величина которого равна

$$\Delta U = U_2 k(U_p) - E_0. \quad (4.66)$$

Так как в начальный момент в цепи АРУ отсутствует управляющее напряжение, то $\Delta U' = k_0 U_2 - E_0$, где k_0 — начальный коэффициент передачи управляемого элемента. Этот импульс усиливается усилителем обратной связи и заряжает конденсатор C до величины

$$U'_p = k_{oc}(k_0 U_2 - E_0)[1 - e^{-T_n/RC}], \quad (4.67)$$

где k_{oc} — коэффициент усиления усилителя обратной связи, T_n — длительность импульса, равная времени периода коммутации.

Это напряжение уменьшает коэффициент передачи управляемого элемента до величины $k(U'_p) = k_0 - S(U_p)U'_p$.

Если постоянная времени цепи разряда конденсатора C достаточно велика, то в следующий цикл напряжение на нем еще возрастет и так будет повторяться до тех пор, пока ΔU не станет близкой к нулю. Когда сигнал, поступающий из управляемого элемента в схему сравнения, равен опорному напряжению, установившееся значение коэффициента передачи управляемого элемента приблизительно равно

$$k(U_p) \approx E_0/U_2. \quad (4.68)$$

Так как через тот же управляемый элемент проходит сигнал делимого U_1 , выходное напряжение равно

$$U_3 = k(U_p) U_1 \approx E_0 U_1 / U_2. \quad (4.69)$$

Для точного деления необходим большой коэффициент усиления замкнутой цепи. Так как напряжение ошибки в цепи АРУ действует только половину периода, то управляющее напряжение действует на

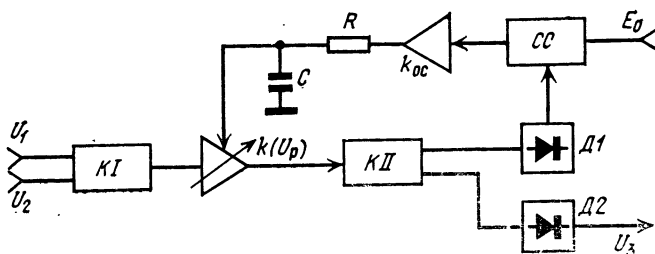


Рис. 4.19. Делительная схема переменных напряжений.

управляемый элемент не постоянно. Чтобы это не отражалось на результате деления, необходимо обеспечить достаточно большую постоянную времени цепи АРУ, которая в основном определяется цепью разряда конденсатора C , служащим элементом памяти.

Если принять, что при малых изменениях коэффициент передачи линейно зависит от управляющего напряжения, то получим

$$\tau_p \geq - \frac{T_{\Pi}}{\ln(1 - \delta)} \approx \frac{T_{\Pi}}{\delta}, \quad (4.70)$$

где τ_p — требуемая величина постоянной времени, δ — относительная динамическая погрешность деления.

Схемы этого типа пригодны для деления как постоянных, так и переменных напряжений. В последнем случае необходимо предусмотреть детектирование радиопимпульсов до схемы сравнения (рис. 4.19).

При синусоидальных сигналах U_1 и U_2 на выходе ключа $K1$ будут выделяться радиоимпульсы с длительностью $T_{\text{п}}$, соответствующие этим сигналам. Для сравнения с опорным напряжением сигнал канала делителя следует протестировать амплитудным детектором. Можно показать, что при равномерных частотных характеристиках коммутаторов и детекторов схема осуществляет деление сигналов как с совпадающими, так и с различными частотами. Равномерности частотных характеристик элементов определяется и диапазон частот.

Отметим, что к линейности амплитудной характеристики детектора $D1$ не предъявляется жестких требований. Благодаря АРУ этот детектор всегда работает при постоянном уровне сигнала. Зато от линейности амплитудной характеристики детектора $D2$ в значительной степени зависит диапазон изменения частного. В схеме рис. 4.18, где частное представлено в виде последовательности прямоугольных импульсов постоянного тока, таких ограничений нет. Для получения постоянного напряжения, пропорционального частному, достаточно поставить на выходе схемы интегрирующий RC -фильтр.

Динамический диапазон деления в схемах с одним управляемым элементом характеризуется двумя факторами: допустимой статической погрешностью из-за конечного коэффициента усиления замкнутой цепи, которая наблюдается и в других замкнутых схемах, и диапазоном изменения коэффициента передачи управляемого элемента. В отличие от схем с двумя управляемыми элементами, где динамический диапазон деления определяется интервалом идентичного изменения коэффициента передачи, в схемах с переменным разделением можно использовать полные пределы регулирования и тем самым расширить динамический диапазон деления. Делительные схемы на пентодах с удлиненной сеточной характеристикой

позволяют достигнуть динамического диапазона в 46дБ и более.

Основным вопросом реализации схем с временным разделением каналов является коммутация сигналов. В качестве коммутаторов используются поляризованные электромагнитные реле, диодные и транзисторные ключи. В [59] описан коммутатор с электродвигателем. Основными параметрами коммутаторов являются быстродействие и высокая развязка между каналами.

От частоты коммутации зависит быстродействие схемы: как это следует из (4.70), для уменьшения времени установления необходимо повысить частоту коммутации. Однако это верно только при делении постоянных напряжений. Если же речь идет о делении двух переменных сигналов, то частота коммутации должна быть по крайней мере в десять раз меньше минимальной частоты сигнала.

Полупроводниковые интегральные ключи позволяют повысить частоту коммутации постоянных напряжений до 50...100 кГц, но из-за конечной длительности фронтов они вносят дополнительные погрешности. Наиболее целесообразными являются частоты до 10 кГц, при этом полоса пропускания делительной схемы составляет 10...50 Гц и зависит от пределов изменения сигналов.

Полупроводниковые схемы не позволяют коммутировать большие сигналы из-за возможного пробоя

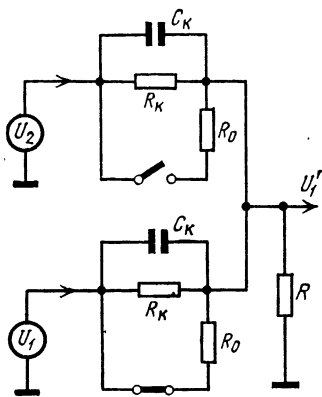


Рис. 4.20. Эквивалентная схема полупроводникового коммутатора.

p - n переходов, а при малых напряжениях появляются помехи из-за проходящего на выход коммутирующего сигнала, которые тем больше, чем выше частота коммутации.

Недостатком полупроводниковых ключей являются сравнительно большие проходные емкости и конечные сопротивления открытых ключей, влияние которых можно оценить, например, по эквивалентной схеме на рис. 4.20. Здесь ключи представлены в виде параллельно соединенных идеального ключа, шунтирующих сопротивления R_K и емкости C_K , а также последовательно включенного сопротивления ключа R_0 . Когда на вход управляемого элемента подается напряжение U_1 , на выходе имеем

$$U'_1 \approx U_1 \frac{R}{R+r_0} + U_2 \frac{R}{R_K + j/\omega C_K},$$

или

$$U'_1 = U_1 k_K + k_P U_2 = U_1 k_K (1 + k_P/k_{KR}), \quad (4.71)$$

где k_K — коэффициент передачи открытого ключа,

$k_P = \frac{R}{R_K + j/\omega C_K}$ — коэффициент развязки, r — отношение сигналов.

Погрешность деления сигналов равна

$$\delta r = k_P/k_{KR}. \quad (4.72)$$

Отсюда следует, что погрешность тем меньше, чем больше развязка ($k_P \rightarrow 0$) и больше величина частного.

Коэффициент развязки можно до некоторой степени увеличить уменьшением сопротивления нагрузки ключей. Кроме того, он зависит от частоты. Для частот до 1 МГц в реальных полупроводниковых ключевых схемах k_P достигает до 30 дБ, если не приме-

нять специальных мер [61]. Это приводит к дополнительным погрешностям, величина которых может возрасти до 3...4%. Сказанное затрудняет построение транзисторных делительных схем с временным разделением.

4.7. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

В радиотехнических измерениях часто требуется быстро разделить два переменных напряжения, изменяющихся в широких пределах. Это в первую очередь относится к многочисленным панорамным измерениям амплитудно-частотных параметров на СВЧ. При этом необходима большая скорость преобразования сигналов как каналом делимого, так и каналом делителя, поскольку амплитуды сигналов при постоянном их отношении претерпевают большие изменения. Требуемые времена установления при этом лежат в пределах 0,5...2 мс.

В принципе такую скорость могут обеспечить делительные схемы с двумя управляемыми элементами, например усилителями, в которых быстродействие по каналу частного ограничивается полосой пропускания управляемого элемента и может быть достаточно высоким, а время установления по каналу делителя определяется параметрами замкнутой схемы АРУ. Однако принципиальные недостатки этих схем, в первую очередь временная и температурная нестабильности, исключают возможность их широкого применения. Схемы с временным разделением каналов в принципе являются медленнодействующими.

Этих недостатков лишены схемы с частотным разделением каналов, разработанные специально для автоматизации СВЧ измерений. Сущность работы схем этого типа заключается в следующем. Один из сигналов, предпочтительно сигнал канала делителя,

при помощи смесителя преобразуется по частоте и подается, как показано на рис. 4.21, на управляемый элемент, в качестве которого используется усилитель с регулируемым коэффициентом передачи. На тот же усилитель подается и другой сигнал. После управляемого элемента сигналы разделяются при помощи

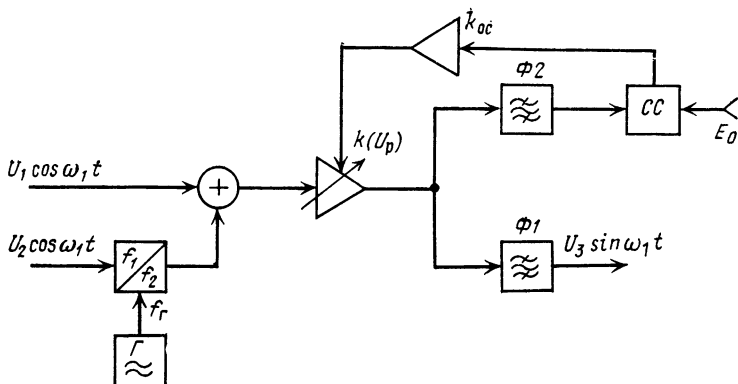


Рис. 4.21. Делительная схема с частотным разделением каналов.

фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$. Сигнал с частотой f_2 , соответствующий U_2 , подается на схему АРУ, а сигнал, соответствующий U_1 , — на выход схемы.

В рассматриваемой делительной схеме при условии равновесия коэффициент передачи управляемого усилителя обратно пропорционален амплитуде сигнала делителя, а сигнал с частотой f_1 , проходящий через этот управляемый элемент, прямо пропорционален отношению входных сигналов.

Для определения требований к отдельным элементам схемы рассмотрим более полную структурную схему делительного устройства с частотным разделением (рис. 4.22). Из этой схемы можно определить

амплитуды сигналов на выходе разделяющих полосовых фильтров после управляемого усилителя:

$$U_{\Phi 2} = k_{\Sigma} k_c k_{\Phi 1} k(U_p) k_{\Phi 2} U_2, \quad (4.73)$$

$$U_3 = k_{\Sigma} k(U_p) k_{\Phi 3} U_1,$$

где k_c , k_{Σ} , $k_{\Phi 1}$, $k_{\Phi 2}$, $k_{\Phi 3}$ — коэффициенты передачи смесителя, сумматора и фильтров $\Phi 1$, $\Phi 2$, $\Phi 3$.

Для исключения нелинейных искажений в управляемом усилителе величину входных сигналов выби-

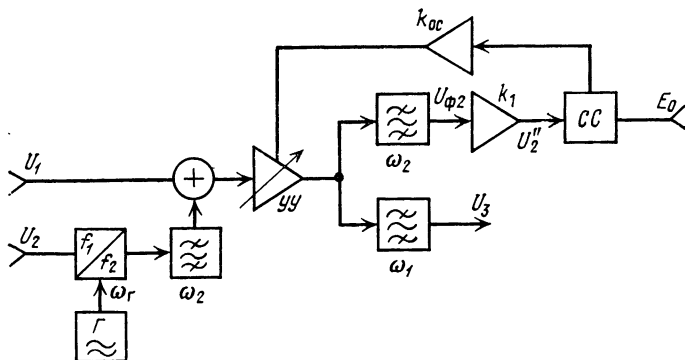


Рис. 4.22. Структурная схема делительного устройства.

рают небольшой, поэтому после фильтра $\Phi 2$ располагают усилитель с коэффициентом усиления k_1 . Таким образом, на схему сравнения поступает сигнал

$$U''_2 = k_1 U_{\Phi 2}. \quad (4.74)$$

Выходной сигнал схемы сравнения

$$\Delta U = U''_2 - E_0 \quad (4.75)$$

усиливается усилителем обратной связи и поступает на управляемый усилитель для управления его коэффициентом усиления.

Для замкнутой системы АРУ из (4.73), (4.74) и (4.75), с учетом выражения для коэффициента передачи управляемого усилителя $k(U_p) = k_0 - S(U_p)U_p$, в установившемся режиме

$$k(U_p) = \frac{k_0 + S(U_p)k_{oc}E_0}{1 + k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2}. \quad (4.76)$$

Преобразовав (4.76)

$$k(U_p) = \frac{k_0 + S(U_p)k_{oc}E_0}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2} \times \\ \times \left[\frac{1}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2} + 1 \right]^{-1}$$

и разложив выражение в квадратных скобках в степенной ряд вида $(1+x)^{-1} = 1 - x + x^2 - x^3 + \dots$,

имеем

$$k(U_p) = \frac{k_0 + S(U_p)k_{oc}E_0}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2} \times \\ \times \left[1 - \frac{1}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2} + \right. \\ \left. + \frac{1}{(k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2)^2} - \dots \right]. \quad (4.77)$$

При условии, что

$$S(U_p)k_{oc}E_0 \gg k_0, \quad (4.78)$$

$$k_{oc}k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}S(U_p)U_2 \gg 1,$$

получаем

$$k(U_p)_0 \approx \frac{E_0}{k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}k_{\Sigma}U_2} \quad (4.79)$$

и

$$U_3 = \frac{k_{\Phi 3}}{k_1k_c k_{\Phi 1}k_{\Phi 2}} E_0 \frac{U_1}{U_2}$$

Относительная погрешность деления, определяемая конечным коэффициентом усиления замкнутой цепи АРУ, приближенно равна

$$\delta r \approx \frac{1}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi_1}k_{\Phi_2}k_{\Sigma} S(U_p) U_2} - \frac{k_0}{S(U_p) k_{oc} E_0}. \quad (4.80)$$

При достаточно большом опорном напряжении второй член является постоянным и приблизительно равным $1/k_{oc}$ и уже при значениях $k_{oc} > 10^3$ становится пренебрежимо малым. Зато первый член зависит от напряжения делителя и ограничивает динамический диапазон ДС. Как и для других замкнутых схем, минимальное значение напряжения делителя при заданной допустимой статической погрешности деления δr_0 равно

$$U_{2\text{мин}} \geq \frac{1}{k_{oc}k_1k_c k_{\Phi_1}k_{\Phi_2}k_{\Sigma} S(U_p) \delta r_0}. \quad (4.81)$$

Для достижения максимального динамического диапазона изменения делителя необходимо, по возможности, увеличить коэффициент усиления в замкнутой цепи обратной связи, в основном за счет увеличения k_1 и k_{oc} .

Несовершенство фильтров, нелинейность и неустойчивость преобразования сигнала U_2 по частоте вызывают дополнительные погрешности деления, которые не учитывались при выводе основных соотношений, т. е. считалось, что полосовые фильтры за полосой пропускания имеют бесконечное затухание, а преобразователь идеально линейный.

Рассмотрим погрешности из-за прохождения сигналов из смежных каналов. Каждый из входных сигналов можно выразить следующим образом:

$$U_1' = U_1 + \alpha U_2 + \beta U_r, \quad U_2' = U_2 + \gamma U_r + \theta U_1, \quad (4.82)$$

где αU_2 , βU_r , γU_r и θU_1 — мешающие составляющие сигналов, приведенные к соответствующим входам схемы. В выражениях

(4.82) не учтены паразитные связи в схеме, которые при правильном монтаже и конструкции должны иметь пренебрежимо малые величины.

При наличии сигналов, приходящих из смежных цепей, выходное напряжение пропорционально U_1'/U_2' и в этом случае предельная погрешность деления

$$\delta r_{\text{макс}} = \frac{U_1'/U_2' - U_1/U_2}{U_1/U_2} = \frac{1 + \alpha U_2'/U_1 + \beta U_r/U_1}{1 + \gamma U_r/U_2 + \theta U_1/U_2} - 1.$$

Для малых значений мешающих составляющих сигналов относительная предельная погрешность, учитывающая наихудшие сочетания фаз сигналов, приближенно равна

$$\delta_{\text{п}} r_{\text{макс}} \approx \alpha \frac{U_2}{U_1} + \beta \frac{U_r}{U_1} - \gamma \frac{U_r}{U_2} - \theta \frac{U_1}{U_2}$$

или, нормируя погрешность относительно напряжения делителя,

$$\delta_{\text{п}} r_{\text{макс}} \approx \frac{\alpha}{r} + \theta r + \frac{U_r}{U_2} \left(\frac{\beta}{r} + \gamma \right). \quad (4.83)$$

Как следует из (4.83), эта погрешность не является постоянной и зависит как от отношения входных сигналов, так и от величины напряжения делителя.

Рассмотрим отдельные составляющие. Мешающее действие напряжения делителя проявляется из-за прохождения сигнала с частотой $\omega_2 = \omega_1 + \omega_r$ через полосовой фильтр Φ_3 , настроенный на частоту ω_1 . С учетом принятых обозначений коэффициентов передачи отдельных элементов напряжение помехи, приведенное ко входу U_1 , равно $\alpha U_2 = k_{\Phi_1} k_{\Phi_3}(\omega_2) k_c U_2 / k_{\Phi_3}$, откуда

$$\alpha = k_{\Phi_1} k_c k_{\Phi_3}(\omega_2) / k_{\Phi_3}. \quad (4.84)$$

Аналогично получаем

$$\beta = k_{\Phi_1}(\omega_r) k_{\Phi_3}(\omega_r) k_c / k_{\Phi_3}. \quad (4.85)$$

Приведенный ко входу U_2 мешающий сигнал U_1 , проходящий через фильтр Φ_2 , настроенный на частоту ω_2 , равен $\theta U_1 = k_{\Phi_2}(\omega_2) U_1 / k_{\Phi_2} k_c k_{\Phi_1}$, откуда

$$\theta = k_{\Phi_2}(\omega_2) / k_{\Phi_2} k_c k_{\Phi_1}. \quad (4.86)$$

Для мешающего из-за гетеродина сигнала, приведенного в канал делителя,

$$\gamma U_r = \frac{k_{\Phi 1}(\omega_r)}{k_{\Phi 1}} \frac{k_{\Phi 2}(\omega_r)}{k_{\Phi 2}} U_r,$$

откуда

$$\gamma = \frac{k_{\Phi 1}(\omega_r)}{k_{\Phi 1}} \frac{k_{\Phi 2}(\omega_r)}{k_{\Phi 2}}. \quad (4.87)$$

Так как помехи имеют случайные фазы, их следует суммировать с учетом арксинусного закона распределения. Влияние прохождения сигнала из канала делителя в канал делимого является наименьшим, когда отношение равно единице.

Требуемое значение затухания фильтра $\Phi 3$ на частоте ω_2 можно получить, задавшись минимальным значением частного $r_{\text{мин}}$ и допустимой погрешностью $\delta\alpha$:

$$\frac{k_{\Phi 3}(\omega_2)}{k_{\Phi 3}} \leq \frac{\delta\alpha r_{\text{мин}}}{k_{\Phi 1} k_c}. \quad (4.88)$$

Если допустимая погрешность $\delta\alpha$ составляет 0,5%, а минимальное отношение равно 0,02, требуемое подавление сигналов с частотой ω_2 фильтром $\Phi 3$ составляет более -80 дБ.

Влияние U_1 на канал делителя, как следует из (4.86), наибольшее при отношении сигналов, равным единице. Требуемое подавление частоты ω_1 фильтром $\Phi 2$ определяется из условия

$$\frac{k_{\Phi 2}(\omega_1)}{k_{\Phi 2}} \leq \frac{\delta\theta k_c k_{\Phi 1}}{r_{\text{макс}}}, \quad (4.89)$$

где $\delta\theta$ — составляющая погрешности из-за прохождения сигнала U_1 в канал делителя; $r_{\text{макс}}$ — максимальное отношение входных величин.

При $r_{\text{макс}} = 1$ величины k_c и $k_{\Phi 1}$ также близки к единице и требуемое затухание фильтра $\Phi 2$ на частоте ω_1 равняется численному значению допустимой погрешности $\delta\theta$. В большинстве случаев вполне достаточной является величина затухания -50 дБ.

Наибольшее влияние имеет мешающее воздействие гетеродина. На частоте гетеродина требуемое затухание фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 3$ определяется из условия

$$k_{\Phi 1}(\omega_r) \frac{k_{\Phi 3}(\omega_r)}{k_{\Phi 3}} \leq \frac{\delta\beta r_{\text{мин}} U_{2\text{мин}}/U_r}{k_c}, \quad (4.90)$$

и, как видно, зависит как от минимального значения отношения входных величин, так и от величины сигнала гетеродина, кото-

рое желательно выбирать минимальным. Требования к подавлению сигнала гетеродина в значительной степени можно снизить, если использовать балансные смесители, которые сами обеспечивают развязку входов.

Если $U_r = 1$ В, а $U_{2 \text{ мин}} = 1$ мВ, при $r_{\text{мин}} = 0,02$ и $\delta\beta = 0,05$ требуемое затухание фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 3$ на частоте гетеродина составит более 140 дБ. Требуемое затухание фильтров $\Phi 1$ и $\Phi 2$ на частоте гетеродина несколько меньше:

$$\frac{k_{\Phi 1}(\omega_r)}{k_{\Phi 1}} \frac{k_{\Phi 2}(\omega_r)}{k_{\Phi 2}} \leq \delta\gamma \frac{U_2}{U_r}$$

и при указанных условиях должно иметь величину не ниже 110 дБ. Сигнал гетеродина в основном подавляется фильтром $\Phi 1$. Это вызвано также тем обстоятельством, что сигнал гетеродина, проходящий на управляемый усилитель, может вызвать обратное преобразование сигнала U_2 к частоте ω_1 и привести к значительным погрешностям. Как показывают эксперименты, при сигналах гетеродина на входе управляемого усилителя, меньших $0,1 U_{2 \text{ мин}}$, не возникает заметных погрешностей из-за обратного преобразования. Отсюда требуемое подавление сигнала гетеродина фильтром $\Phi 1$ составляет

$$k_{\Phi 1}(\omega_r) \leq 0,1 U_{2 \text{ мин}} / U_r. \quad (4.91)$$

Допустимое значение затухания порядка 80...100 дБ обеспечивается многозвенным фильтром.

Как следует из сказанного, к разделяющим фильтрам предъявляются довольно жесткие требования, в связи с этим важно правильно выбрать частоты ω_1 и ω_2 .

Влияние нестабильности коэффициентов передачи элементов схемы на погрешность отношения можно оценить по выражению

$$\delta r_{\text{ст}} = \frac{\Delta r}{r_0} = \sum_{i=1}^n \frac{\partial r(x_1, x_2, \dots, x_n)}{\partial x_i} \frac{x_i}{r_0(x_1, x_2, \dots, x_n)} \frac{\Delta x_i}{x_i}, \quad (4.92)$$

где x_i — коэффициенты передачи напряжения.

Из (4.79) получаем

$$\delta r_{\text{ст}} = \frac{\Delta k_1}{k_1} + \frac{\Delta k_2}{k_2} + \frac{\Delta k_{\Phi 1}}{k_{\Phi 1}} + \frac{\Delta k_{\Phi 2}}{k_{\Phi 2}} - \frac{\Delta k_{\Phi 3}}{k_{\Phi 3}} + \frac{\Delta U_3}{U_3} - \frac{\Delta E_0}{E_0}. \quad (4.93)$$

Нестабильности всех коэффициентов передачи и напряжений имеют одинаковый вес. Если необходимые коэффициенты передачи фильтров обеспечиваются стабильными элементами, а коэффициент усиления k_1 стабилизируется отрицательной обратной связью, то для коэффициента преобразования k_c можно применить только параметрическую стабилизацию. Для этого необходимо ввести термокомпенсирующие цепи и стабилизировать амплитуду гетеродина. Правильно сконструированная схема практически не имеет температурного и временного дрейфа выходного сигнала, пропорционального отношению U_1/U_2 .

Влияние нелинейных искажений на погрешность деления объясняется нелинейностью преобразователя и предварительного усилителя АРУ. Если характеристику смесителя описать первыми членами ряда Тейлора

$$U_{2\Pi} = k_{c0}U_2 - \alpha_c U_2^2, \quad (4.94)$$

где α_c и k_{c0} — параметры схемы, то коэффициент передачи смесителя можно выразить следующим образом: $k_c = U_{2\Pi}/U_2 = k_{c0} - \alpha_c U_2$. В то же время коэффициент нелинейных искажений

$$\gamma_c = \alpha_c U_2 / 2k_{c0}, \quad (4.95)$$

а коэффициент передачи смесителя

$$k_c = k_{c0}(1 - 2\gamma_c),$$

откуда погрешность деления из-за γ_c равна

$$\delta_{\Pi} = -2\gamma_c, \quad (4.96)$$

т. е. равна двойной величине коэффициента нелинейных искажений. Это ставит жесткие требования к линейности преобразователя.

Аналогично определяется дополнительная погрешность из-за нелинейности предварительного усилителя АРУ:

$$\delta_{н \text{ АРУ}} = -2\gamma_{\text{АРУ}}, \quad (4.97)$$

где $\gamma_{\text{АРУ}}$ — коэффициент нелинейных искажений предварительного усилителя.

Влияние нелинейных искажений управляемого усилителя аналитически выразить трудно, но, как показывает эксперимент, при больших входных сигналах погрешность из-за нелинейности может иметь значительную величину. В связи с этим входные сигналы необходимо выбрать такой величины, чтобы во всем интервале изменения коэффициента передачи управляемого усилителя осциллограмма выходного сигнала не имела искажений.

Параметры делительной схемы в значительной мере зависят от частоты ω_2 . Если эта частота близка к ω_1 , резко повышаются требования к разделяющим полосовым фильтрам. Использование разности частот $\omega_1 - \omega_r$ приводит к низкой несущей частоте ω_2 , при которой трудно обеспечить необходимое быстродействие.

Для обеспечения максимального быстродействия схемы АРУ, а также для обеспечения большой добротности LC -контуров, которой легче достичь на более высоких частотах (порядка десятков и сотен килогерц), промежуточную частоту следует выбирать большей частоты сигнала. При низких частотах сигнала увеличение промежуточной частоты облегчает также борьбу с гармониками питающей сети, что для высокочувствительных схем является немаловажным.

При обеспечении минимального коэффициента усиления $k_{\text{змин}}$ в замкнутой цепи АРУ $k_{\text{змин}} = k_1 k(U_p)_{\text{мин}} k_{\text{ос}} \approx 3000$ и достаточной развязки каналов делительные схемы этого типа обеспечивают динамический диапазон более 40 дБ при погрешности деления, не превышающей 1 ... 2%.

4.8. СХЕМЫ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ЧАСТОТНЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ

Вернемся к рассмотрению схемы, приведенной на рис. 4.22. Сигнал промежуточной частоты ω_2 , поступающий на CC , необходимо продетектировать либо до нее, либо в ней самой. При этом управляющее напряжение не должно содержать высокочастотных составляющих, что предъявляет жесткие требования к степени фильтрации продетектированного напряжения: постоянные времени детектора и всей схемы АРУ должны быть велики. Управляющее напряжение U_p достигает нескольких вольт, в то время как управляемый усилитель усиливает сигналы величиной всего в несколько милливольт. Отсюда следует, что проходящие сигналы из управляющей цепи должны быть во много раз меньше усиливаемых сигналов, а коэффициент фильтрации удовлетворять условию

$$\eta \leq aU_2/S(U_p)U_p \quad (4.98)$$

и в среднем составлять $10^{-3} \dots 10^{-4}$. Отсюда постоянная времени детектора приближенно равна

$$\tau_{\phi} \approx 1/2\pi f_2 \eta. \quad (4.99)$$

Для частоты $f_2 = 150$ кГц и $\eta = 10^{-4}$ постоянная фильтра RC должна составлять $\tau_{\phi} \approx 10^{-2}$ с. Ясно, что быстродействие будет низким. В связи с этим на выходе детектора следует применять режекторный LC -фильтр, настроенный на частоту ω_2 .

В качестве усилителя обратной связи и схемы сравнения можно применить любой дифференциальный УПТ с высоким коэффициентом усиления, однако при этом необходимо мириться с дополнительными погрешностями делительной схемы из-за дрейфа УПТ. В делительных схемах с частотным разделением можно обойтись без УПТ и тем самым значительно повысить стабильность деления. В одной из схем была

использована схема сравнения, работающая по переменному току (рис. 4.23). Напряжение U''_2 с частотой ω_2 поступает на диодную схему детектора с удвоением, которая заперта опорным напряжением E_0 . Когда размах синусоидального напряжения превышает опорный уровень, на резисторе R_c выделяется напряжение, соответствующее верхушкам синусоиды и равное напряжению разбаланса схемы АРУ.

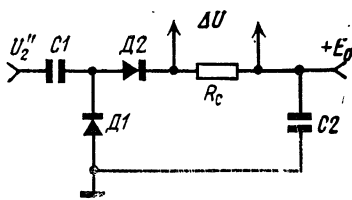


Рис. 4.23. Схема сравнения.

Этот сигнал, усиленный усилителем обратной связи, детектируется и подается для управления усилением.

Недостатком схемы является прямое прохождение сигнала частоты ω_2 через проходную емкость и обратное сопротивление диода D_2 , поэтому D_2 должен обладать высокими обратными сопротивлениями и малой проходной емкостью. Этот сигнал суммируется с напряжением ошибки ΔU , что вызывает уменьшение динамического диапазона схемы. Действие его эквивалентно уменьшению опорного напряжения E_0 на величину

$$\Delta E \approx \frac{E_0}{\sqrt{2}} \frac{R_c \omega_2 C_0}{\sqrt{1 + \omega_2^2 R_c^2 C_0^2}}, \quad (4.100)$$

где C_0 — проходная емкость диода D_2 , R_c — сопротивление нагрузки переменному току.

Сужение динамического диапазона делительной схемы объясняется тем, что при сигналах, меньших опорного, появляется сигнал в цепи АРУ, в результате чего уменьшается начальный коэффициент усиления управляемого усилителя.

С другой стороны, при прохождении прямого сигнала следует уменьшить максимально допустимый ко-

эффицент усиления усилителя обратной связи, так как при большом коэффициенте усиления усилитель может быть перегружен, а управляемый усилитель закрыт. Для уменьшения этого нежелательного эффекта можно ввести задержку на выходе цепи обратной связи, однако наиболее радикальным решением

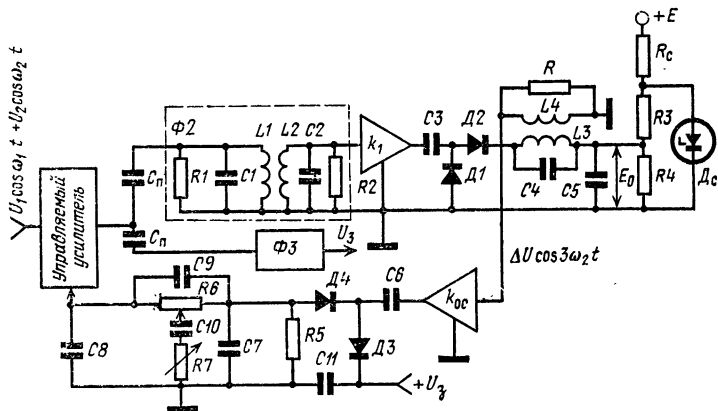


Рис. 4.24. Структурная схема цепи АРУ.

является разделение частот после схемы сравнения. Дело в том, что сигнал ошибки имеет резко выраженную третью гармонику, таким образом, он в дальнейшем усиливается на частоте 3ω , выделяемой контуром. Это практически исключает влияние проходящего прямого сигнала и позволяет в полной мере использовать динамический диапазон схемы АРУ.

Схема АРУ (рис. 4.24) работает следующим образом. На вход управляемого усилителя одновременно подаются сигналы U_1 и U_2 (последний преобразован по частоте). На выходе управляемого усилителя сигнал с частотой ω_2 выделяется полосовым фильтром, выполненным на двух связанных контурах $L1C1$ и $9*$

L2C2. Резисторы *R1* и *R2* служат для настройки полосы пропускания фильтра. Выходной сигнал фильтра усиливается предварительно усилителем, коэффициент усиления которого выбирается из условия

$$k_1 \approx E_0/k_0 k_{\phi 2} U_{2\text{мин}}, \quad (4.101)$$

где k_0 — начальный коэффициент усиления управляемого усилителя, $U_{2\text{мин}}$ — минимальная амплитуда сигнала делителя.

Напряжение с выхода предварительного усилителя поступает на схему сравнения, выполненную на диодах *D1* и *D2*. Нагрузкой *CC* служит резонансный контур *L3C4*, настроенный на частоту $3\omega_2$. Опорное напряжение, стабилизированное стабилитроном *Dс*, с делителя *R3R4* подается на схему сравнения. На усилитель обратной связи напряжение ошибки поступает с обмотки *L4* контура *L3C4*. Выходное переменное напряжение детектируется детектором *D3D4* с удвоением. Для устранения влияний шумов и фонов на вход *D3* подано задерживающее напряжение U_3 . *RC*-фильтр на выходе детектора служит для выбора фазовых соотношений цепи АРУ и обеспечивает стабильную работу замкнутой цепи.

Если сигнал на выходе предварительного усилителя больше опорного, то из-за изменения коэффициента усиления управляемого усилителя система АРУ стабилизирует сигнал с частотой ω_1 . При этом коэффициент усиления управляемого усилителя обратно пропорционален амплитуде сигнала делителя, а сигнал с частотой ω_1 , выделяемый фильтром *F3*, пропорционален величине частного. Коэффициент усиления усилителя обратной связи k_{oc} имеет величину порядка $(5 \dots 10) \cdot 10^3$.

Применение усилителей переменного тока исключает дрейф нуля, тем самым снижая погрешность деления. При этом упрощается настройка схемы.

В качестве разделяющих полосовых фильтров можно использовать электромеханические или пьезоэлектрические фильтры, настроенные на соответствующие частоты. Этим существенно упрощается регулировка схемы.

4.9. УСТОЙЧИВОСТЬ И БЫСТРОДЕЙСТВИЕ ЗАМКНУТЫХ СИСТЕМ АРУ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Система АРУ делительной схемы должна быть устойчивой во всем динамическом диапазоне изменения напряжения делителя как для малых, так и больших возмущений, поскольку только установившийся режим обеспечивает выполнение операции деления сигналов. Принципы действия замкнутых делительных схем ранее рассматривались в статическом режиме и предполагалось, что система АРУ абсолютно устойчива.

В отличие от многих распространенных следящих систем, достаточно подробно рассмотренных в литературе, схемы АРУ являются нелинейными системами, что существенно затрудняет их анализ. Теории нелинейных систем автоматического регулирования посвящено большое количество фундаментальных работ, однако из-за многообразия этих систем обобщенный инженерный метод их анализа до сих пор отсутствует. При проектировании системы АРУ с заданным быстродействием при заданной структуре необходимо выбрать такие параметры ее, чтобы система была устойчивой. Единственным применяемым в практических целях методом, дающим быстрый результат, является метод логарифмических амплитудных асимптотических характеристик (ЛАХ), вытекающий из вторичных критериев устойчивости. Он [62] предназначен в основном для анализа и синтеза линейных систем автоматического регулирования, однако вполне пригоден и для нелинейных систем, нелинейность которых

моделируется изменением коэффициента усиления замкнутой цепи.

Сущность метода ЛАХ заключается в замене амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) открытой системы автоматического регулирования логарифмической асимптотической характеристикой, которой значительно удобнее пользоваться, так как процесс

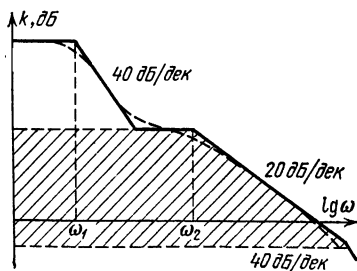


Рис. 4.25. Логарифмическая амплитудно-асимптотическая характеристика.

умножения передаточных характеристик отдельных звеньев заменяется сложением. Упрощается также и условие устойчивости, которое формулируется следующим образом: для устойчивости замкнутой системы необходимо, чтобы ЛАХ открытой системы пересекала ось единичного усиления со скоростью не более 20 дБ на декаду частот [62]. Это условие вытекает

из амплитудно-частотных критериев, представленных в логарифмическом масштабе.

Большим преимуществом метода ЛАХ является возможность определения полосы пропускания частот, быстродействия системы, АРУ, а также зоны устойчивости.

Логарифмическую амплитудно-частотную асимптотическую характеристику можно получить, представляя АЧХ открытой системы в логарифмическом масштабе и аппроксимируя ее прямыми линиями. Пунктирной линией на рис. 4.25 показана реальная АЧХ в логарифмическом масштабе. Из этой ЛАХ можно установить, что замкнутая система будет устойчива при условии, если изменения коэффициента усиления не будут выходить за пределы заштрихованной зоны.

ЛАХ можно как построить расчетным путем, так и снять экспериментально. При возможности следует отдавать предпочтение последнему способу, так как при этом выявляются неучтенные постоянные времени, которые в электронных схемах могут оказывать существенное влияние.

При анализе схем АРУ методом ЛАХ необходимо учесть влияние нелинейности системы. Возможны два вида нелинейности. Первый из них проявляется в самом принципе действия АРУ. Коэффициент усиления открытой цепи АРУ в общем случае равен

$$k_{\Sigma} = 1 + \prod_{i=1}^n k_i S(U_p) U_2, \quad (4.102)$$

где k_i — коэффициенты передачи элементов схемы, входящих в замкнутую цепь, откуда следует, что система работает с переменным коэффициентом обратной связи, в основном зависящим от изменения входного сигнала U_2 и в некоторой степени от нелинейности крутизны регулирования $S(U_p)$.

Второй вид нелинейности проявляется в виде изменения постоянной времени нелинейного звена. Примером может служить звено, состоящее из стабилитрона и конденсатора (рис. 4.26). До тех пор, пока напряжение на стабилитроне D_c не достигло величины, необходимой для лавинного пробоя, его сопротивление и постоянная времени звена велики. При увеличении напряжения на входе увеличивается коэффициент передачи и одновременно уменьшается постоянная времени. Такие звенья иногда используют в делительных схемах для создания задержки управляющего напряжения,

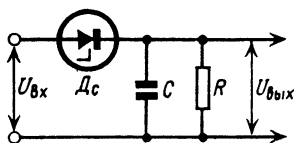


Рис. 4.26. Нелинейное звено.

Изменение коэффициента передачи открытой системы, в данном случае тождественное изменению напряжения U_2 , перемещает ЛАХ по оси ординат, как показано на рис. 4.27. Из этих ЛАХ видно, что система АРУ при $U_{2\text{макс}}$ неустойчива, так как ЛАХ

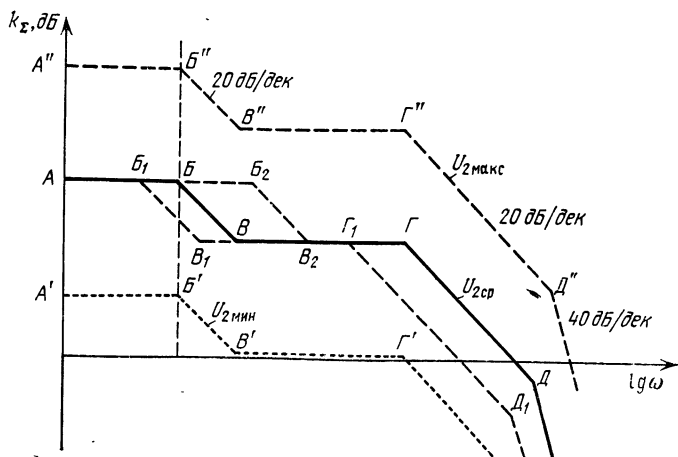


Рис. 4.27. Семейство ЛАХ.

$A''B''B''C''D''$ пересекает линию единичного усиления при крутизне спада, большей 20 дБ/дек.

На ЛАХ $ABVГД$ показано ее изменение за счет действия нелинейности второго типа в виде семейств $AB_iV_iГ_iD_i$. Как видно из рис. 4.27, с изменением U_2 изменяется полоса пропускания замкнутой системы, а это означает, что при изменении U_2 изменяется быстродействие, которое минимально при минимальных значениях входного сигнала.

С помощью семейства ЛАХ в интервале изменения U_2 можно оценить как устойчивость, так и быстродействие системы АРУ, а тем самым быстродейст-

вию делительной схемы по каналу делителя. Как правило, схемы АРУ неустойчивы и для их стабилизации следует ввести дополнительные корректирующие звенья, особенно когда необходимо добиться максимального быстродействия. Выбор корректирующих звеньев при помощи ЛАХ сводится к определению такого сочетания RC -элементов, при котором во всем динамическом диапазоне ЛАХ пересекает ось абсцисс со скоростью не более 20 дБ/дек.

Несколько сложнее построить ЛАХ для схем АРУ, работающих на несущей частоте, например в делительных схемах с частотным разделением каналов. Трудности заключаются в том, что часть схемы работает на несущей частоте (в ней имеются полосовые фильтры), а другая — на постоянном токе. Поэтому ЛАХ необходимо снимать по частям, считая для первой части схемы несущую частоту за нулевую, и затем суммировать. Несимметричность частотных характеристик фильтров приводит к некоторым погрешностям. Для исключения этого ЛАХ полосовой системы целесообразно снимать при помощи модулированных колебаний по огибающей. В этом случае на исследуемую цепь подается модулированный по амплитуде сигнал с частотой, равной частоте настройки фильтра. Поддерживая глубину модуляции постоянной, изменяют частоту модуляции, а на выходе исследуемой цепи регистрируют новое значение глубины модуляции, которое соответствует амплитудно-частотной характеристике по огибающей.

Погрешности определения ЛАХ позволяют применять этот метод с определенными ограничениями. Практически окончательно требуемые параметры достигаются экспериментальной настройкой. В целом проектирование быстродействующих схем АРУ является довольно сложной инженерной задачей, особенно в тех случаях, когда необходимо максимальное быстродействие.

Как было уже указано, при изменении уровня входного сигнала изменяется полоса пропускания замкнутой цепи АРУ и быстродействие зависит не только от постоянных времени схемы, но и от динамического диапазона.

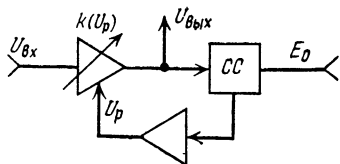


Рис. 4.28. Автоматический регулятор усиления.

Рассмотрим эту зависимость в общем виде на примере схемы автоматического регулятора усиления. При бесконечном усилении замкнутой системы регулятор (рис. 4.28) обеспечивает на выходе постоянную величину

сигнала, т. е. $U_{\text{вых}} = k(U_p) U_{\text{вх}} = E_0 = \text{const}$. Коэффициент передачи такой системы, как было уже установлено, равен

$$k(U_p) = E_0 / U_{\text{вх}}, \quad (4.103)$$

т. е. является обратной функцией входного сигнала. В общем случае $k(U_p)$ представляет собой нелинейную зависимость, однако для качественного анализа можно ограничиться линейным случаем

$$k(U_p) = k_0 - S U_p. \quad (4.104)$$

Если на вход такой схемы подать сигнал вида $U_{\text{вх}} = U_0(1 - m \cos \Omega t)$, где m — коэффициент изменения амплитуды, U_0 — постоянный уровень его, а $U_0 m \cos \Omega t$ определяет переменную составляющую, то в соответствии с (4.103) и (4.104) получим

$$U_p = U_3 - E_0 / S U_0 (1 - m \cos \Omega t). \quad (4.105)$$

Здесь $U_3 = k_0 / S$ — напряжение запирания регулятора.

Если принять, что постоянная составляющая выходного напряжения U_0 , опорное напряжение E_0 и

крутизна регулирования S имеют единичные значения, то остаточное изменение U_p

$$|\Delta U_p| = 1/(1 - m \cos \Omega t). \quad (4.106)$$

Из разложения (4.106) в степенной ряд вида

$$\frac{1}{1-z} = \sum_{i=0}^{\infty} z^i, \quad (4.107)$$

где $z = m \cos \Omega t$, следует, что спектр такого сигнала в общем случае является бесконечным. Если рассматривать спектр относительно какого-либо уровня, то из (4.107) при $m < 1$ следует, что ширина спектра зависит от коэффициента модуляции. Ограничив полосу пропускания цепи обратной связи величиной $n\Omega$, из (4.107) можно определить зависимость качества стабилизации (погрешности и времени установления) от частоты и динамического диапазона входного сигнала.

Сумма остаточного ряда убывающей геометрической прогрессии равна

$$\sum_{p=n+1}^{\infty} z_p = z^{(n+1)} \sum_{i=0}^{\infty} z^i,$$

откуда

$$\sum_{i=0}^n z^i = [1 - z^{(n+1)}] \sum_{i=0}^{\infty} z^i. \quad (4.108)$$

При указанных условиях из (4.108) следует, что ограничение полосы пропускания величиной $n\Omega$ вызывает искажения управляющего напряжения, которое определяется величиной $m^{(n+1)}$. Поскольку изменение управляющего напряжения равноценно изменению входного сигнала, не устраняемому регулятором, из (4.105) можно записать $U_p(1 + \delta_p) = U_3 - E_0/SU_{вх}(1 + \delta_0)$, где δ_0 — относительное изменение входного сиг-

нала или динамическая погрешность, δ_p — относительное изменение управляющего напряжения.

Если $\delta_0 \ll 1$, то $|\delta_0| \approx |\delta_p|$ и $\delta_0 \approx m^{(n+1)}$, тогда

$$n = \log(\delta_0/m) / \log m, \quad (4.109)$$

откуда

$$F_m = \Delta f \log m / \log(\delta_0/m), \quad (4.110)$$

где F_m — максимальная частота изменения входного сигнала, Δf — полоса пропускания схемы АРУ.

Поскольку время установления [63] равно $\tau_H \approx 2/F_m$, то из (4.110)

$$\tau_H = 2 \log(\delta_0/m) / \Delta f \log m. \quad (4.111)$$

Отсюда следует, что время установления непостоянно и тем больше, чем шире динамический диапазон.

Если задаться изменением m в интервале $m \in (m_1; m_2)$, получим относительное изменение времени установления

$$\frac{\tau_{H1}}{\tau_{H2}} = \frac{\log m_2}{\log m_1} \frac{\log(\delta_0/m_1)}{\log(\delta_0/m_2)}. \quad (4.112)$$

Это означает, что быстроедействие схем автоматических регуляторов усиления невозможно однозначно определить полосой пропускания, если они работают в широком динамическом диапазоне изменения входного сигнала. Сказанное подтверждают также эксперименты с целым рядом устройств этого типа. Несмотря на принятые приближения при выводе выражения (4.112), эта зависимость с точностью до 10...20% позволяет определить пределы изменения времени установления.

Из изложенного следует, что, во-первых, при проектировании и расчете делительных схем замкнутого типа необходимо учитывать влияние динамического диапазона сигнала делителя на изменение времени установления. Во-вторых, экспериментальную провер-

ку быстродействия этих схем следует проводить во всем динамическом диапазоне изменения входных сигналов.

4.10. ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫЕ СХЕМЫ

Для деления двух напряжений постоянного тока можно использовать время-импульсные замкнутые схемы с импульсными делителями напряжения, обеспечивающие функциональное преобразование вида

$$U_3 = KE_0 U_1 / U_2, \quad (4.113)$$

где K — постоянный коэффициент.

В этих схемах в качестве управляемых элементов используются электронные ключи.

Благодаря линейной зависимости коэффициента передачи ИДН от управляющего сигнала замкнутые делительные схемы можно построить по принципу как обратимости операции умножения, так и прямого преобразования по схеме с двумя управляемыми элементами.

Структурная схема [64], реализующая зависимость (4.113) и разработанная как множително-делительное устройство, приведена на рис. 4.29. На вход схемы сравнения, в качестве которой можно использовать дифференциальный УПТ с большим коэффициентом усиления, поступают напряжения U_1 и U' . Выходное напряжение, равное

$$U_p = k_y (U_1 - U'), \quad (4.114)$$

где k_y — усиление УПТ, управляет длительностью импульсов широтно-импульсного модулятора. В данном варианте ШИМ длительность импульсов изменяется следующим образом. Напряжение U_p смещает треугольное напряжение U_T , получаемое интегрированием симметричных прямоугольных импульсов, относительно нулевой оси. Пороговая схема, в качестве ко-

торой используется триггер Шмитта, формирует прямоугольные импульсы, скважность которых зависит от величины U_p (рис. 4.30).

Принято, что пороговая схема не имеет гистерезиса и срабатывает при нулевом уровне. Сформирован-

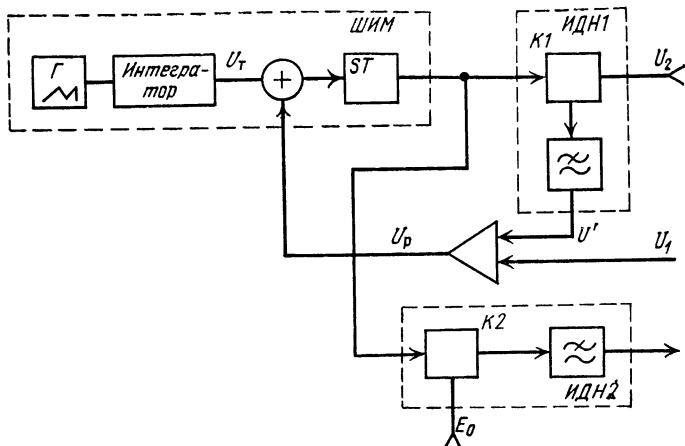


Рис. 4.29. Время-импульсная делительная схема.

ное треугольное напряжение с амплитудой U_T суммируется с напряжением U_p (рис. 4.30,а) и сравнивается с уровнем $U_{ср}=0$.

Из подобия треугольников из рис. 4.30,а следует, что $t/T=U_p/U_T$. В этом случае напряжение U' равно среднему значению сигнала на выходе ключа $K1$:

$$U' = U_2 U_p / U_T. \quad (4.115)$$

Решив (4.114) и (4.115) относительно U_p , имеем

$$U_p = k_y U_1 / (1 + k_y U_2 / U_T). \quad (4.116)$$

При $k_y U_2 / U_T \gg 1$

$$U_p = U_T U_1 / U_2. \quad (4.117)$$

Второй импульсный делитель необходим для реализации операции умножения на E_0 . Очевидно, при идентичности ИДН

$$U_3 = E_0 U_1 / U_2.$$

Относительная погрешность из-за конечности k_y из выражения (4.116) равна

$$\delta r = -U_T / k_y U_2. \quad (4.118)$$

Кроме этого, источниками погрешностей является дрейф нуля УПТ, гистерезис пороговой схемы, нелинейность интегратора, а также нестабильность U_T . Все составляющие, кроме дрейфа нуля, исключаются с помощью второго импульсного делителя, идентичного первому.

Влияние дрейфа нуля УПТ можно оценить из выражения $U_p = k_y(U_1 - U' + \Delta U)$, где ΔU — величина дрейфа, приведенная ко входу УПТ, из которого следует

$$\delta r = \pm \frac{|\Delta U|}{U_1} = \pm \frac{|\Delta U|}{r U_2}. \quad (4.119)$$

Если выражение (4.118) ограничивает динамический диапазон изменения делителя, то (4.119) — диапазон изменения частного. Быстродействие схем данного вида определяется в основном постоянными времени фильтров усреднения.

В схеме на рис. 4.29 использовалась тактовая частота 2 ... 5 кГц и обеспечивалась постоянная времени около 20 мс. Отличительной особенностью этой схемы является независимость отношения от

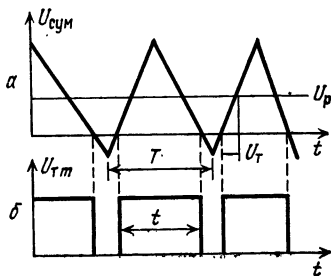


Рис. 4.30. Временные диаграммы ШИМ.

частоты тактовых импульсов, что позволяет использовать в качестве генератора прямоугольных импульсов обычный мультивибратор. Для схемы с двумя ИДН невысокими являются и требования к интегратору, функции которого могут выполнять пассивные RC -цепи.

Сумматор предназначен для суммирования переменного треугольного напряжения и постоянного управляющего сигнала U_p . Он может быть реализован как на резисторах, так и на эмиттерном повторителе.

Требования к пороговой схеме определяются большим диапазоном изменения скважности выходных импульсов и большой крутизной фронтов. При использовании в качестве пороговой схемы триггера Шмитта необходимо принять меры для уменьшения гистерезиса. Для этого можно ввести нелинейные обратные связи с коллекторов транзисторов на их базы для устранения задержки запирающего открытого транзистора.

Фильтры, стоящие после ключей, определяют быстродействие схемы. Слишком большие постоянные времени снижают быстродействие, а при недостаточной величине их появляются пульсации, которые нарушают работу замкнутой цепи.

Как следует из (4.118), коэффициент усиления замкнутой цепи должен быть максимальным, и в основном определяется дифференциальным УПТ с коэффициентом усиления порядка 10 000. Устройство, схема которого показана на рис. 4.29, содержит 28 транзисторов при относительной погрешности порядка 1%.

В видоизмененной схеме ШИМ (рис. 4.31) [65], работающей по тому же принципу, используется сложение пилообразного напряжения с управляющим. Отличие в ней заключается в том, что генератор пилообразного напряжения вырабатывает пилообразное напряжение с амплитудой U_m и периодом T_p . Формирующая цепь Φ , состоящая из эмиттерного повторителя и триггера Шмитта, из пилообразного напряжения

образует прямоугольные импульсы, длительность которых τ зависит от приложенного смещения, получаемого из дифференциального УПТ. Этими импульсами управляются импульсные делители напряжения ИДН1 и ИДН2.

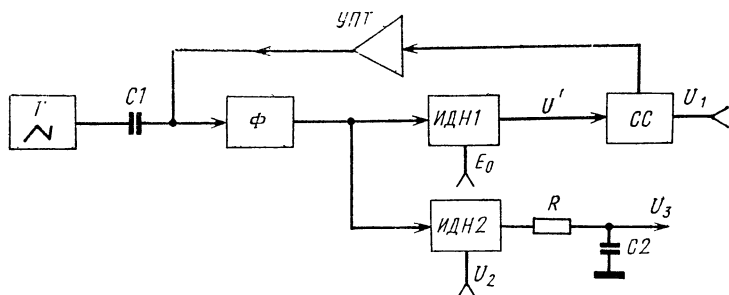


Рис. 4.31. Временные диаграммы схемы с пилообразным напряжением.

При идеальной замкнутой схеме (бесконечно большом коэффициенте усиления УПТ) в установившемся режиме

$$U' = 2U_2(\tau/T_{\text{п}} - 0,5), \quad (4.120)$$

поэтому

$$\frac{\tau}{T_{\text{п}}} - 0,5 = \frac{U_1}{2U_2}. \quad (4.121)$$

При идентичных ИДН1 и ИДН2 выходное напряжение равно

$$U_3 = 2E_0 \left(\frac{\tau}{T_{\text{п}}} - 0,5 \right) = E_0 \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.122)$$

Схема рис. 4.31 с пилообразным напряжением в качестве задающего имеет меньшие погрешности (0,1%), что достигнуто более тщательной обработкой элементов схемы.

Разновидностью время-импульсных схем являются делительные схемы с импульсной обратной связью, использующие обратимость операции перемножения и во многом схожие с описанными ранее. Для такой схемы (рис. 4.32) действительны следующие соотношения:

$$\Delta U = U_1 - U_c, \quad U_c = aU_2U_3,$$

$$U_3 = kU_1 / (1 + akU_2), \quad (4.123)$$

где a — коэффициент пропорциональности множительной схемы, k — коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки ΔU .

Если $akU_2 \gg 1$, то

$$U_3 \approx CU_1 / U_2, \quad (4.124)$$

где $C = 1/a$.

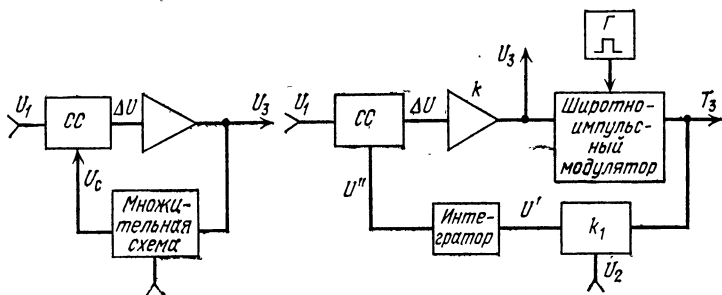


Рис. 4.32. Делительная схема с импульсной обратной связью.

Рис. 4.33. Структурная схема делительного устройства.

Рассмотрим принцип действия таких устройств на примере схемы, приведенной на рис. 4.33 [48]. Сигнал U' на выходе ключа $K1$, управляемого широтно-импульсным модулятором, имеет вид прямоугольных импульсов. Их амплитуда равна U_2 , а длительность T_3 . Поскольку период повторения импульсов определяет

ся генератором тактовых импульсов и равен T_0 , то после интегратора постоянное напряжение равно

$$U'' = U_2 T_3 / T_0. \quad (4.125)$$

Напряжение $\Delta U = U_1 - U''$ с выхода схемы сравнения после усиления поступает на цепи управления длительностью импульсов широтно-импульсного модулятора. В результате получаем $U_3 = k(U_1 - U'')$.

Поскольку длительность импульсов после модулятора равна

$$T_3 = b U_3, \quad (4.126)$$

где b — крутизна модулятора, имеющая размерность с/В, при достаточно большом k имеем

$$T_3 = T_0 U_1 / U_2, \quad (4.127)$$

$$U_3 = T_0 U_1 / b U_2. \quad (4.128)$$

Функции множительной схемы выполняют последовательно соединенные широтно-импульсный модулятор и ключ.

Точность деления зависит от стабильности длительности тактовых импульсов и линейности модулятора, а также от чувствительности схемы сравнения. Достоинством является возможность получения цифровой индикации, поскольку отношению пропорционально [см. (4.127)] также и время.

Рассмотрим другую схему с импульсной обратной связью (рис. 4.34), описанную в [66]. На схему сравне-

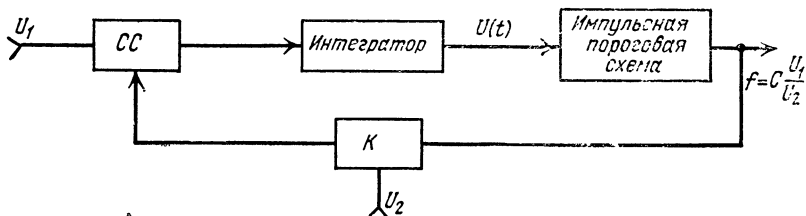


Рис. 4.34. Делительная схема с импульсной обратной связью.

ния CC поступает напряжение U_1 и прямоугольные импульсы из ключа K с амплитудой U_2 и частотой f . При закрытом ключе K на интегратор подается напряжение U_1 и его выходное напряжение $U(t)$ линейно возрастает, причем скорость нарастания определяется U_1 .

При достижении $U(t)$ уровня срабатывания E_0 импульсной пороговой схемы на ее выходе появляется импульс со стабильной длительностью T_0 , открывающий ключ K . При этом напряжение интегратора в течение времени T_0 линейно убывает со скоростью, пропорциональной разности $U_2 - U_1$. После окончания импульса ключ запирается и процесс повторяется.

В начале каждого цикла напряжение на выходе интегратора равно уровню срабатывания E_0 . В этом случае

$$a \int_0^T U_1 dt - b \int_{T-T_0}^T U_2 dt = 0, \quad (4.129)$$

где a и b — постоянные коэффициенты, зависящие от параметров схемы. Отсюда

$$T = \frac{bT_0}{a} \frac{U_2}{U_1} \quad (4.130)$$

или

$$f_{\text{н}} = \frac{a}{bT_0} \frac{U_1}{U_2} \quad \text{и} \quad \frac{U_1}{U_2} = \frac{f_{\text{н}} b T_0}{a}. \quad (4.131)$$

По сложности эта схема аналогична показанной на рис. 4.33. Требования к входным узлам, определяющим параметры схемы, также являются жесткими.

Рассмотрим погрешности деления схемы. Из полного дифференциала (4.131) имеем

$$\partial r = \frac{\partial r}{\partial f_{\text{н}}} df_{\text{н}} + \frac{\partial r}{\partial T_0} dT_0 + \frac{\partial r}{\partial b} db + \frac{\partial r}{\partial a} da. \quad \bullet$$

Переходя к конечным приращениям и дифференцируя, имеем

$$\Delta r = \frac{bT_0}{a} \Delta f_{\Pi} + \frac{t_0 f_{\Pi}}{a} \Delta T_0 + \frac{T_0 f_{\Pi}}{a} \Delta b - \frac{f_{\Pi} b T_0}{a^2} \Delta a,$$

отсюда относительная погрешность равна

$$\delta r = \Delta r / r = \delta f_{\Pi} + \delta T_0 + \delta b_0 - \delta a, \quad (4.132)$$

откуда следует, что все составляющие имеют одинаковый вес.

Кроме этих составляющих, необходимо учитывать влияние чувствительности импульсной пороговой схемы, которая может срабатывать при различных уровнях. Это проявляется в виде изменения длительности импульсов и должно быть учтено в δf_{Π} . Действительно, если схема сработает при уровне $E_0 \pm \Delta E$, то выражение (4.129) будет иметь вид

$$a \int_0^T U_1 dt - b \int_{T-T_0}^T U_2 dt = |\Delta E|,$$

откуда

$$f'_{\Pi} = \frac{1}{T} = \frac{a_1 U_1}{b U_2 T_0 - \Delta E}. \quad (4.133)$$

Так как $|\Delta E| \ll b U_2 T_0$, (4.133) можно записать в виде

$$f'_{\Pi} = \frac{a}{b T_0} \frac{U_1}{U_2} \left(1 + \frac{\Delta E}{b U_2 T_0} \right), \quad (4.134)$$

откуда

$$r' = \left(\frac{U_1}{U_2} \right)' = \frac{f_{\Pi} b T_0}{a(1 + \Delta E / b T_0 U_2)}, \quad (4.135)$$

$$\delta r = \frac{r' - r}{r} = \frac{1}{1 + \Delta E / b T_0 U_2} - 1 \approx -\frac{\Delta E}{b T_0 U_2}. \quad (4.136)$$

Если для управления ключом K в схему рис. 4.34 ввести генератор тактовых импульсов со стабильной

длительностью T_{Π} , мерой отношения будет время T_0 . Это следует из (4.130):

$$T_0 = \frac{T_{\Pi} a}{b} \frac{U_1}{U_2}, \quad (4.137)$$

где T_{Π} — длительность тактовых импульсов.

Простое схемное решение указанного принципа приведено на рис. 4.35 [67]. Схема содержит всего восемь транзисторов и обладает высоким быстродействием при погрешности деления порядка 1%.

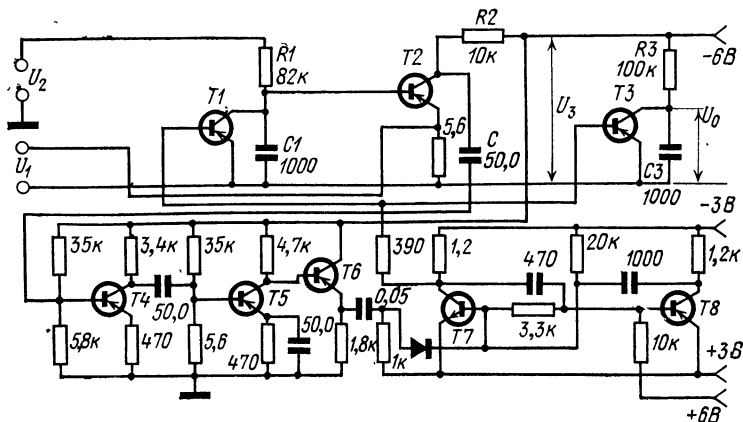


Рис. 4.35. Простая делительная схема.

Транзистор $T1$ с цепочкой $R1C1$ представляет интегратор. Импульсная схема сравнения выполнена на транзисторе $T2$, выходной интегратор содержит транзистор $T3$ и цепь $R3C3$. Импульсный усилитель собран на транзисторах $T4 \dots T6$, одновибратор — на $T7$ и $T8$.

В начальный момент транзистор $T7$ одновибратора закрыт и отрицательное напряжение с его коллектора приложено к базам транзисторных ключей $T1$ и $T3$. Эти транзисторы открыты и конденсаторы $C1$ и $C3$

разряжены. По истечении времени t_0 одновибратор меняет состояние и транзисторы $T1$, $T2$ запираются. Начинается заряд конденсаторов $C1$ и $C3$. Мгновенные значения напряжений равны

$$V_1(t) = U_2(1 - e^{-t/R_1C_1})$$

и

$$V_3(t) = U_3(1 - e^{-t/R_3C_3}),$$

$U_3 = 6$ В — напряжение питания.

Входные напряжения U_1 и U_2 имеют отрицательную полярность, причем $|U_2| > |U_1|$. Пока напряжение $V_1(t)$ на конденсаторе $C1$ меньше U_1 , транзистор $T2$ закрыт; в момент равенства напряжений он открывается. На коллекторе появляется отрицательный импульс, который после усиления импульсным усилителем запускает одновибратор. Цикл повторяется снова.

В момент сравнения

$$\begin{aligned} V_1(t) &= U_1 = U_2(1 - e^{-t/R_1C_1}), \\ V_3(t) &= U_0 = U_3(1 - e^{-t/R_3C_3}). \end{aligned} \quad (4.139)$$

Решая уравнения относительно t , имеем

$$t = -R_1C_1 \ln \frac{U_1 - U_2}{U_2} = -R_3C_3 \ln \frac{U_0 - U_3}{U_3},$$

откуда

$$1 - \left(1 - \frac{U_0}{U_3}\right)^\alpha = \frac{U_1}{U_2}, \quad (4.140)$$

где $\alpha = R_3C_3/R_1C_1$.

В отдельном случае, когда $\alpha = 1$, т. е. $R_1C_1 = R_3C_3$,

$$U_0 = U_3U_1/U_2. \quad (4.141)$$

Таким образом, амплитуда пилообразного напряжения прямо пропорциональна отношению входных напряжений.

Источниками возможных погрешностей деления в данной схеме является неравенство постоянных времени R_1C_1 и R_3C_3 , изменения уровня сравнения и задержка момента начала разряда конденсаторов по отношению к моменту сравнения напряжений.

Рассмотрим погрешность из-за неравенства постоянных времени. Разложив $(1 - U_0/U_3)$ в биномиальный ряд, из (4.140) имеем

$$1 - \frac{U_1}{U_2} = 1 - \alpha \frac{U_0}{U_3} + \frac{\alpha(\alpha-1)}{2!} \left(\frac{U_0}{U_3}\right)^2 - \frac{\alpha(\alpha-1)(\alpha-2)}{3!} \left(\frac{U_0}{U_3}\right)^3 + \dots \quad (4.142)$$

Так как $(\alpha-1) \ll 1$, ограничившись первым членом и обозначив $\alpha = 1 + \Delta T$, из (4.142) получим

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{U_0}{U_3} (1 + \Delta T). \quad (4.143)$$

Относительная погрешность отношения равна $\delta r = \delta T$, т. е. прямо пропорциональна погрешности из-за относительного отклонения постоянных времени. Необходимо отметить, что сопротивление источника U_1 входит в постоянную времени разряда конденсатора $C1$.

Изменения уровня сравнения эквивалентно запаздыванию запуска одновибратора. При суммарной задержке Δt выражение (4.141) при $\alpha = 1$, принимает вид

$$U_0 = \frac{U_1}{U_2} U_3 \left(1 - \frac{\Delta t}{RC}\right) + \frac{\Delta t}{RC} U_3$$

и

$$r = \frac{U_0}{U_3 (1 - \Delta t/RC)} - \frac{\Delta t/RC}{1 - \Delta t/RC}. \quad (4.144)$$

При $\Delta t \ll RC$

$$r \ll \frac{U_0}{U_3} \left(1 + \frac{\Delta t}{RC}\right) - \frac{\Delta t}{RC}. \quad (4.145)$$

Относительная погрешность деления равна

$$\delta r = \frac{\Delta t}{RC} - \frac{\Delta t/RC}{r} = \frac{\Delta t}{RC} \left(1 - \frac{1}{r}\right), \quad (4.146)$$

где r — отношение U_1/U_2 .

Основным путем снижения этой погрешности является сокращение времени нарастания импульсов, для чего в схеме необходимо использовать высокочастотные транзисторы. При указанных на схеме величинах элементов и использовании транзисторов П416 динамический диапазон устройства составляет 20 дБ, а пределы деления (0,9 .. 0,05). Время установления для обоих каналов не превышает 10 мс.

4.11. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ С ДИСКРЕТНЫМ УРАВНОВЕШИВАНИЕМ

ДС с дискретным уравниванием относятся к делительным схемам замкнутого типа. В них линейная зависимость коэффициента деления заменяется ступенчатой, а непрерывная обратная связь — импульсной.

Как и в других замкнутых делительных схемах, использующих линейные управляемые делители, операцию деления двух напряжений можно выполнить сравнением напряжений U_1 и U_2 с помощью одного или двух дискретных управляемых делителей (рис. 4.36). В схеме, приведенной на рис. 4.36,а, частное пропорционально коэффициенту деления дискретного делителя. В зависимости от весовых коэффициентов, частное представляется в виде двоичного или двоично-десятичного кода. Код при помощи цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) можно представить в виде напряжения, либо, если вместо ЦАП использовать дешифратор с цифровым индикатором, в виде цифры.

Второй вариант, изображенный на рис. 4.36,б, выдает частное в виде напряжения постоянного тока,

хотя его можно получить и в виде кода. Цепь импульсной обратной связи служит для установки коэффициента передачи второго управляемого делителя D_2 обратно пропорциональным U_2 .

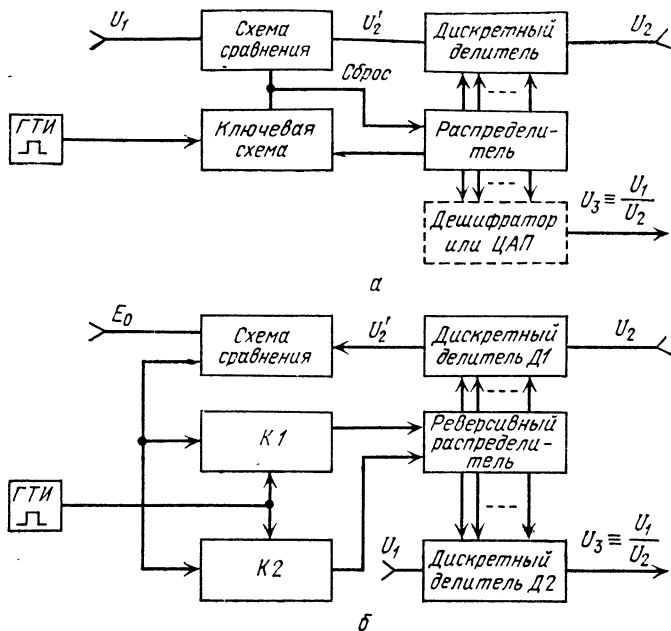


Рис. 4.36. Дискретные делительные схемы прямого сравнения (а) и по схеме АРУ (б).

Первый вариант более простой и позволяет легко получить цифровую индикацию, но, как все схемы прямого сравнения, имеет узкий динамический диапазон и малые пределы частного. Второй вариант требует сдвоенного дискретного делителя, обладает широким динамическим диапазоном и большими пределами изменения частного. Кроме того, его схема срав-

нения работает при постоянном уровне, чем уменьшается погрешность сравнения. Более широкие динамический диапазон и диапазон изменения частного объясняются тем, что цепи управления коэффициентом передачи делителей и цепи сигнала U_1 развязаны и не влияют друг на друга. В зависимости от цепи управления дискретным делителем схемы могут работать в развертывающем или в следящем режимах.

В первом случае (рис. 4.36,а) цепь управления работает следующим образом. В начальный момент коэффициент передачи дискретного делителя установлен минимальным и напряжение $U'_2 < U_1$. Выходное напряжение схемы сравнения держит открытой ключевую схему. Из генератора тактовых импульсов (ГТИ) через нее на распределитель поступает управляющий импульс, который, изменяя коэффициент передачи дискретного делителя в старшем разряде. Если при этом напряжение U'_2 остается меньшим, чем U_1 , следующий тактовый импульс включает следующее звено делителя и т. д. до тех пор, пока U'_2 не превысит U_1 . В этом случае сигнал схемы сравнения по цепи «сброс» возвращает последнее звено в исходное положение и импульсы, поступающие из распределителя, включают младшие разряды делителя. Когда баланс наступает в младшем разряде, коэффициент передачи дискретного делителя равен отношению U_1/U_2 .

Поскольку каждый разряд делителя имеет свой вес, отношению также пропорционален код.

Схема с двумя управляемыми дискретными делителями (рис. 4.36,б) работает в следящем режиме. Первоначальное уравнивание происходит как в рассмотренном случае. При этом включен прямой канал реверсивного распределителя, управляемого через ключ $K1$. Если после баланса напряжение U_2 изменяется в сторону уменьшения, схема сравнения открывает тот же ключ $K1$ и распределитель вклю-

чает следующие разряды дискретного делителя, увеличивая тем самым его коэффициент передачи. Когда напряжение U_2 увеличивается, на выходе схемы сравнения появляется напряжение другой полярности, которое открывает второй ключ K_2 . Тактовые импульсы начинают поступать в реверсивный канал распределителя, который постепенно уменьшает коэффициент передачи делителя, выключая разряды в обратном направлении. Синхронно изменяется и коэффициент передачи второго дискретного делителя. Поскольку при равенстве U_2 и E_0 $k_{д1} = E_0/U_2$, а при $k_{д1} = k_{д2}$ $U_3 = E_0 U_1/U_2$, то происходит следующее преобразование частного входных напряжений.

Нетрудно заметить, что для схемы рис. 4.36,а при $U_2 = E_0 = \text{const}$ делительная схема превращается в аналого-цифровой преобразователь напряжения U_1 , широко применяемый в цифровых вольтметрах дискретного уравнивания.

Если в схеме рис. 4.36,б входы E_0 и U_2 поменять местами, верхняя часть схемы также становится следящим аналого-цифровым преобразователем. С другой стороны, дискретный делитель D_2 , управляемый кодом при постоянном входном сигнале U_1 , является не чем иным, как цифро-аналоговым преобразователем. Это указывает на возможность весьма несложного превращения цифровых вольтметров с дискретным уравниванием в цифровые измерители отношения. В связи с этим принципы построения автокомпенсаторов с дискретным уравниванием и их элементов, описанные в [47, 68], полностью применимы и к делительным схемам этого типа.

По сравнению с автокомпенсаторами цифровых вольтметров, в которых дискретный делитель включается со стороны источника опорного напряжения E_0 , в делительных схемах управляемый дискретный делитель непосредственно нагружает источник напряжения U_2 . Так как в параллельных делителях входное

сопротивление изменяется в широких пределах (от килоом до мегом), наибольшие трудности составляет устранение его шунтирующего влияния. Для этого необходимо, чтобы напряжение U_2 поступало на делитель через усилитель с весьма низким выходом сопротивления, порядка нескольких ом.

Эффект шунтирования можно оценить следующим образом. Если выходное сопротивление источника напряжения U_2 равно $R_{\text{и}}$, а входное сопротивление дискретного делителя $R_{\text{д}}$, то отношение будет определяться не по истинной величине U_2 , а по $U_{2\text{ш}} = R_{\text{д}}U_2 / (R_{\text{и}} + R_{\text{д}})$ и погрешность деления в этом случае будет равна

$$\delta r_{\text{ш}} = \frac{R_{\text{и}} + R_{\text{д}}}{R_{\text{д}}} - 1 \approx \frac{R_{\text{и}}}{R_{\text{д}}}. \quad (4.147)$$

Погрешность будет максимальной при минимальном входном сопротивлении дискретного делителя. Отсюда можно определить требуемое сопротивление источника U_2 , если задана погрешность шунтирования:

$$R_{\text{и}} \leq \delta r_{\text{ш}} R_{\text{д}}. \quad (4.148)$$

При $\delta r_{\text{ш}} = 0,1\%$ и $R_{\text{д}} = 10$ кОм требуемое $R_{\text{и}} = 10$ Ом. Учитывая, что сигналы желательно сравнивать при возможно больших напряжениях, построение стабильного линейного усилителя с низким выходным сопротивлением и высокой выходной мощностью представляет довольно сложную задачу.

Необходимо заметить, что эффект шунтирования значительно меньше в схеме с двумя дискретными делителями. Действительно, погрешность деления из-за шунтирования равняется

$$\delta r_{\text{ш}} = \frac{R'_{\text{и}} - R''_{\text{и}}}{R_{\text{д}} + R'_{\text{и}}} \approx \frac{\Delta R_{\text{и}}}{R_{\text{д}}}, \quad (4.149)$$

где $R'_{\text{и}}$ и $R''_{\text{и}}$ — выходные сопротивления источников U_1 и U_2 , и определяется разностью входных сопро-

тивлений. Если источники идентичны, то погрешность отсутствует. Погрешности дискретных делительных схем зависят от тех же источников и имеют те же величины, что и погрешность цифровых автокомпенсаторов дискретного уравнивания [68]. Отметим, что наибольшее влияние на общую погрешность имеют погрешности схемы сравнения и дискретного делителя. При использовании в делителе прецизионных резисторов и высокочувствительных схем сравнения погрешности деления имеют порядок $(0,1 \dots \dots 0,2) \%$, а в некоторых случаях и лучше. В основном они предназначены для контрольных операций и обладают невысоким быстродействием.

Делительные схемы с дискретным уравниванием могут выполнять и нелинейное преобразование частного. Одна из ДС (рис. 4.37) [38] обеспечивает получение результата, пропорционального логарифму частного, в виде кода или цифры. В качестве управляемого элемента используется последовательно соединенные n делителей с логарифмически изменяемым коэффициентом передачи. Напряжение U_1 подается на делитель $D1$, который имеет коэффициент передачи $k_1=0,1$, т. е. $\lg k_1 = -1$. Выход этого делителя соединен с другим идентичным делителем. Далее сигнал поступает на один из входов схемы сравнения $СС$. Другой вход $СС$ соединен с цепочкой из 12 делителей, которые имеют коэффициенты передачи k_3, k_4, \dots, k_{14} . Суммарный коэффициент передачи цепочки равен 0,1. К этой цепочке приложено напряжение U_2 .

Выходной сигнал схемы сравнения управляет электромагнитным реле P_y с нормально замкнутыми контактами. Напряжение питания реле через резисторы $R1 \dots R14$ соединено с обмотками реле $P1 \dots P14$ и нормально открытыми контактами реле $P15 \dots P28$. Реле управляют контактами $a \dots z$. Другие концы обмоток реле соединены с управляющей

схемой и блокирующими контактами тех же реле $P1a \dots P14a$. В исходном положении контакты реле $P16$ и $P26$ замкнуты и сигнал U_1 прямо поступает на $СС$. В то же время напряжение U_2 на схему сравнения поступает через цепочку делителей $Д3 \dots Д14$,

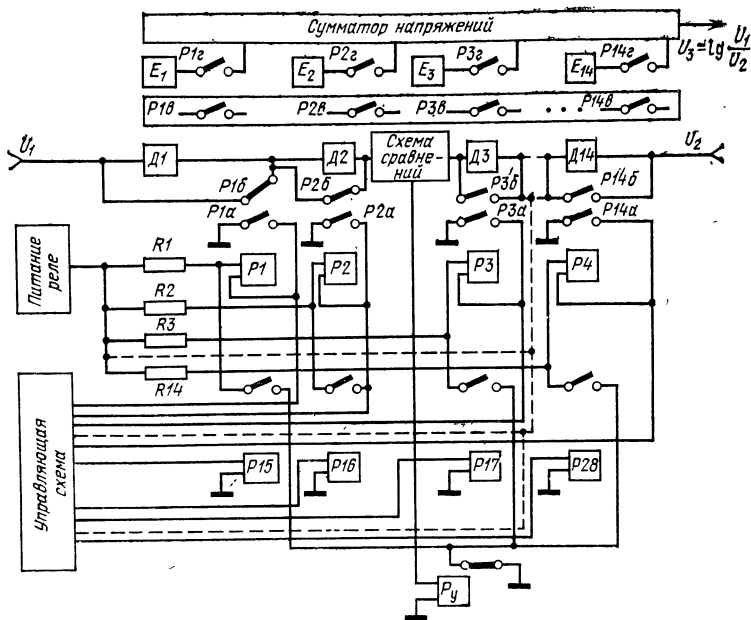


Рис 4.37. Логарифмическая дискретная делительная схема.

поскольку контакты реле $P15 \dots P28$ нормально открыты.

Управляющие обмотки реле $P15 \dots P28$ получают питание из управляющей схемы. При отсутствии напряжения на выходе схемы сравнения эти контакты отключают соответствующие реле $P1 \dots P14$, по-

сколькx отводят на землю питающие напряжения. Управляющая схема имеет две группы выходов. Одна из них обеспечивает в нужные моменты заземление реле $P1 \dots P14$, а вторая — управляет импульсами реле $P15 \dots P28$. Контакты реле $P1 \dots P14$ группы ν осуществляют представление результата деления в двоичном коде, которым управляется индикаторное устройство.

Для получения измеряемой величины в аналоговой форме можно использовать цифро-аналоговый преобразователь, состоящий из 14 коммутируемых группой контактов z реле $P1 \dots P14$, делителей, коэффициенты передачи которых соответствующим образом подобраны, и сумматора.

Поясним работу схемы для случая измерения отношения, когда напряжение $U_1=54$ В, а $U_2=10$ В. Как уже известно, суммарный коэффициент передачи группы делителей $D3 \dots D14$ равен 0,1, таким образом, на схему сравнения со стороны делителя поступает напряжение 1 В.

Коэффициенты передачи делителей $k_3 \dots k_{14}$ представляют собой код 1224 в логарифмическом масштабе. Так, весовые коэффициенты $k_3 \dots k_6$ равны —0,4; —0,2; —0,2; —0,1. Остальные две группы получаются умножением $k_3 \dots k_6$ на 0,1 и 0,01.

Схема сравнения открыта, когда напряжение в канале делимого, подводимое к ее входу, больше. Для выравнивания напряжений, очевидно, следует включить делители $D1$ и $D2$. Когда $U_1=54$ В, первым циклом управляющая схема заземляет реле $P1$ и оно блокируется контактом $P1a$. В это время открывается контакт $P1b$, включая делитель $D1$, который уменьшает сигнал на входе до 5,4 В. Это напряжение через схему сравнения приводит к срабатыванию реле $P_ν$, которое открывает свой контакт, разрывая цепь напряжений. Одновременно на реле $P15$ подается импульс, который закрывает его контакты. Так как

контакт реле P_y открыт, это не изменяет состояние $P1$.

В следующий цикл управляющая схема включает питание реле $P2$. При этом замыкается контакт $P2a$ и открывается $P2b$, включая делитель $D2$. В результате на входе схемы сравнения напряжение снижается до 0,54 В. Сигнал на выходе CC исчезает, что вызывает замыкание контактов P_y . Импульсом от управляющей схемы включается реле $P1b$, которое снимает питание реле $P2$, при этом размыкаются контакты $P2a$ и замыкаются $P2b$. Из-за выключения делителя напряжение на входе схемы сравнения опять повышается до 5,4 В. В третий цикл управляющая схема включает реле $P3$ и включает делитель $D3$ с коэффициентом передачи 0,398, логарифм которого равен $-0,4$. Напряжение на правом входе схемы сравнения возрастает до 2,51 В. Поскольку напряжение с левой стороны больше, чем 2,51 В, реле размыкается, и последующий импульс управляющей схемы, поступающий на реле $P17$, не изменяет положение реле $P3$ и делитель $D3$ остается выключенным.

В течение дальнейших циклов включается последовательно каждое реле и проверяется баланс схемы. Если сигнал с правой стороны схемы сравнения выше, реле остается включенным, соответствующий делитель выключенным. При достижении баланса $\lg(54/10) = 1,732$. Число 1 получается за счет делителя $D1$, число 7 — за счет делителей $D3$, $D4$ и $D5$. Исключение делителей $D8$ и $D10$ дает число 3, а исключение $D12$ — число 2. Этому также соответствуют положения контактов группы v , обеспечивая тем самым цифровую индикацию логарифма измеренного значения отношения. Контакт группы z , подключая к сумматору соответствующие источники, преобразуют код в аналоговое напряжение, пропорциональное $U_3 = \lg(U_1/U_2)$.

В качестве делителей используются Г-образные цепочки прецизионных резисторов (рис. 4.38).

Если одно из напряжений, например U_2 , стабилизировать, то устройство становится цифровым логарифмическим вольтметром.

Погрешность измерения отношений зависит от точности делителей и при использовании прецизионных проволочных резисторов может достигать 0,1%.

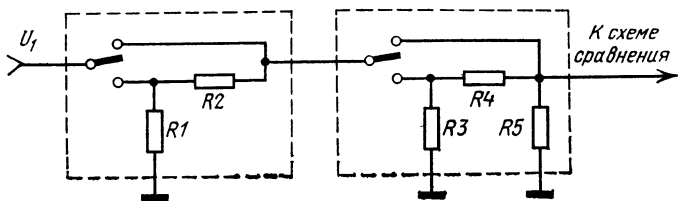


Рис. 4.38. Схема делителя.

В описанном варианте применены электромагнитные реле, что ограничивает быстродействие такой схемы. При использовании интегральных ключей можно в значительной степени повысить быстродействие и надежность.

4.12. СРАВНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ

Делительные схемы различаются не только по принципам выполнения операции деления, но и по основным параметрам: погрешности деления, динамическому и частотному диапазонам, быстродействию, пределам изменения частного. Большое число схем затрудняет их выбор для тех или иных целей, поэтому целесообразно привести ориентировочные сводные данные (табл. 4.2).

Наибольшими точностью и сложностью обладают дискретные делительные схемы. К ним близки и замкнутые время-импульсные схемы с ИДН. Наибольшее быстродействие обеспечивают схемы, работа

Таблица 4.2

Тип схемы	Параметры					Примечание
	Динамический диапазон, дБ	Погрешность, %	Быстродействие, мс	Вид входных напряжений		
Фазовые	≤ 30	± 3	10	НЧ, одной частоты	Сложная настройка	
На свойствах спектров	40 . . . 50	$\pm (2 \dots 3)$	0,05 . . . 1	НЧ и ВЧ, одной частоты		
На гиперболических характеристиках сопро- тивления	10 . . . 15	$\pm (3 \dots 5)$	5 . . . 10	НЧ и ВЧ	Низкая стабильность	
На базе <i>p-n</i> переходов	20 . . . 30	$\pm (1 \dots 2)$	50	Постоянные НЧ и импульсные		
АРУ с двумя управляемыми элементами	30 . . . 40	$\pm (2 \dots 3)$	2 . . . 10	НЧ, ВЧ и импульсные	Низкая стабильность	
АРУ с временным разделением каналов	≤ 40	$\pm (1 \dots 2)$	$10^2 \dots 10^4$	постоянные и НЧ сигналы		
АРУ с частотным разделением каналов	40 . . . 50	$\pm (1 \dots 2)$	0,5 . . . 2	ВЧ сигналы одной частоты	Можно использовать как цифровые вольтметры	
Время-импульсные	20 . . . 30	$\pm (0,1 \dots 1)$	10 . . . 100	Постоянные		
С дискретным уравновешиванием	Не ограниченный	$\pm (0,02 \dots 1)$	$10^2 \dots 10^3$	То же	Схемы сложные, параметры зависят от элементарных схем	
С логарифмическим усилителем	40	$\pm (0,5 \dots 1)$ дБ	$10^{-3} \dots 1$	ВЧ, импульсные		
Цепочечные	Не ограниченный	$\pm (1 \dots 2)$	—	Постоянные и переменные		

которых основана на свойствах спектров, схемы с нелинейными делителями и схемы с АРУ с частотным разделением каналов.

Диапазон частного, определяемый наличием помех, наибольший для дискретных схем. Другие схемы (с АРУ, а также логарифмические) имеют довольно широкие пределы изменения частного.

По виду подаваемых на входы сигналов наиболее универсальными являются делительные схемы с логарифмическими усилителями, выдающие на выходе напряжение, пропорциональное логарифму частного от деления входных сигналов, а также замкнутые схемы с АРУ.

Для делительных схем с АРУ а также для импульсных схем, работающих при постоянном уровне стабилизации, определяемом опорным напряжением, динамический диапазон ограничен только пределами изменения коэффициентов передачи управляемых элементов. В то же время в схемах с прямым сравнением входных величин динамический диапазон и пределы частного определяются в основном чувствительностью схемы сравнения и ее дрейфом. Для этих схем справедливо выражение $aU_3U_2 = U_1 + \Delta$, где Δ — абсолютная ошибка сравнения.

Относительная погрешность деления равна

$$\delta r = \Delta / U_2 r, \quad (4.150)$$

где r — величина отношения входных напряжений, U_2 — напряжение делителя.

Это неприятное свойство делительных схем с прямым сравнением ограничивает динамический диапазон и пределы частного. Из графика на рис. 4.39 видно, что диапазон частного расширяется с ростом напряжения делителя. Если напряжение делителя изменяется в каких-то пределах, то пределы изменения частного определяются минимальным значением

U_2 . Например, для делительной схемы, в которой абсолютная ошибка сравнения составляет 1 мВ, а допустимая погрешность деления 1% при изменении U_2 в пределах от 0,3 до 10 В, пределы изменения частного равны 0,33...0,01. Причем чем шире динамический диапазон, тем уже пределы изменения. Это ограничивает возможности применения делительных схем с прямым сравнением сигналов только делением двух величин при небольших изменениях напряжения канала делителя. Для расширения рабочей зоны необходимо либо повышать чувствительность схемы сравнения, либо идти на сознательное увеличение допустимой погрешности деления.

Время-импульсные схемы можно собрать из типовых интегральных схем практически без применения отдельных элементов. Это касается также и схем с дискретным уравниванием. В других ДС интегральные типовые схемы применимы в меньшей степени. Параметры делительных схем значительно зависят от правильности монтажа и конструкции, особенно при широком динамическом диапазоне и больших пределах изменения частного.

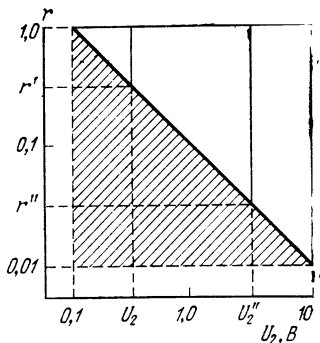


Рис. 4.39. Рабочая зона делительной схемы прямого сравнения.

4.13. ОДНОКАНАЛЬНЫЕ ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Одноканальные делительные схемы (схемы последовательного действия) отличаются от обычных тем, что производят деление двух сигналов, поступающих на один вход в разные моменты времени. Возмож-

ность определения отношения амплитуд двух смежных импульсов в пакете позволяет использовать такие схемы в ряде измерений, например в акустике (для определения декремента затухания), в спектрофотометрии, в радиационных измерениях параметров материалов [69, 70] и т. п.

Некоторые делительные схемы, например с логарифмирующим диодом [34], в принципе являются

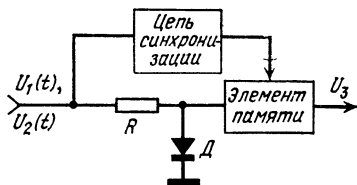


Рис. 4.40. Одноканальная делительная схема с экспоненциальным диодом.

одноканальными, другие выполняются одноканальными искусственно, например при помощи элементов памяти для трансформации по времени измеряемых величин. Простейшая одноканальная делительная схема, обеспечивающая

деление в логарифмическом масштабе, показана на рис. 4.40. Как уже известно, цепь из кремниевого диода с последовательным резистором в некоторых пределах входных токов является достаточно точным логарифмирующим элементом. Это используется для деления двух напряжений, преобразованных в периодически следующие импульсы с амплитудами, пропорциональными входным сигналам.

Если на схему (рис. 4.40) подать чередующиеся импульсы, отношение амплитуд $U_1(t)$ и $U_2(t)$ которых необходимо измерить, то амплитуды импульсов на диоде будут равны соответственно

$$V_1 = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_1 + I_0}{I_1} \quad \text{и} \quad V_2 = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_2 + I_0}{I_2},$$

но по времени эти импульсы будут разнесены на период повторения $T_{\text{п}}$. Для получения разности на-

пряжений V_1 и V_2 можно воспользоваться визуальной оценкой, подав эти импульсы на осциллоскоп с калиброванным экраном электронно-лучевой трубки. В том случае, когда на выходе делительной схемы требуется иметь напряжение, пропорциональное логарифму отношения, можно использовать схему рис. 4.40.

Представим, что в начальный момент на вход поступает импульс с амплитудой U_1 . Полученное на выходе напряжение V_1 подается на элемент аналоговой памяти и запоминается. В момент поступления импульса с амплитудой U_2 цепь синхронизации выдает на элемент памяти сбрасывающий импульс, после чего на время T_2 запоминается уже напряжение, равное V_2 . Таким образом выходное напряжение U_3 представляет последовательность прямоугольных симметричных импульсов с периодом повторения $T_{\text{п}}$ и амплитудой, равной разности напряжений V_1 и V_2 , что с приближениями, указанными в § 3.4, равно логарифму отношения входных сигналов. Приведенная на рис. 4.40 схема имеет ряд недостатков, ограничивающих ее применения, в первую очередь — низкое быстродействие. Из-за питания диода D от генератора тока сопротивление R должно быть большим (порядка мегома), что вместе с емкостями диода $C_{\text{д}}$ и монтажа $C_{\text{м}}$ дает значительную постоянную времени, ограничивающую возможность деления коротких импульсов. Так, если $C_{\text{д}} \approx 3$ пФ, $C_{\text{м}} \approx 5$ пФ, а $R \approx 1$ МОм, то $\tau_{\text{д}} = R(C_{\text{д}} + C_{\text{м}}) = 8 \cdot 10^{-6}$ с.

Так как нарастание напряжения на емкости, в данном случае на диоде, выражается экспоненциальной функцией

$$V(t) = V \left[1 - \exp \frac{-t}{R(C_{\text{д}} + C_{\text{м}})} \right], \quad (4.151)$$

время, за которое напряжения V_1 и V_2 достигнут заданной величины, определяемой допустимой погреш-

ностью, равно

$$\begin{aligned}t_{\text{н}} &= -R(C_{\text{д}} + C_{\text{м}}) \ln(1 - V(t)/V_1) = \\ &= -R(C_{\text{д}} + C_{\text{м}}) \ln \delta V.\end{aligned}\quad (4.152)$$

Для погрешности воспроизведения в 1%

$$t_{\text{н}} = 2R(C_{\text{д}} + C_{\text{м}}).\quad (4.153)$$

При указанных емкостях и сопротивлении R это означает, что схема непригодна для измерения отношения импульсов с длительностью короче 32 мкс. Практически длительности импульсов ограничиваются сотнями микросекунд из-за необходимости заряда емкости элемента памяти, простейшим из которых является пиковый детектор.

Кроме ограничений по длительности импульсов, температурная нестабильность, деление сигналов только сравнительно большой амплитуды, свойственных схемам с логарифмирующим диодом, синхронизация циклов запоминания затрудняют использование, на первый взгляд простой, делительной схемы.

Расширить частотный диапазон и обеспечить при этом деление двух радиоимпульсов позволяет несколько иная схема, в которой для логарифмирования используется широкополосный логарифмический усилитель ЛУ [29] (рис. 4.41).

На выходе элемента памяти, как и в делительной схеме рис. 4.40, выделяется напряжение, пропорциональное логарифму отношения смежных импульсов. Схему можно использовать для определения отношения весьма малых сигналов в зависимости от чувствительности логарифмического усилителя. Используя резонансный ЛУ, можно построить одноканальную делительную схему радиоимпульсов, проходящих по трактам промежуточных частот телевизионных или радиолокационных систем.

Синхронизация, осуществляемая выходным сигналом ЛУ, менее критична к амплитудам входных сигналов. Погрешность деления в схемах с логарифмическими усилителями больше, чем для схемы, приведенной на рис. 4.20, и определяется погрешностью логарифмического усилителя. Отклонения амплитудной характеристики ЛУ от логарифмического закона могут быть как положительными, так и отрицательными, поэтому предельная погрешность деления равна двойной погрешности логарифмирования, выраженной в децибеллах. Характерные погрешности логарифмирования имеют порядок $0,5 \dots 1$ дБ при широком диапазоне входных величин. При делении двух близких по величине сигналов эта погрешность значительно снижается, так как для таких сигналов отклонение характеристики усилителя от логарифмической практически одинаково.

Для получения отношения в линейном масштабе можно воспользоваться антилогарифмирующими схемами.

Последовательная делительная схема, использующая АРУ с временным разделением сигналов, описана в [60], где она применяется для исследования свойств материалов радиационным способом. Упрощенная схема, поясняющая принцип работы такого устройства, приведена на рис. 4.42.

Последовательно идущие сигналы в виде импульсов произвольной формы поступают на делитель напряжения из резистора R и полевого транзистора ПТ, используемого в качестве управляемого сопротивления. Полевой транзистор в зависимости от тока

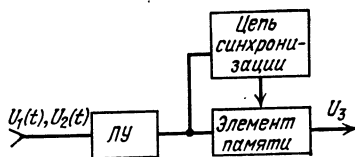


Рис. 4.41. Делительная схема с логарифмическим усилителем.

затвора является переменным сопротивлением, величина которого изменяется от нескольких мегом до 10...20 кОм. Когда ключ $K1$ находится в положении a , сигнал $U_2(t)$ поступает с выхода делителя на элемент памяти ЭП2, представляющий собой [60] зарядный конденсатор с последующим электрометри-

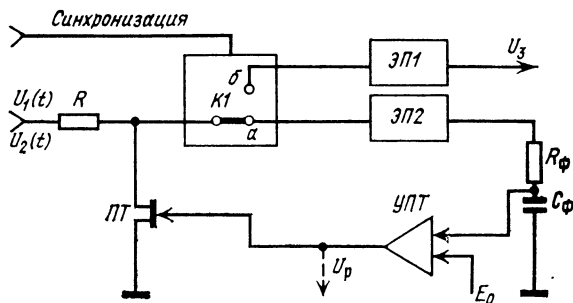


Рис. 4.42. Делительная схема с АРУ и временным разделением.

ческим усилителем. Напряжение, пропорциональное $U_2(t)$, через фильтр $R_\phi C_\phi$ поступает на дифференциальный УПТ, выходной сигнал которого управляет сопротивлением полевого транзистора ПТ следующим образом: $R_\Pi = R_{\Pi 0} - aU_p$, где a — крутизна изменения сопротивления.

Отсюда коэффициент передачи делителя равен

$$k_d = (R_{\Pi 0} - aU_p) / (R + R_{\Pi 0} - aU_p). \quad (4.154)$$

Его можно привести к общему виду

$$k_d = k_{d0} - SU_p, \quad (4.155)$$

где k_{d0} — максимальный коэффициент передачи, S — крутизна управления.

Управляющее напряжение выражается так:

$$U_p = (U_{2m} k_d k_{п2} k_\phi - E_0) k_y, \quad (4.156)$$

где U_{2m} — амплитудное значение сигнала $U_2(t)$, $k_{п2}$ — коэффициент передачи элемента памяти ЭП2, k_ϕ — коэффициент передачи фильтра $R_\phi C_\phi$, равный $k_\phi = R_{вх} / (R_{вх} + R_\phi)$, $R_{вх}$ — входное сопротивление УПТ, E_0 — опорное напряжение, k_y — коэффициент усиления УПТ.

Решив совместно (4.175) и (4.176) относительно U_p , имеем

$$U_p = \frac{k_{п2} k_\phi k_{д0} k_y U_{2m} - E_0 k_y}{1 + k_{п2} k_\phi k_{д0} k_y S U_{2m}}. \quad (4.157)$$

При переключении ключа в положение δ , на элемент памяти ЭП1 поступает сигнал $U_1(t)$, прошедший через делитель. Напряжение на выходе элемента памяти равно

$$U_3 = k_d k_{п1} U_{1m}, \quad (4.158)$$

где $k_{п1}$ — коэффициент передачи элемента памяти ЭП1, U_{1m} — амплитудное значение сигнала $U_1(t)$.

Подставив (4.155) и (4.157) в (4.158), после сложных преобразований получим

$$U_3 = k_{п1} U_{1m} (k_{д0} + S k_y E_0) / (1 + k_{п2} k_\phi S k_y U_{2m}). \quad (4.159)$$

При условии $k_{п2} k_\phi S k_y U_{2m} \gg 1$, что обеспечивается большим коэффициентом усиления УПТ, выражение (4.159) принимает вид

$$U_3 \approx \frac{k_{п1} E_0}{k_{п2} k_\phi} \frac{U_{1m}}{U_{2m}} = C \frac{U_{1m}}{U_{2m}}. \quad (4.160)$$

Схема делит амплитудные значения сигналов произвольной формы, но требует синхронизирующих сигналов для управления ключом. Для деления импульсных сигналов, один из которых имеет стабильные

фронты и длительность импульсов, синхронизация может осуществляться этим предварительно сформированным сигналом.

Кроме типовых источников погрешностей, свойственных замкнутым делительным схемам АРУ с временным разделением каналов, дополнительные погрешности вызывают элементы памяти и конечное быстродействие коммутатора.

Интересный способ построения одноканальных делительных схем, обеспечивающих цифровую индикацию логарифма отношения импульсных сигналов, предложен Д. Я. Светом [70].

Основным элементом схемы является логарифмический амплитудно-временной преобразователь, использующий RC -цель одновременно в качестве амплитудного компаратора и временно-го преобразователя. Подробный анализ схем приведен в [71].

Логарифмический временной преобразователь последовательно преобразует каждую из величин во временной интервал, пропорциональный ее логарифму, а отношение получается последующим вычитанием логарифмов. Последовательное преобразование требует элемента памяти после логарифмирующего устройства. Он должен запоминать время или числовой эквивалент. Последний вариант (рис. 4.43) проще в осуществлении, а при наличии реверсивного счетчика элементом памяти служит само индикаторное устройство.

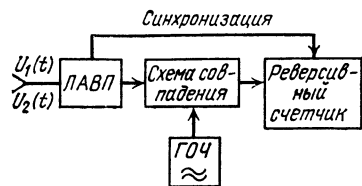


Рис. 4.43. Одноканальный измеритель отношения с цифровой индикацией.

с ключевой схемой и схемой сравнения. Сигнал $U_1(t)$ через ключ заряжает конденсатор до амплитудного значения U_{1m} , которое при разряде через резистор меняется по экспоненте. В момент равенства напряжения на конденсаторе опорному сигналу схема сравнения выдает импульс. Ее можно выполнить и таким образом, чтобы импульс на выходе появлялся после окончания $U_1(t)$ и заканчивался в момент сравнения. Как и в двухканальных делительных схемах, рассмотренных в § 3.6, $U_1(t) = U_{1m}e^{-t/RC}$, и при $U_1(t) = E_0$ длительность импульса равна

$$T_1 = RC \ln(U_{1m}/E_0). \quad (4.161)$$

Если генератор опорных частот (ГОЧ) имеет частоту f_0 , то в реверсивном счетчике запишется числовой эквивалент времени $N_1 = T_1 f_0$.

При поступлении на ЛАВП сигнала $U_2(t)$ на выходе схемы сравнения будет получен импульс длительностью $T_2 = RC \ln(U_{2m}/E_0)$, числовой эквивалент которого $N_2 = T_2 f_0$ в реверсивном счетчике вычитается из N_1 .

В этом случае

$$\Delta N = f_0 RC \ln(U_{1m}/U_{2m}). \quad (4.162)$$

Время измерения определяется периодом следования импульсов и равно сумме интервала времени между импульсами и времени $T_{1 \max}$ или $T_{2 \max}$, причем T_{\max} должно быть меньше длительности периода повторения импульсов.

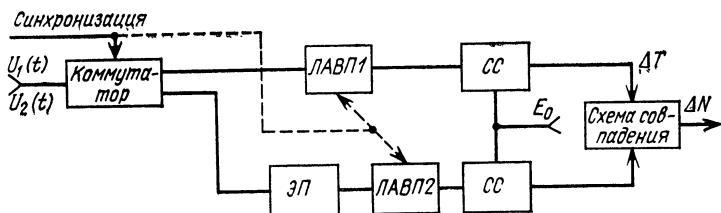


Рис. 4.44. Делительная схема с двумя логарифмическими амплитудно-временными преобразователями.

Данный способ отличается точностью, но из-за реверсивного счетчика сложен в реализации, поэтому одноканальное деление проще осуществить с запоминанием амплитуд при помощи двух ЛАВП, как показано на рис. 4.44. Коммутатор, управляемый синхронизирующим импульсом, в начальный момент передает $U_1(t)$ в элемент памяти, где записывается амплитудное значение U_{1m} . В момент своего поступления импульс $U_2(t)$ передается на ЛАВП 1. Синхроимпульс одновременно запускается как ЛАВП 1, так и ЛАВП 2. Интервалы времени, как и в ранее описанном варианте, равны логарифмам амплитуд, которые вычитаются схемой совпадения. В этом случае ΔT пропорционально логарифму отношения. Индикацию измеряемых отношений можно произвести при помощи цифрового частотомера в режиме измерения длительности импульсов.

Еще один вариант схемы, вырабатывающей логарифм отношения входных сигналов одним ЛАВП, представлен на рис. 4.45. Напряжение U_{1m} в этой схеме, записанное в элементе памяти, подается на схему сравнения ЛАВП в качестве опорного. В момент

его равенства напряжению на разрядном конденсаторе ЛАВП следует $U_2(t) = U_{2m} e^{-t_{II}/RC} = U_{1m}$, откуда

$$t_{II} = -RC \ln (U_{1m}/U_{2m}), \quad (4.163)$$

т. е. интервал времени между началом разряда конденсатора после окончания сигнала $U_2(t)$, и моментом сравнения пропорционален логарифму отношения амплитуд.

В описанных схемах с ЛАВП методом выборки можно измерять отношение значений аналогового

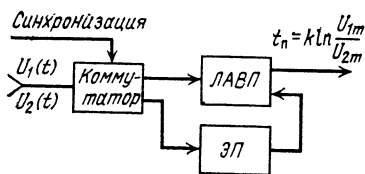


Рис. 4.45. Делительная схема с одним логарифмическим амплитудно-временным преобразователем.

напряжения в заданные моменты. Пусть периодически изменяющееся аналоговое напряжение $U(t)$ имеет вид, показанный на рис. 4.46. Если обеспечить выборки из сигнала $U(t)$ в моменты t_1 и t_2 , то амплитуда импульсов будет пропорциональна $U(t_1)$ и $U(t_2)$. Совершенно понятно, что запомнив амплитуду $U(t_1)$ либо ее числовой эквивалент одной из описанных схем, можно определить логарифм отношения $U(t_1)$ и $U(t_2)$.

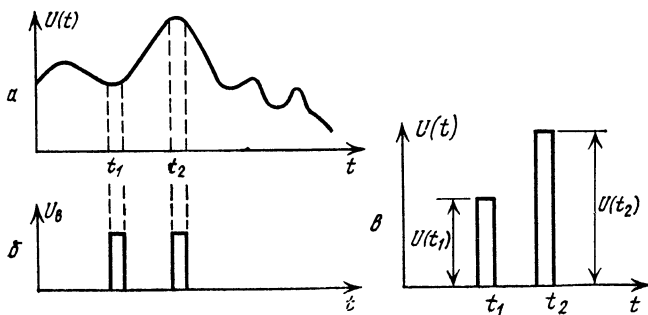


Рис. 4.46. Формирование выборок из аналогового сигнала.

Если изменяющиеся напряжения являются функцией частоты или другого какого-либо аргумента, принцип деления остается неизменным, различаются только способы синхронизации. Вариант схемы для определения отношения напряжений, соответствующих разным частотам свип-генератора в панорамном

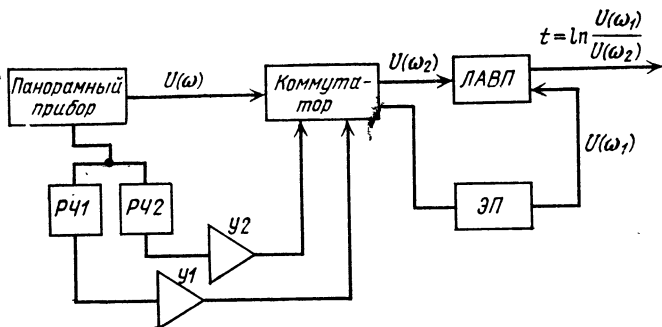


Рис. 4.47. Структурная схема панорамного измерителя АЧХ.

измерителе АЧХ, приведен на рис. 4.47. Выходной сигнал панорамного прибора $U(\omega)$, в котором содержится измерительная информация об отношении напряжения на частотах ω_1 и ω_2 , поступает на коммутатор, которым управляют сигналы из двух резонансных частотомеров $PЧ1$ и $PЧ2$, усиленные усилителями $У1$ и $У2$. При поступлении импульса из $PЧ1$ коммутатор на время, равное длительности импульса, подключает напряжение $U(\omega)$ к элементу памяти, в котором записывается напряжение $U(\omega_1)$. При наступлении резонанса во втором частотомере его выходной импульс вызывает повторное срабатывание коммутатора и подает $U(\omega_2)$ на ЛАВП.

Аналогично, как в предыдущей схеме,

$$t_{\Pi} = -RC \ln[U(\omega_1)/U(\omega_2)]. \quad (4.164)$$

В связи с тем, что время между импульсами $U(\omega_1)$ и $U(\omega_2)$ может длиться до нескольких секунд, аналоговый элемент памяти должен хранить информацию сравнительно долго. Для этого уже непригодны схемы с сохранением заряда в конденсаторе, следует использовать долговременную аналоговую память, например выполненную на трансфлюксорах. Схемы с ЛАВП делят амплитуды импульсов средней длительности. Это связано с временем заряда конденсатора.

Погрешность одноканальной делительной схемы с ЛАВП состоит из ряда составляющих: погрешности из-за входного усилителя, погрешности элемента памяти, погрешности вносимой ЛАВП, погрешности при вычитании логарифмов.

Анализ составляющих погрешностей, приведенный в [71], показывает, что из-за нелинейности амплитудной характеристики входного усилителя вносится ошибка в отношение сигналов, поступающих на ЛАВП. Достаточно точная аппроксимация амплитудной характеристики усилителя первыми тремя членами ряда Тейлора позволяет оценить погрешность, вызываемую нелинейными искажениями.

При напряжениях на входе U_1 и U_2 , при нелинейных искажениях на выходе усилителя сигналы будут равны:

$$U_1' = KU_1 - aU_1^2, \quad U_2' = KU_2 - aU_2^2, \quad (4.165)$$

где K и a — соответствующие коэффициенты ряда.

Таким образом, вместо истинного отношения в результате деления U_1' и U_2' будет получено

$$r' = \frac{U_1'}{U_2'} = \frac{KU_1 - aU_1^2}{KU_2 - aU_2^2} = \frac{U_1}{U_2} \left(\frac{1 - aU_1/K}{1 - aU_2/K} \right). \quad (4.166)$$

Учитывая, что $aU_2/K \ll 1$, после несложных преобразований имеем

$$\begin{aligned} r' &= \frac{U_1}{U_2} \left(1 - \frac{aU_1}{K} \right) \left(1 + \frac{aU_2}{K} \right) \approx \\ &\approx \frac{U_1}{U_2} \left[1 - \frac{aU_2}{K} \left(1 - \frac{U_1}{U_2} \right) \right]. \end{aligned} \quad (4.167)$$

Относительная погрешность деления равна

$$\delta r = \frac{r' - r}{r} = -\frac{aU_2}{K} (1 - r), \quad (4.168)$$

откуда следует, что в зависимости от коэффициента нелинейных искажений, который для большого сигнала U_2 равен $\gamma = aU_2/2K$,

$$\delta r = -2\gamma(1-r). \quad (4.169)$$

Погрешность деления зависит от величины отношения и может изменяться от нуля до 2γ . Наименьшее влияние на результат нелинейные искажения оказывают при делении близких по величине сигналов.

При плохой экранировке усилителя может проявиться эффект фона, который следует рассматривать как действие синусоидального сигнала с произвольной фазой. Как известно, такое воздействие подчинено арксинусному закону распределения, причем, поскольку сигналы U_1 и U_2 действуют в разное время, то

$$r' = \frac{U_1 + \Delta U_\Phi}{U_2 + \Delta U_\Phi} = \frac{U_1}{U_2} \left(\frac{1 + \Delta U_\Phi/U_1}{1 + \Delta U_\Phi/U_2} \right).$$

При $\Delta U_\Phi/U_2 \ll 1$ имеем

$$r' = \frac{U_1}{U_2} \left(1 + \frac{\Delta U_\Phi}{U_1} - \frac{\Delta U_\Phi}{U_2} \right),$$

откуда погрешность отношения

$$\delta r_\Phi = \frac{\Delta U_\Phi}{U_1} - \frac{\Delta U_\Phi}{U_2}. \quad (4.170)$$

Поскольку ΔU_Φ величина случайная, при суммировании частных погрешностей обе составляющие должны суммироваться геометрически с учетом весового коэффициента арксинусного закона распределения.

Погрешность элемента памяти зависит от его схемы, но для простейшего варианта — пикового детектора — ошибка проявляется в уменьшении сигнала, пропорционального U_2 , за время до прихода следующего импульса с амплитудой U_1 . Это влияние можно оценить как разряд накопительного конденсатора через сопротивление утечки, которое состоит из сопротивления постоянному току конденсатора, обратного сопротивления диода или ключа и входного сопротивления компаратора. Обозначая это сопро-

тивление \hat{R}_y , при известном периоде повторения импульсов T_{π} , можно записать

$$\Delta U_2 = U_2 (1 - e^{-T_{\pi}/CR_y}).$$

В этом случае в результате деления получено отношение

$$r' = U_1 / (U_2 - \Delta U_2). \quad (4.171)$$

Если $\Delta U \ll U_2$,

$$r' \approx \frac{U_1}{U_2} \left(1 + \frac{\Delta U_2}{U_2} \right),$$

а относительная погрешность деления

$$\delta r = 1 - e^{-T_{\pi}/CR_y} \approx -T_{\pi}/CR_y \quad (4.172)$$

не зависит от величины отношения.

Погрешности, вносимые при логарифмическом преобразовании и при выполнении вычитания логарифмов, аналогичны погрешностям других схем время-импульсного типа, использующих свойства RC -цепи, и состоят из ошибок схем сравнения и совпадения.

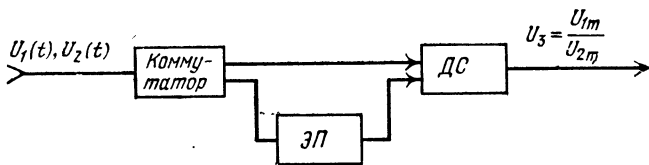


Рис. 4.48 Обобщенная одноканальная делительная схема.

Одноканальную делительную схему в принципе можно построить на базе любой двухканальной, обладающей достаточным быстродействием по каналу делимого и работающей с напряжением постоянного тока в канале делителя. Для этого только требуется добавить распределяющий коммутатор, синхронизирующий работу всего устройства, и элемент памяти, как показано на рис. 4.48. Такая схема выдает на выходе импульсный сигнал с периодом повторения сигнала $U_1(t)$.

Если же на выходе коммутатора установить два элемента памяти, преобразующие импульсные сигналы в электрические потенциалы, пропорциональные амплитудам входных импульсов, для одноканального деления станет пригодной любая делительная схема, производящая деление аналоговых напряжений, в том числе и время-импульсные схемы открытого и замкнутого типа, описанные в § 3.6 и 4.10.

4.14. РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ДЕЛИТЕЛЬНЫХ СХЕМ. ЦЕПОЧНЫЕ ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Динамический диапазон элементарных делительных схем зависит от типа схемы и в лучшем случае достигает 40 дБ. В некоторой степени его можно расширить введением корректирующих цепей.

Наиболее эффективным способом расширения динамического диапазона является использование делительных схем цепочной структуры, сущность которой заключается в следующем. Если выход делительной схемы соединить со входом делителя, как показано на рис. 4.49, то схема станет выполнять операцию извлечения квадратного корня. Действительно

$$CU_{\text{вх}}/U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}, \quad (4.173)$$

где C — константа деления, откуда

$$U_{\text{вых}} = \sqrt{CU_{\text{вх}}}. \quad (4.174)$$

Это позволяет реализовать цепочную делительную схему из трех элементарных схем (рис. 4.50). Сигнал делителя поступает на схему извлечения квадратного корня, построенную на $ДС2$. Сигнал делимого проходит через две последовательно соединенные однотипные делительные схемы. На выходе первой схемы сигнал равен

$$U_{\text{вых1}} = C_1 U_1 / \sqrt{C_2 U_2}$$

и поступает в канал делимого схемы ДСЗ, в которой еще раз делится на сигнал $\sqrt{C_2 U_2}$, что дает на ее выходе [72]

$$U_{\text{вых}} = \frac{C_1 C_3}{C_2} \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.175)$$

При идентичных делительных схемах $U_{\text{вых}} = CU_1/U_2$.

Операция извлечения корня квадратного из сигнала делителя сужает необходимый динамический диа-

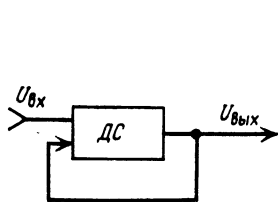


Рис. 4.49. Схема извлечения квадратного корня.

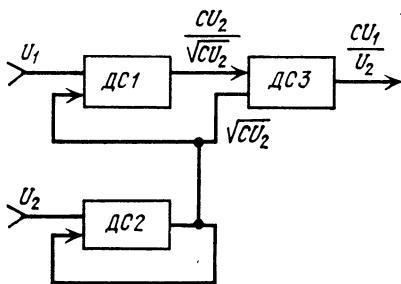


Рис. 4.50 Цепочечная делительная схема.

пазон элементарных делительных схем. Нетрудно проследить, что если входной сигнал делителя U_2 претерпевает изменение n раз, то в канале делителя каждой из делительных схем изменение сигнала будет равным $\sqrt[n]{n}$. Таким образом, применяя делительные схемы с динамическим диапазоном, например в 30 дБ, можно обеспечить деление сигналов в динамическом диапазоне до 60 дБ. Для реализации этой схемы необходимо обеспечить согласованные сигналы входов и выходов делительных схем, т. е. вид сигналов должен быть одинаковым.

Рассмотрим погрешность деления цепочечной схемы. Выразив погрешность деления каждой элемен-

тарной схемы через константы деления, из (4.175) можно записать

$$U_{\text{вых}} = \frac{C_1 (1 + \delta_1) C_3 (1 + \delta_3)}{C_2 (1 + \delta_2)} r,$$

откуда

$$r = \frac{U_{\text{вых}} C_2 (1 + \delta_2)}{C_1 (1 + \delta_1) C_3 (1 + \delta_3)}.$$

В этом случае погрешность деления

$$\delta r = \frac{1 + \delta_2}{(1 + \delta_1)(1 + \delta_3)} - 1 \approx \delta_2 - \delta_1 - \delta_3. \quad (4.176)$$

Отсюда следует, что при однотипных делительных схемах систематические погрешности частично взаимно компенсируются, в результате чего суммарная погрешность весьма близка к погрешности элементарной делительной схемы.

По этому принципу построен измеритель отношения — индикатор КСВ и ослабления Я2Р-19, обладающий динамическим диапазоном 50 дБ. Интересно заметить, что по этому принципу можно строить делительные схемы с практически неограниченным динамическим диапазоном.

Возможны два пути построения таких цепочечных схем. Один из них заключается в использовании схемы, изображенной на рис. 4.50, в качестве элементарной в той же структурной схеме. В этом случае динамический диапазон расширяется в D_d^4 раз. Другой вариант схемы изображен на рис. 4.51. Для канала U_2 этой схемы можно записать

$$U' = C_4 U_2 / U'', \quad U'' = C_5 U' / U'', \quad (4.177)$$

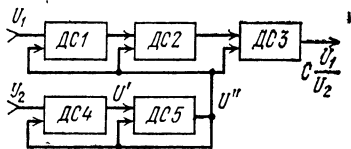


Рис. 4.51. Вариант цепочечной делительной схемы.

откуда

$$U'' = \sqrt[3]{C_4 C_5 U_2}. \quad (4.178)$$

Деление в каждой из схем ДС1...ДС3 сигнала U_1 на U'' на выходе дает

$$U_{\text{вых}} = \frac{C_1 C_2 C_3}{C_4 C_5} \frac{U_1}{U_2}. \quad (4.179)$$

Для этой схемы динамический диапазон расширяется в D_d^3 раз.

Если считать, что элементарные делительные схемы не накладывают ограничений на уровни сигналов, цепочку можно продолжить и дальше, учитывая, что для расширения динамического диапазона в D_d раз требуется добавить в канал делителя и делимого по одной элементарной делительной схеме. Для получения динамического диапазона D_d^n требуется $(2n+1)$ делительная схема.

5. ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ

5.1. УЗКОПОЛОСНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ

Делительные схемы используют в сложных радиомерительных приборах для автоматизации относительных измерений либо в качестве основного звена, либо в качестве вспомогательного для выполнения промежуточного преобразования сигналов. Примером второго использования может служить применение схемы АРУ в измерителях коэффициента шума, где она используется для сравнения мощностей шумов, поступающих со входа и с опорного генератора шума.

Функциональная структура ряда приборов позволяет выделить часть, выполняющую измерение отно-

шения, в отдельный блок или прибор. Типичным примером являются СВЧ измерительные приборы для измерения КСВ, ослабления, усиления и других относительных величин, характеризующих параметры элементов и трактов. Как правило, измерительная информация представляется в виде огибающей сигнала

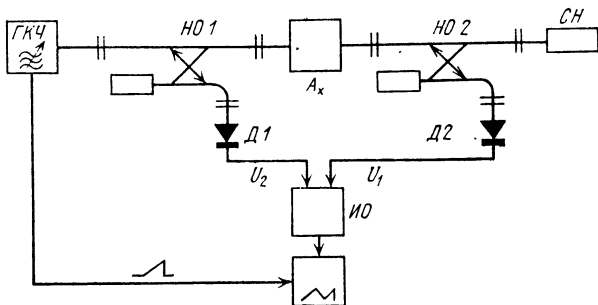


Рис. 5.1. Панорамный измеритель КСВ и ослабления.

одной частоты, получаемого либо детектированием амплитудно-модулированных СВЧ колебаний, либо их гетеродинированием. Это позволяет одну и ту же низкочастотную схему измерения отношения применить для различных приборов, независимо от их частотного диапазона. Таким образом обеспечивается унификация ряда приборов, снижаются затраты при их серийном производстве. Важно только правильно определить и реализовать требуемые параметры измерителя отношения.

Рассмотрим требования к индикаторной части простейшего панорамного измерителя коэффициента ослабления, структурная схема которого изображена на рис. 5.1. Если переходные ослабления направленных ответвителей НО1 и НО2 и коэффициенты передачи детекторов Д1 и Д2 в частотном диапазоне оди-

наковы (примем, что отражения в тракте отсутствуют), то можно записать

$$U_2 = C_1(\omega) k_{д1}(\omega) P_r(\omega), \quad U_1 = C_2(\omega) k_{д2}(\omega) A_x(\omega) P_r(\omega), \quad (5.1)$$

где $C_1(\omega)$ и $C_2(\omega)$ — переходное ослабление $HO1$ и $HO2$, $k_{д1}(\omega)$ и $k_{д2}(\omega)$ — коэффициенты передачи $D1$ и $D2$, $A_x(\omega)$ — коэффициент ослабления по мощности испытуемого четырехполюсника, $P_r(\omega)$ — выходная мощность генератора качающейся частоты (ГКЧ).

Отношение этих напряжений

$$U_1/U_2 = A_x(\omega) \quad (5.2)$$

индицируется осциллоскопом, горизонтальная временная развертка которого совпадает с разверткой частоты ГКЧ. Таким образом, на экране ЭЛТ получается характеристика ослабления в полосе частот ГКЧ.

Правильный результат измерения будет получен в том случае, если детекторы имеют строго квадратичные характеристики детектирования. Участок квадратического детектирования для кристаллических детекторов ограничен сверху малыми уровнями мощности порядка $10^{-6} \dots 10^{-7}$ Вт, поэтому максимальный выходной сигнал не превышает 10 мВ. Аналогичный максимальный сигнал получают и с выхода измерительных смесителей.

Минимальный сигнал на входе канала делимого измерителя отношения обуславливается величиной ослабления исследуемого четырехполюсника и ограничивается шумами входных цепей ИО с учетом шумов СВЧ преобразователя-детектора, или смесителя. Высокую чувствительность можно достигнуть лишь при использовании узкополосного усиления и синхронного детектирования.

Узкополосные входные цепи позволяют измерять отношения сигналов любой формы по их первой гар-

монике. Высокая чувствительность узкополосного измерителя отношений, определяющая пределы измерения, необходима и для других видов измерений. Требования к динамическому диапазону и быстродействию измерителя отношения в рассматриваемом случае определяют параметры сигнала ГКЧ и измерительной СВЧ части. Непостоянство выходной мощности ГКЧ в частотном диапазоне, изменение коэффициентов передачи направленного ответвителя HOI и детектора DI вызывают изменения напряжения делителя в довольно широких пределах. Для обеспечения незначительного влияния этих изменений необходимо, чтобы пределы изменения сигналов были меньше динамического диапазона измерителя отношения. Типичные пределы измерения сигнала U_2 , особенно при широкополосных измерениях на СВЧ, составляют 30 дБ и более, если ГКЧ не имеет автоматической стабилизации выходной мощности. Как известно из практики, динамический диапазон узкополосных измерителей отношения, предназначенных для автоматизации СВЧ-измерений, должен составлять порядка 40 дБ.

Быстродействие измерителя отношения определяется спектрами сигналов U_1 и U_2 . В рассматриваемом случае спектр сигнала делителя зависит от характера изменения мощности ГКЧ и коэффициентов передачи направленного ответвителя HOI и детектора DI , а также от скорости перестройки частоты.

В низкочастотной части СВЧ диапазона, где эти характеристики изменяются монотонно, быстродействие ИО может быть ниже, чем в сантиметровом и миллиметровом диапазонах при скачкообразном изменении характеристик. Если источник СВЧ колебаний представить в виде последовательно включенных идеального генератора со строго линейным характером изменения частоты и постоянной мощностью и искажающего четырехполюсника с коэффициентом

передачи $k_2(\omega)$, то амплитуды напряжений можно представить во времени следующим образом:

$$\begin{aligned} U_1(t) &= P_0 k_r(t) C_2(t) k_{д2}(t) A_x(t), \\ U_2(t) &= P_0 k_r(t) C_1(t) k_{д1}(t). \end{aligned} \quad (5.3)$$

Разложив функции $U_1(t)$ и $U_2(t)$ в ряд Тейлора, запишем

$$U_2(t) = \gamma P_0 \left(1 + \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cos \Omega_i t \right) \quad (5.4)$$

и

$$U_1(t) = \gamma P_0 \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t \left[1 + \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cos \Omega_i t \right], \quad (5.5)$$

где γ — коэффициент пропорциональности, a_i и b_n — амплитуды i -й и n -й составляющей, Ω_i — частота i -й составляющей.

Отношение входных сигналов с учетом условия идентичности коэффициентов передачи равно

$$\frac{U_1(t)}{U_2(t)} = \frac{\sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t \left[1 + \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cos \Omega_i t \right]}{1 + \sum_{i=0}^{\infty} a_i \cos \Omega_i t}. \quad (5.6)$$

В идеальном случае при бесконечно широких полосах пропускания каналов измерителя отношения результат измерения равен

$$r(t) = \frac{U_1(t)}{U_2(t)} = \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t, \quad (5.7)$$

т. е. отображает идеальную характеристику $A_x(\omega)$ во временной области. Если же полосы пропускания каналов делителя и делимого ограничены частотами

$\Omega_v = v\Omega_1$ и $\Omega_s = s\Omega$, то результат деления будет представлен в виде

$$r'(t) = \frac{U_1(t)}{U_2(t)} = \frac{\sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t \left[1 + \sum_{i=0}^s a_i \cos \Omega_i t \right]}{1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t}, \quad (5.8)$$

или, если $s \geq v$,

$$r'_v(t) = \frac{U_1(t)}{U_2(t)} = \frac{\sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t \left[1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t + \sum_{q=v+1}^s a_q \cos \Omega_q t \right]}{1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t}. \quad (5.9)$$

После преобразования получаем

$$r'_v(t) = \sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t + \frac{\sum_{n=0}^{s-v} b_n \cos \Omega_n t \sum_{q=v+1}^s a_q \cos \Omega_q t}{1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t}. \quad (5.10)$$

Если $s=v$, то

$$r'(t) = \sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t. \quad (5.11)$$

Выражение (5.11) представляет собой характеристику $A_x(\omega)$ в ограниченной полосе пропускания Ω_v .

Рассмотрим динамические погрешности измерения отношения, имея в виду, что измерительную информацию несет только огибающая сигнала, соответствующая $A_x(\omega)$. В зависимости от соотношения полос

пропускания каналов делимого и делителя возможны следующие случаи:

$$1) \Omega_s > \Omega_y; \quad 2) \Omega_s = \Omega_y; \quad 3) \Omega_s < \Omega_y.$$

Последний случай не представляет практического интереса, поскольку время выполнения операции деления всегда больше времени установления в канале делимого, которое, в свою очередь, определяется только полосой пропускания входной цепи.

Если $\Omega_s = \Omega_y$, динамическая погрешность измерения отношения без учета инерционности индикаторного устройства из (5.7) и (5.11) равна

$$\delta r(t) = \frac{r'(t) - r(t)}{r(t)} = \frac{\sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t - \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t}{\sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t}. \quad (5.12)$$

или после преобразования

$$\delta r(t) = - \sum_{p=s+1}^{\infty} b_p \cos \Omega_p t \left/ \sum_{n=0}^{\infty} b_n \cos \Omega_n t. \quad (5.13)$$

Величины гармонических составляющих огибающей не могут превышать величины несущих частот, в связи с чем достаточно определять суммы в интервале до $\omega_c = l\Omega$:

$$\delta r(t) = - \frac{\sum_{p=s+1}^l b_p \cos \Omega_p t}{\sum_{n=0}^l b_n \cos \Omega_n t} = \frac{\int_{s+1}^l b_p \cos \Omega_p t dp}{A_x(t)}. \quad (5.14)$$

Если характеристика $A_x(t)$ измеряемого объекта во временной области полностью укладывается в полосу пропускания Ω_s канала делимого, то динамиче-

ская погрешность равна нулю. Чем больше выбросов на характеристике и чем больше их крутизна, тем больше искажения.

Если $\Omega_s > \Omega_v$, то динамическая погрешность с учетом (5.7) и (5.10) равна

$$\delta r_v(t) = \frac{r_v(t) - r(t)}{r(t)} = \frac{\sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t \left[1 + \sum_{q=v+1}^s a_q \cos \Omega_q t \right]}{1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t} - \sum_{n=0}^l b_n \cos \Omega_n t$$

$$= \frac{\sum_{n=0}^l b_n \cos \Omega_n t}{\sum_{n=0}^l b_n \cos \Omega_n t} \quad (5.15)$$

После преобразований

$$\delta r_v(t) = \delta r(t) + \frac{\sum_{n=0}^s b_n \cos \Omega_n t}{\sum_{n=0}^l b_n \cos \Omega_n t} \frac{\sum_{q=v+1}^s a_q \cos \Omega_q t}{1 + \sum_{i=0}^v a_i \cos \Omega_i t} \quad (5.16)$$

или

$$\delta r_v(t) = \delta r(t) + \frac{A'_x(t)_{\Omega_s}}{A_x(t)} \frac{\Delta(t)_{\Delta\Omega}}{1 + \Delta(t)}, \quad (5.17)$$

где $A'_x(t)_{\Omega_s}$ — характеристика исследуемого объекта во временной области в ограниченной полосе частот Ω_s , $\Delta(t)$ — амплитуда неравномерности сигнала $U_2(t)$, $\Delta(t)_{\Delta\Omega}$ — амплитуда огибающей сигнала $U_2(t)$ в интервале частот $\Omega_s - \Omega_v$, $\delta r(t)$ определяется из (5.14).

Из (5.17) следует, что при широком спектре сигнала делителя увеличение полосы пропускания канала

ла делимого приводит к дополнительным динамическим погрешностям измерения отношения. Эти погрешности тем выше, чем больше неравномерность сигнала U_2 за пределами полосы пропускания канала делителя.

В связи с этим при расширении полосы пропускания канала делимого необходимо помнить, что одно-

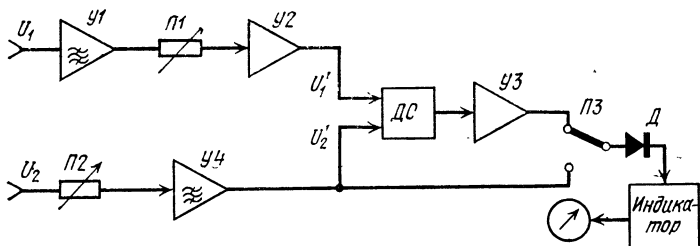


Рис. 5.2. Структурная схема узкополосного измерителя отношения.

временно с уменьшением искажений воспроизведения исследуемой характеристики $A_x(\omega)$ объектов, особенно высокочастотных, при наличии больших неравномерностей уровня мощности могут возрасти их влияния. Указанное относится к быстродействующим измерителям отношения, используемым в панорамных измерителях ВЧ и СВЧ цепей.

Наряду с ними используют неавтоматические приборы, где в качестве индикаторов применяют измерительные усилители. Их лучше заменить высокочувствительными измерителями отношения, при этом существенно повышается точность и производительность измерения. К этим приборам обычно не предъявляются требования высокого быстродействия.

Основным элементом узкополосного измерителя отношения (рис. 5.2) является делительная схема.

ДС определяет такие важнейшие параметры измерителя, как динамический диапазон, быстродействие и погрешность измерения отношения. В качестве делительной схемы можно выбрать схему АРУ с частотным разделением каналов, цепочечную схему, если требуется обеспечить максимальный динамический диапазон изменения входных сигналов, или схему с использованием свойств спектров, если необходимо предельно высокое быстродействие.

Вторыми по важности элементами являются входные и выходные усилители $У1...У4$, согласующие входные и выходные сигналы измерителя отношения со входными напряжениями делительной схемы и индикаторного устройства.

Рассмотрим выбор параметров элементов на примере измерителя отношения, делительная схема которого построена на принципе АРУ с частотным разделением каналов. Выходное напряжение для этой схемы определяется

$$U'_3 = \frac{E_0}{\prod_{i=1}^n k_i} \frac{U_1}{U_2}, \quad (5.18)$$

где $E_0 \left/ \prod_{i=1}^n k_i = C \right.$ — константа деления, выраженная в милливольтгах.

Входные напряжения измерителя отношения на частоте f можно задать как минимальными значениями и пределами их изменения, так и максимальным напряжением делителя, его динамическим диапазоном и требуемыми пределами измерения отношения. Из этих данных и известных параметров делительной схемы несложно определить необходимые коэффициенты усиления каналов.

Коэффициент усиления усилителя $У4$ в канале делителя должен быть равным

$$k_4 = \frac{U'_{2 \text{ макс}}}{U_{2 \text{ макс}}} = \frac{U'_{2 \text{ макс}}}{U_{2 \text{ мин}} D_d}, \quad (5.19)$$

где $U_{2 \text{ макс}}$ и $U_{2 \text{ мин}}$ — максимальное и минимальное напряжения на входе канала делителя ИО, $U'_{2 \text{ макс}}$ — максимально допустимое напряжение на входе делительной схемы, D_d — динамический диапазон канала делителя.

Для канала делимого определяют максимальный коэффициент усиления при условии, что входное напряжение в канале делимого, соответствующее пределу отношения на наиболее чувствительной шкале, после усиления равно максимально допустимому значению $U'_{\text{ макс}}$ при максимальном значении сигнала в канале делителя. Под верхним пределом отношения на наиболее чувствительной шкалы следует понимать либо номинальное отклонение луча при осциллокопическом индикаторе, либо показание стрелочного прибора при номинальном отклонении стрелки. Если обозначить используемый диапазон индикатора

$$r_{n \text{ макс}}/r_{n \text{ мин}} = D_n, \quad (5.20)$$

где $r_{n \text{ макс}}$, $r_{n \text{ мин}}$ — соответственно максимальное и минимальное значения отношения, индицируемые прибором, то максимальный коэффициент усиления в канале делимого должен быть не менее

$$k_{s \text{ макс}} = k_1 k_2 \geq \frac{U'_{1 \text{ макс}} D_r}{U_{2 \text{ макс}} D_n} = \frac{U'_{1 \text{ макс}} D_r}{U_{2 \text{ мин}} D_n D_d}, \quad (5.21)$$

где D_r — пределы измерения отношения, k_1 и k_2 — коэффициенты усиления усилителей $У1$ и $У2$.

Минимально требуемый коэффициент усиления в канале делимого определяется максимальным значением $r_{\text{ макс}}$ измеряемого отношения:

$$k_{s \text{ мин}} = k_1 k_2 k_{\text{ ат}} = U'_{1 \text{ макс}}/U_{2 \text{ макс}} r_{\text{ макс}}. \quad (5.22)$$

Из (5.21) и (5.22) при $r_{\text{макс}} = 1$ ослабление в переключателе пределов равно

$$k_{\text{ат}} = D_{\text{н}}/D_r. \quad (5.23)$$

Максимальный коэффициент усиления в канале делимого должен быть на 10...20 дБ больше рассчитанного по формуле (5.21) для обеспечения регулирования усиления при калибровке.

Крайне важным является правильное распределение усиления в канале делимого. Если аттенюатор — переключатель пределов установить на входе, от усилителей $У1$ и $У2$ во всех случаях будет требоваться максимальное усиление. При этом независимо от величины входного сигнала коэффициент сигнал/шум будет наихудшим.

Усиление следует распределять исходя из динамического диапазона входного усилителя, который должен без искажений усиливать как минимальные, так и максимальные сигналы в канале делимого. Если неискаженное выходное напряжение усилителя $У1$ равно $U_{1\text{вых}}$, то его допустимый коэффициент усиления равен

$$k_1 = U_{1\text{вых}}/U_{2\text{макс}}r_{\text{макс}}. \quad (5.24)$$

Усиление выходного усилителя $У3$ определяется как отношение напряжения на входе детектора к константе деления. Переключатель $П3$ предусматривает возможность контроля величины напряжения делителя. На рис. 5.2 переключатель показан в положении индикации отношения.

Для расширения пределов измеряемых отношений, если это допускают величины U_2 и динамический диапазон, на входе канала делителя следует установить дополнительный переключатель $П2$.

5.2. ПОГРЕШНОСТИ УЗКОПОЛОСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ

В соответствии со схемой рис. 5.2 входные напряжения и индицируемая величина отношения связаны зависимостью

$$B = a \frac{k_1 k_{\text{ат}} k_2}{k_4} k_3 C \frac{U_1}{U_2} k_{\text{д}}, \quad (5.25)$$

где a — коэффициент преобразования индикаторного устройства, C — константа деления, B — значение измеряемой величины отношения по отсчетной шкале индикатора.

Если шкала индикатора проградуирована в значениях отношения

$$a = k_4 / k_1 k_{\text{ат}} k_2 k_3 k_{\text{д}} C, \quad (5.26)$$

то значение измеряемого отношения равно

$$r = B k_4 / a k_1 k_{\text{ат}} k_2 k_3 k_{\text{д}} C. \quad (5.27)$$

Рассмотрим погрешности измерения отношения в зависимости от влияния параметров элементов измерителя отношения. В соответствии с [1] из (5.27) относительная погрешность измерения отношения равна

$$\begin{aligned} \delta r = & \frac{\partial \ln r}{\partial B} dB + \frac{\partial \ln r}{\partial k_4} dk_4 + \frac{\partial \ln r}{\partial a} da + \frac{\partial \ln r}{\partial k_1} dk_1 + \\ & + \frac{\partial \ln r}{\partial k_{\text{ат}}} dk_{\text{ат}} + \frac{\partial \ln r}{\partial k_2} dk_2 + \frac{\partial \ln r}{\partial k_3} dk_3 + \frac{\partial \ln r}{\partial k_{\text{д}}} dk_{\text{д}} + \\ & + \frac{\partial \ln r}{\partial C} dC. \end{aligned} \quad (5.28)$$

Подставив значения и произведя необходимые преобразования, имеем

$$\delta r = \frac{\Delta B}{B} + \frac{\Delta k_4}{k_4} - \frac{\Delta a}{a} - \frac{\Delta k_1}{k_1} - \frac{\Delta k_{\text{ат}}}{k_{\text{ат}}} - \frac{\Delta k_2}{k_2} - \frac{\Delta k_3}{k_3} - \frac{\Delta k_{\text{д}}}{k_{\text{д}}} - \frac{\Delta C}{C}, \quad (5.29)$$

т. е. относительная погрешность измерения отношения равна алгебраической сумме относительных погрешностей отдельных элементов. Погрешности элементов в разных каналах имеют противоположные знаки. Таким образом, если они вызваны одним и тем же влияющим фактором, то частично компенсируются.

При измерении отношения различают погрешности данного измерения, цикла измерений и серии измерителей отношения. Погрешности данного измерения и цикла относятся к определенному экземпляру прибора. Перед измерением можно прокалибровать прибор, подав на оба его входа одно и то же напряжение, и, регулируя усиление, установить показания измерителя отношения, равные единице. Тогда при неизменных внешних условиях влиянием неточности коэффициентов усиления и некоторыми составляющими погрешности делительной схемы можно пренебречь. Погрешность отношения в этом случае равна

$$\delta r = \delta B - \delta a - \delta C_{\text{д}} - \delta k_{\text{ат}} - \sum \delta k_i + \delta k_{\text{к}}, \quad (5.30)$$

где δB — погрешность отсчета по шкале индикатора, δa — погрешность градуировки (преобразования), $\delta C_{\text{д}}$ — погрешность делительной схемы в динамическом диапазоне, $\delta k_{\text{ат}}$ — погрешность деления аттенюатора, $\sum \delta k_i$ — погрешности, вызванные нелинейностью усилителей У1...У3, $\delta k_{\text{к}}$ — погрешность калибровки.

Здесь имеются ввиду конкретные значения погрешностей для данного измерения.

Погрешность отсчета зависит от типа индикатора. Для стрелочных и осциллоскопических индикаторов она определяется параллаксом, толщиной линии или стрелки. В цифровых индикаторах эта погрешность определяется в основном погрешностью квантования. Погрешность отсчета имеет случайный характер с законом распределения, треугольным для стрелочных индикаторов и близким к равномерному для цифровых приборов.

Таковыми же свойствами обладает и погрешность калибровки, определяемая неточностью установки отношения, равного единице. В действительности на результат измерения влияет только данный комплекс значений составляющих погрешностей, свойственный именно данным условиям измерения, но на практике оценить текущие значения составляющих, как правило, не представляется возможным. (Если есть возможность определить значения частных погрешностей, то их можно исключить из рассмотрения). При оценке результата измерения учитываются с той или иной степенью достоверности установленные пределы изменения и статистические характеристики частных составляющих. Суммарная погрешность в этом случае выражается:

$$\delta r = \alpha_n \sqrt{\frac{1}{3}(\delta^2 a_r + \delta^2 C_{др} + \Sigma \delta^2 k_{ir} + \delta^2 k_n) + \frac{1}{6} \delta^2 B_r + \frac{1}{9} \delta^2 k_{ат}}, \quad (5.31)$$

где α_n — коэффициент, определяемый рассеянием закона распределения δr . При отсутствии доминирующих составляющих закон распределения суммарной погрешности близок к нормальному и α_n имеет значение, близкое к трем.

Результат измерения отношения r_i означает, что данная величина отношения измерена с погрешностью δr при доверительной вероятности 0,997.

Для цикла измерения условия нельзя считать постоянными. В результате появляются дополнительные погрешности из-за дрейфа коэффициентов усиления усилителей У1...У4 делительной схемы. Если в цикле измерений измеряемые величины отношения произвольны, произвольны и значения напряжений делителя. При этом величины погрешностей аттенюатора, нелинейных усилителей и делительной схемы в динамическом диапазоне носят случайный характер, как

функции случайного аргумента [73, 74]. Если пределы изменения отношения невелики, то закон распределения этих составляющих может быть принят равномерным [74].

Дрейф коэффициентов усиления, а также константы делительной схемы зависят от ряда причин: самопрогрева прибора, изменения окружающей температуры или питающих напряжений. Влияние внешних воздействий можно определить отдельно для каждого элемента или получить оценку воздействия в виде суммарной величины — дрейфа калибровки. При интегральной оценке внешних воздействий учитываются взаимные связи между отдельными составляющими, например взаимная компенсация дрейфа коэффициентов усиления k_1 и k_4 . Погрешность цикла измерений в соответствии с этим определяется выражением (5.31) с учетом дополнительных составляющих:

$$\delta r_{\Sigma} = \alpha_{\Sigma} \sqrt{\frac{1}{3}(\delta^2 T + \delta^2 t + \delta^2 k_{\kappa} + \delta^2 C + \delta^2 a + \Sigma \delta^2 k_i) + \frac{1}{9} \delta^2 k_{\text{ат}} + \frac{1}{6} \delta^2 B}, \quad (5.32)$$

где δT , δt , δk_{κ} — дрейфы температурный, временной и калибровки от изменения питающих напряжений, δC — погрешность делительной схемы из-за изменения напряжения делителя, δB — погрешность отсчета, δa — погрешность градуировки, δk_i — погрешности из-за нелинейности i -го усилителя, α_{Σ} — коэффициент относительного рассеяния распределения суммарной погрешности.

Если все составляющие одного порядка, суммарный закон будет нормальным и $\alpha_{\Sigma} = 3$. При наличии доминирующих значений отдельных составляющих или величины доверительной вероятности, отличной от 0,997, α_{Σ} должно в каждом случае определяться индивидуально.

Все составляющие и общую погрешность отдельного прибора можно определить, сравнивая показания измерителя отношения со значением установленного отношения входных напряжений.

Погрешности единичных измерений, как и погрешности циклов измерений, свойственны отдельным экземплярам приборов и их знание наиболее важно потребителям. Для разработчиков и изготовителей измерителей отношения наибольший интерес представляют погрешности серии приборов или пределы допусков, характеризующие степень риска разработчика и изготовителя. Погрешность серии приборов, указываемая в технической документации, определяет интервал, в котором с заданной вероятностью должны находиться погрешности всех возможных реализаций приборов этого типа. Вероятность выхода погрешности за установленный интервал составляет риск разработчика и изготовителя. Нулевой риск при проектировании данного типа приборов можно получить, оценивая погрешность методом минимакса, когда возможные наибольшие отклонения параметров элементов гипотетического прибора представлены арифметической суммой. Это приводит к значительному завышению требований к элементам [1], а тем самым к усложнению как самого прибора, так и способа его изготовления.

В связи с этим получившая распространение вероятностная оценка, хоть и не исключает полностью риска, является более экономичной, а при наличии данных о вероятностных характеристиках элементов и достаточно надежной. При использовании для расчета погрешностей метода Монте-Карло [1] степень риска можно оценить количественно.

Для определения погрешности серии измерителей отношения исходным является общее выражение (5.29). Для гипотетического измерителя отношения серии приборов некоторые составляющие, например

погрешность градуировки, определяются некоторой зоной возможных значений и приобретают случайный характер. Для отдельного прибора они носят детерминированный характер. Это положение иллюстрируется рис. 5.3.

В отличие от погрешности градуировки (рис. 5.3,а), которая имеет нулевое математическое ожидание, погрешность нелинейности детектирования (рис 5.3,б)

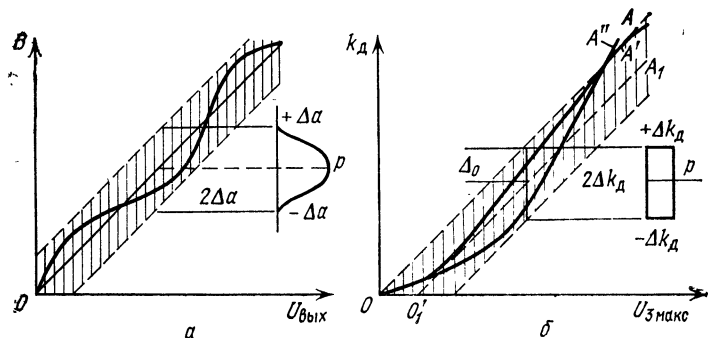


Рис. 5.3. Зависимости погрешностей градуировки (а) и детектирования (б):

Штриховкой обозначены возможные области разброса.

характеризуется математическим ожиданием Δ_0 — отклонением линии O_1A_1 от линии OA , и дисперсией; линии OA' и OA'' представляют реальные характеристики. Экспериментальные исследования диодов разных партий показывают, что закон распределения этих погрешностей достаточно близок к равномерному. Это позволяет учесть величину Δ_0 в градуировочной кривой и остается только зона неопределенности, характеризуемая интервалом $2\Delta k_d$.

Если разделить погрешность измерения отношения на основную, т. е. определяемую в нормальных условиях и при неизменных внешних воздействиях, и до-

полнительные, вызванные различными влияющими факторами, то в состав основной погрешности войдут погрешности отсчета и градуировки, аттенюатора и делительной схемы, а также неточность калибровки.

Погрешность отсчета имеет случайный характер с равномерным законом распределения. Разброс параметров аттенюаторов определяется разбросом сопротивлений входящих в него резисторов:

$$\Delta k_{\text{ат}} = \sum_{i=1}^n \varphi'_{\text{ат}}(R_i) \Delta R_i, \quad (5.33)$$

где ΔR_i — отклонение сопротивления i -го резистора от номинала, $\varphi'_{\text{ат}}(R_i)$ — частная производная передаточной функции по R_i .

Закон распределения допусков резисторов, как известно, является нормальным, что дает аналогичное распределение и для допусков аттенюаторов [3].

Погрешность делительной схемы состоит из ряда составляющих каждая из которых имеет различный характер и оценивается расчетным путем по выражениям, приведенным в гл. 3 и 4. Расчет дает предельные значения погрешностей. Исследование статистических свойств делительных схем экспериментальным путем и построение гистограмм распределения погрешностей не позволило однозначно определить их закон. В этом случае наиболее надежным является применение равномерного закона распределения.

При оценке влияния нелинейности усилителей чаще всего приходится пользоваться экспериментальными данными. Обычно задаются допусками нелинейных искажений. Распределение их из-за отсутствия статистики целесообразно принимать равномерным. Ошибки калибровки, как для отдельного прибора, так и для гипотетического измерителя отношения серии в нормальных условиях имеют ту же природу и сохраняют величину и характер.

Таким образом, основная погрешность измерителя отношения, определяющая параметры серии однотипных приборов, равна

$$\delta r_0 = \alpha_{\Sigma} \sqrt{\frac{1}{3} \left(\delta^2 C + \sum_{i=1}^4 \delta^2 k_{Hi} + \delta_{\text{кал}}^2 \right) + \frac{1}{9} (\delta^2 a + \delta^2 k_{\text{ат}}) + \frac{1}{6} \delta^2 B.} \quad (5.34)$$

В зависимости от наличия доминирующих величин коэффициент рассеяния α_{Σ} находится в пределах 2,3 ... 3.

Внешние воздействия вызывают изменение показаний измерителей отношения, обнаруживаемых как уход калибровки. Основными видами дополнительных погрешностей являются: температурный дрейф, уход калибровки при изменениях напряжения питания, погрешность из-за нестабильности частоты, старения элементов схемы. Особый вид дополнительной погрешности составляют шумы входных усилителей при измерении малых сигналов.

Первые два вида дополнительных погрешностей существенны только в тех случаях, когда невозможна периодическая калибровка. Изменения коэффициентов усиления, вызванные изменением температуры или питающего напряжения, калибровкой практически исключаются. Эти погрешности в общем виде выражаются зависимостью (5.29) с той разницей, что учитываются отклонения параметров элементов только из-за влияния внешних факторов. Влияние погрешностей отсчета и градуировки можно не учитывать, так как последние мало подвержены внешним воздействиям.

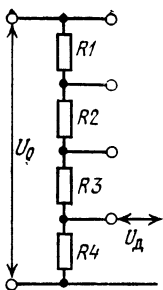


Рис. 5.4. Последовательный делитель.

(рис. 5.4) коэффициент передачи равен

$$k_{\text{ат}} = \frac{U_{\text{п}}}{U_0} = \frac{R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4},$$

а коэффициент влияния резистора R_4

$$\frac{\partial k_{\text{ат}}}{\partial R_4} = \frac{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4) - R_4}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)^2},$$

откуда $\delta k_{\text{ат}}(R_4) = (1 - k_{\text{ат}}) \delta R_{4t}$, где δR_{4t} — относительная температурная погрешность сопротивления резистора R_4 . Аналогично учитывается влияние и других резисторов, после чего рассчитывается суммарная дополнительная погрешность делителя

$$\delta k_{\text{ат}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta^2 k(R_i) \lambda^2}, \quad (5.35)$$

где λ — коэффициент, зависящий от закона распределения величины $\delta k_{\text{ат}}(R_i)$ и при линейной зависимости сопротивления от температуры определяемый распределением температур окружающей среды. Вид этого

распределения зависит от типа помещения, времени года, географического положения и т. д.

Некоторые авторы для оценки закона распределения температур рекомендуют использовать распределение Симпсона, другие — нормальное. С учетом разных условий эксплуатации серийных приборов наиболее надежным является применение равномерного закона распределения $\delta k_{ат}(R_i)$, для которого $\lambda = 1/\sqrt{3}$ при суммарной погрешности $\delta k_{ат}$, распределенной при $n \geq 9$ по нормальному закону. Таким образом,

$$\delta k_{ат} = 1,73 \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta^2 k_{ат}(R_i)}. \quad (5.36)$$

Оценить температурную нестабильность коэффициента усиления сложнее. В ламповых усилителях температурная зависимость усиления обусловлена нестабильностью пассивных элементов (резисторов и емкостей) в цепях анодных нагрузок и обратной связи. При наличии сильной отрицательной обратной связи можно ограничиться оценкой ухода усиления из-за изменения параметров цепи обратной связи.

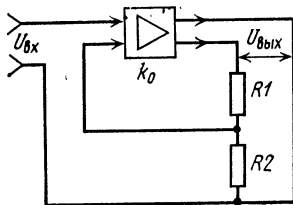


Рис. 5.5. Усилитель с обратной связью.

Рассмотрим усилитель с обратной связью по напряжению, осуществляемой резистивным потенциометром (рис. 5.5). Коэффициент усиления такого усилителя равен $k_{ос} = k_0 / (1 - k_0 \beta)$, где $\beta = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Найдем полное изменение коэффициента усиления:

$$dk_{ос} = \frac{\partial k_{ос}}{\partial k_0} dk_0 + \frac{\partial k_{ос}}{\partial R_1} dR_1 + \frac{\partial k_{ос}}{\partial R_2} dR_2.$$

Определяя частные производные и переходя к конечным приращениям при $R_1 \gg R_2$ и $k_0\beta \gg 1$, имеем

$$\delta k_{oc} = \frac{1}{1 - k_0\beta} \delta k_0 + \frac{k_0\beta^2}{1 - k_0\beta} (\delta R_2 - \delta R_1) \approx \delta R_{2t} - \delta R_{1t},$$

где δR_{1t} и δR_{2t} — температурная нестабильность R_1 и R_2 .

В транзисторных усилителях, в том числе и в интегральном исполнении, температурная нестабильность коэффициента усиления вызвана самой природой полупроводниковых активных элементов. Температурная зависимость первичных параметров транзисторов: сопротивлений переходов, коэффициентов передачи тока и напряжения, обратного тока коллектора вызывает изменение выходных параметров усилительных схем, а именно: входного и выходного сопротивлений, коэффициента усиления, уровня шумов и т. п. Это происходит как от изменения первичных параметров, так и от вызываемых ими изменений режимов транзистора. Последнее устраняется введением стабилизации режимов.

Температурную нестабильность усиления транзисторных усилителей оценить аналитически достаточно сложно [75], так как разработчик не всегда имеет исходные данные для расчета. В связи с этим чаще всего приходится опираться на результаты граничных испытаний, которые не менее трудоемки, но дают фактический материал. В ту или иную схему усилителя устанавливаются транзисторы разных партий. Их отбирают по предельным отклонениям первичных параметров от указанных в ТУ. Таким образом, полученные значения δk_i с достаточной степенью достоверности соответствуют предельным. Из-за отсутствия надежных данных о температурных зависимостях первичных параметров закон распределения δk_i целесообразно принять равномерным.

Все большее распространение получают интегральные схемы усилителей, номенклатура которых постоянно расширяется одновременно с улучшением их параметров. Такие схемы позволяют упростить проектирование стабильных усилителей. Паспортные данные ряда схем интегральных усилителей содержат также и пределы изменения коэффициента усиления в интервале рабочих температур. Зная пределы изменения коэффициента усиления, несложно рассчитать внешнюю цепь отрицательной обратной связи, при которой обеспечивается требуемая температурная стабильность:

$$\delta k_{oc}(t) = \frac{1}{1+k_0\beta} \frac{\Delta k_{0t}}{k_0} + \frac{k_0\beta}{1+k_0\beta} \frac{\Delta\beta_s}{\beta}, \quad (5.37)$$

где k_0 и Δk_{0t} — начальный коэффициент усиления и изменение его из-за температуры, β и $\Delta\beta_t$ — коэффициент обратной связи и изменение его из-за температуры.

Учитывая высокие требования к стабильности, целесообразно в качестве усилителей использовать операционные усилители с глубокой отрицательной связью, устанавливая с ее помощью требуемый коэффициент усиления. Предпочтение следует отдавать отрицательной обратной связи по напряжению, которая, повышая входное и снижая выходное сопротивления усилителя, упрощает их стыковку с другими элементами схемы.

Составляющие нестабильности коэффициентов усиления в суммарной погрешности по тем же причинам, что и для аттенюаторов, целесообразно учитывать, пользуясь равномерным законом распределения их величин.

Температурные погрешности делительной схемы определяются для отдельных составляющих по аналогичной методике. Если коэффициент усиления усилителей стабилизируется введением отрицательной об-

ратной связи, то коэффициент передачи выходного амплитудного детектора и его стабильность целиком определяются параметрами полупроводникового диода. Большой стабильностью отличаются кремниевые детекторные диоды, хотя их линейный участок детектирования начинается при более высоких входных сигналах. Основным средством увеличения температурной стабильности коэффициента детектирования является его включение в цепь генератора тока. В этом случае изменение прямого сопротивления оказывает минимальное влияние на коэффициент передачи.

Нестабильность коэффициента передачи детектора, как правило, приходится оценивать экспериментально для полупроводниковых диодов различных партий. Если количество испытанных диодов достаточно велико, то одновременно с определением предельных отклонений можно с некоторым приближением оценить и закон распределения. Если такая возможность отсутствует, надо применять опять-таки равномерное распределение.

Результирующий температурный дрейф измерителя отношения на каждые 10°C или во всем интервале рабочих температур равен

$$\delta r_t \approx 1,73 \sqrt{\sum_{i=1}^n \delta^2 k_{it} + \delta^2 k_{ат} + \delta^2 k_{дт} + \Sigma \delta^2 C_t}, \quad (5.38)$$

где δk_{it} — нестабильность коэффициента усиления i -го усилителя, $\delta k_{ат}$ — температурная нестабильность аттенюатора, $\delta k_{дт}$ — нестабильность детектора, $\Sigma \delta C_t$ — суммарная температурная нестабильность делительной схемы.

Суммарная температурная погрешность при отсутствии доминирующих значений отдельных составляющих, что является критерием правильного проектирования, имеет нормальный характер.

Выражение (5.38) дает несколько завышенной значение температурного дрейфа, поскольку в нем не учитывается взаимная компенсация температурных погрешностей элементов, находящихся в различных каналах. Учет же компенсаций весьма затруднителен, так как зависит от размещения этих элементов и общего температурного режима прибора.

Влияние нестабильности напряжения питания, играющее существенную роль в ламповых схемах, в полупроводниковых и интегральных схемах имеет второстепенное значение. Глубокие отрицательные связи в усилителях, вводимые для термостабилизации, и правильно подобранные режимы схемы одновременно со стабилизацией питающих напряжений практически исключают дрейф показаний при изменении напряжения питающей сети. Чаще всего изменение напряжения питающей сети косвенно влияет на результат изменения, точнее говоря, изменяется рассеиваемая прибором мощность, а тем самым и его температурный режим. Это может вызвать дрейф показаний, если при конструировании приборов с линейными элементами, каковыми являются узкополосные измерители отношения, не обеспечен достаточно хороший теплообмен внутри прибора или не продумано размещение элементов.

Дополнительная погрешность измерения из-за старения элементов является показателем метрологической надежности. Наличие глубоких отрицательных связей в усилителях и возможность калибровки исключают влияние старения ряда элементов схемы. Калибровкой не устраняются последствия старения только элементов аттенюатора и изменения характера градуировки индикатора, что само по себе маловероятно.

Погрешность аттенюатора — переключателя пределов из-за старения резисторов определяется аналогично погрешности из-за температуры. При этом необхо-

димо учитывать изменение величин сопротивлений в течение срока службы или срока технического ресурса проектируемого измерителя отношения. Поскольку резисторы довольно стабильны, потенциальная метрологическая надежность измерителей отношения высокая.

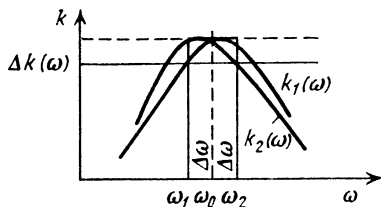


Рис. 5.6. АЧХ каналов измерителя отношения.

Изменение частоты входных сигналов вызывает дополнительные погрешности из-за неидентичности амплитудно-частотных характеристик каналов. Это

иллюстрируется рис. 5.6, где показаны совмещенные в точке ω_0 АЧХ каналов делимого $k_1(\omega)$ и делителя $k_2(\omega)$. На частоте ω_0 коэффициенты передачи каналов выравнены калибровкой. Однако изменение частоты в интервале $\omega_0 \pm \Delta\omega$ из-за более узкой полосы $k_2(\omega)$

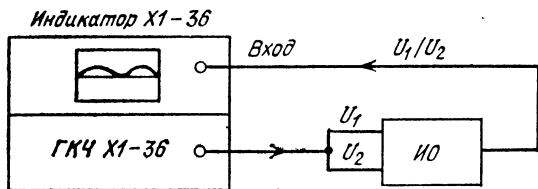


Рис. 5.7. Схема измерения АЧХ измерителя отношения.

вызывает разность коэффициентов передачи $\Delta k(\omega)$, относительное значение которой прямо пропорционально погрешности измерения отношения. Эти ошибки можно исключить, предъявляя жесткие требования к идентичности АЧХ каналов, что достигается расширением полосы пропускания и совместной на-

стройкой, которая в измерителе отношения легко автоматизируется. Для исследования амплитудно-частотных характеристик в низкочастотном диапазоне необходимо иметь прибор ИАЧХ, например XI-36. Сигнал ГКЧ подается одновременно на оба входа измерителя отношения, а его выход соединяется со входом ИАЧХ, как показано на рис. 5.7. На экране прибора XI-36 будет высвечиваться АЧХ неидентичности каналов, которую можно визуальнo контролировать.

Если частота входных сигналов стабильна (в современных ГКЧ в диапазоне 20 МГц 12,4 ГГц частота амплитудной модуляции стабилизирована кварцем), появляется погрешность измерения отношения только из-за нестабильности АЧХ каналов, вызванной температурным дрейфом LC - или RC -избирательных цепей. Для исключения этих погрешностей рекомендуется цепи, окончательно формирующие АЧХ, выполнять либо идентичными, либо с равномерными характеристиками в полосе пропускания. Применение термкомпенсированных избирательных схем увеличивает температурную стабильность.

Удачно сконструированные узкополосные измерители отношения имеют неравномерность АЧХ, не превышающую $\pm 1\%$, что, с учетом преобладания малых по величине изменений частоты, практически не влияет на точность измерений отношения.

5.3. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ УЗКОПОЛОСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ С ИНДИКАЦИЕЙ НА ЭЛТ

Измерители отношения, применяемые для панорамных СВЧ измерений, характеризуются широкими пределами измеряемых отношений, высокой чувствительностью и быстродействием. При измерении больших ослаблений сигналы, несущие измерительную информацию, составляют микровольты или их доли. Для удобного наблюдения на экране ЭЛТ быстродей-

ствие должно быть достаточно высоким, а погрешность измерения минимальной. Эти требования характерны для любых чувствительных индикаторных устройств панорамных приборов.

Чувствительность, погрешность измерения и быстродействие являются взаимосвязанными величинами. Увеличение чувствительности требует сужения полосы пропускания, в то же время для достижения требуемого быстродействия необходимо ее увеличить. Противоречивые требования затрудняют проектирование узкополосных индикаторных устройств. Часто применяемый метод оценки быстродействия путем определения полосы пропускания устройства не дает наглядной взаимосвязи между временными параметрами и погрешностью измерения. В реальных индикаторных устройствах при наблюдении и измерении по экрану ЭЛТ с временной разверткой мерой быстродействия является время установления сигнала, т. е. время, за которое сигнал нарастает или спадает до определенного уровня. Существует предел, определяемый геометрическими размерами экрана и пятна луча, при достижении которого дальнейшее увеличение быстродействия усилительной части не дает эффекта.

Если диаметр пятна луча равен d , длина рабочей части экрана l , а длительность развертки $\tau_{\text{разв}}$, то разрешающая способность наблюдения по времени равняется

$$\tau_{\text{н}} = d\tau_{\text{разв}}/l. \quad (5.39)$$

Импульсы длительность которых короче $\tau_{\text{н}}$, на экране индцироваться не будут. В связи с этим время установления усилительной части нет смысла выбирать менее $\tau_{\text{н}}$.

Суммарное время установления определяется интегральным методом [76]:

$$\tau_{\text{у}} = \sum_{\nu=1}^n t_{\text{у}\nu}^2, \quad (5.40)$$

где τ_y — время установления отдельных частей схемы. Согласно (5.40)

$$\tau_y^2 = \tau_n^2 + \tau_{ио}^2, \quad (5.41)$$

где $\tau_{ио}$ — время установления канала частного измерителя отношения. Вводя коэффициент искажений времени установления M_τ , можно записать

$$\tau_y = M_\tau \tau_n \quad (5.42)$$

и

$$M_\tau^2 \tau_n^2 = \tau_{ио}^2 + \tau_n^2, \quad (5.43)$$

откуда

$$\tau_{ио} = \tau_n \sqrt{M_\tau^2 - 1}. \quad (5.44)$$

Коэффициент искажений времени установления M_τ определяется разрешающей способностью индикатора на ЭЛТ для данной скорости развертки. При отсчете измеряемой величины методом электронного визира разрешающая способность по временной оси не может быть лучше $2\tau_n$, если частота индицируется амплитудной меткой. Следовательно, величина τ_y не должна превышать $2\tau_n$, а

$$\tau_{ио} \leq \sqrt{3} \tau_n. \quad (5.45)$$

Время установления в быстродействующих узкополосных измерителях отношения в основном определяется полосой пропускания резонансных усилителей. Если на вход резонансного усилителя подать единственный скачок напряжения, то его реакция описывается [76] следующим образом:

$$k_0(t) = 1 - \exp(-\delta t / 2\tau), \quad (5.46)$$

где $\delta = (2\Delta f)_{0,7}/f_0$ — затухание контура, τ — постоянная времени контура.

Из (5.46)

$$t = -\ln[1 - k_0(t)] / \pi (2\Delta f)_{0,7}. \quad (5.47)$$

Для случая, когда $k_0(t)$ нарастает до 0,9 или спадает до 0,1, т. е. воспроизводит измеряемую амплитуду с погрешностью 10%, время установления из (5.47) равняется

$$t_{y\ 0,9} \approx 1/1,4 (2\Delta f)_{0,7}. \quad (5.48)$$

Для погрешности воспроизведения на 1%

$$t_{y\ 0,99} \approx 1/0,7 (2\Delta f)_{0,7}. \quad (5.49)$$

Для полосовых усилителей формулы, описывающие переходные характеристики, значительно сложнее. Однако с достаточной для практики степенью точности можно пользоваться выражениями (5.48) и (5.49) для любых полосовых усилителей, дающих приближенную оценку τ_y с погрешностью 5 ... 10% [76].

Выражения (5.45) и (5.47) позволяют определить требуемую полосу пропускания канала частного. С другой стороны, полоса пропускания связана с шумовыми характеристиками усилительной части, определяющими чувствительность канала делимого. Среднеквадратичная величина э. д. с. тепловых шумов равна

$$e^2_{\tau} = (4kT/2\pi) R_{ш} \Delta\omega. \quad (5.50)$$

Для практических целей (при температуре +20°C) часто используют приближенное выражение

$$e_{\tau} \approx (1/8) \sqrt{R_{ш} \Delta F_{экр}}. \quad (5.51)$$

Для температуры +50°C

$$e_{\tau} \approx (1/7) \sqrt{R_{ш} \Delta F_{экр}}, \quad (5.52)$$

что более соответствует реальному тепловому режиму внутри прибора. Сопротивление шумов $R_{ш}$ дается в килоомах, $\Delta F_{экр}$ — эквивалентная полоса шумов в килогерцах, а шумовое напряжение e_{τ} получается в микровольтах.

Эквивалентная полоса шумов и полоса пропускания не равнозначны. Первая соответствует полосе частот, внутри которой частотная плотность шумов постоянна и равна плотности шумов на частотах, близких к нулю. Суммарная э. д. с. шумов в эквивалентной полосе равна интегральному напряжению шумов. Эквивалентная шумовая полоса всегда шире полосы пропускания на уровне 0,7. Ее связь с общепринятой полосой пропускания можно выразить следующим образом:

$$\Delta F_{\text{ЭКВ}} = K(2\Delta f)_{0,7}, \quad (5.53)$$

где K — коэффициент, который зависит от прямоугольности частотной характеристики и определяется для ряда избирательных систем методом графического интегрирования. Например, для избирательных цепей типа одиночных контуров и резонансных RC -фильтров $K \approx 1,6$, а для систем контуров с большой прямоугольностью частотной характеристики $K \approx 1,2$.

Полагая, с некоторым приближением, что погрешность измерения зависит линейно от шумовой э. д. с. и равна отношению шум/сигнал $\delta_{\text{ш}} = e_{\text{т}}/U_1$, с помощью выражений (5.47), (5.52) и (5.53) можно получить зависимость

$$U_{1\text{мин}} \approx \frac{A}{\delta_{\text{ш}}} \sqrt{\frac{\Sigma R_{\text{ш}}}{\tau_{\text{ио}}}}, \quad (5.54)$$

где $U_{1\text{мин}}$ — минимальный входной сигнал канала делимого, мкВ, при котором погрешность измерения из-за шумов не превышает заданной величины; $\delta_{\text{ш}}$ — относительная шумовая погрешность, %; $\Sigma R_{\text{ш}}$ — суммарное шумовое сопротивление, приведенное ко входу ИО, кОм; $\tau_{\text{ио}}$ — время установления в канале частного, мс; A — коэффициент пропорциональности, зависящий от характера избирательной системы и погрешности воспроизведения измеряемого сигнала. При погрешности воспроизведения 10% для схем с одиноч-

ными контурами $A \approx 19,6$, для схем с большой прямоугольностью АЧХ $A \approx 14,5$. При погрешности воспроизведения 1% коэффициент A соответственно равен 30 и 22.

Выражение (5.54) не учитывает влияния посторонних помех и фонов, так как его можно уменьшить до пренебрежимо малой величины при соответствующем конструктивном выполнении схемы.

Точность формулы (5.54), как показала неоднократная экспериментальная проверка, вполне достаточна для практического применения. Несовпадение результатов эксперимента при тщательном конструктивном выполнении усилителей не превышает 30%.

Если для детектирования выходного сигнала применяется синхронный детектор, усредняющий шумовое напряжение, величина относительной шумовой ошибки

$$\delta_{ш} = \frac{A}{U_2 r} \sqrt{\frac{\Sigma R_{ш}}{\tau_{ш0}}} \quad (5.55)$$

определяет отношение шум/сигнал и равна половине «шумовой дорожки».

Дополнительная погрешность из-за наличия шумов мало зависит от внешних воздействий и характеризует важный метрологический параметр — чувствительность. Иногда величина этой погрешности указывается в технической документации наряду с основной погрешностью в виде

$$\delta r = \pm (a + b/r U_2), \quad (5.56)$$

где a — основная погрешность, b — коэффициент, равный

$$A \sqrt{\Sigma R_{ш} / \tau_{ш0}}, \text{ В.}$$

Такая запись позволяет определить погрешность для любого измеряемого отношения.

Если заданы скорость развертки и параметры ЭЛТ, для расчета чувствительности необходимо определить допустимое время установления усилительной части. По выбранным схемам входных усилителей и заданному входному сопротивлению определяют расчетным или экспериментальным путем приведенное ко входу сопротивление шумов. Для экспериментального определения шумового сопротивления усилителя необходимо к его выходу подключить квадратичный вольтметр и измерить уровни шумов e^2_{m1} при заданном входном сопротивлении R_1 и e^2_{m2} при короткозамкнутом входе. Сопротивление шумов усилителя в этом случае равно

$$R_{ш\ y} = e^2_{m1} R_1 / (e^2_{m1} - e^2_{m2}). \quad (5.57)$$

Проводя такие измерения для разных экземпляров транзисторов, определяют предельные значения $R_{ш\ y}$. Экспериментальный способ определения шумовых свойств усилителей является более трудоемким, зато дает реальные величины с учетом особенностей схемы. Используя полученные данные, по формуле (5.54) рассчитывают либо минимальный сигнал, соответствующий заданному отношению шум/сигнал, либо это отношение по заданной величине сигнала.

5.4. КОНСТРУКЦИЯ И ПАРАМЕТРЫ УЗКОПОЛОСНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ

Конструкции измерителей отношения в значительной степени определяются целевым назначением их и способом индикации измеряемых величин. Приборы, предназначенные для измерений отношения медленно протекающих процессов, имеют индикаторы в виде стрелочных приборов. В последних разработках стрелочные индикаторы заменяют щитовыми цифровыми вольтметрами. Конструктивно такие приборы выполняются в виде настольных одноблочных приборов.

Измеритель отношения фирмы Hewlett-Packard 416В (рис. 5.8) с незначительными модернизациями выпускается с 1958 г. Прибор построен на базе фазовой делительной схемы. Современный измеритель отношения фирмы Weinschel Engineering [77] модели 1810 (рис. 5.9,а) обладает, по данным фирмы, исключительно высокой стабильностью калибровки. Логарифмический измеритель отношения фирмы Micro-Tel Corp. (рис. 5.9,б) имеет растянутые шкалы, что позволяет повысить точность отсчета.

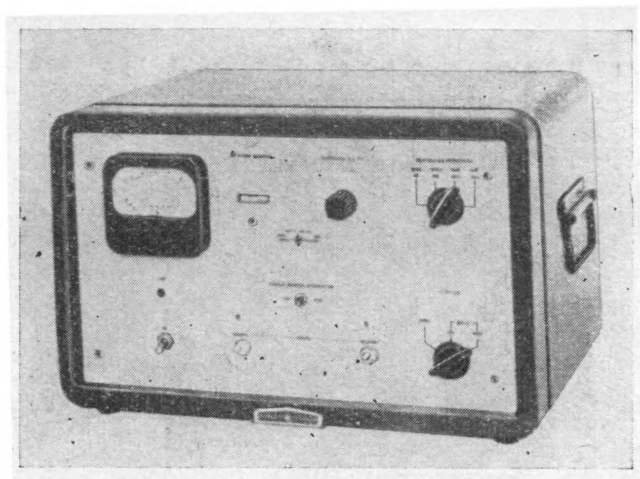


Рис. 5.8. Измеритель отношения hp416B.

Приборы такого типа предназначены в основном для СВЧ измерений коэффициента передачи и КСВ. В связи с этим их шкалы градуируют в величинах коэффициента отражения, ослабления в децибеллах, а также в КСВ, учитывая квадратичность характеристики детекторов.

Прибор 1810 (рис. 5.10) измеряет логарифм отношения и отличается широким диапазоном измеряемых отношений. Для увеличения точности отсчета предусмотрена растяжка шкал. В приборе использована логарифмическая делительная схема. Сигналы U_1 и U_2 усиливаются выходными усилителями $U1$ и $U2$. Предел измерения регулируют входным аттенуатором. Калибровку производят регулировкой усиления в усилителе $U1$. На выходе усилителей установлены фильтры с переключаемой полосой 15

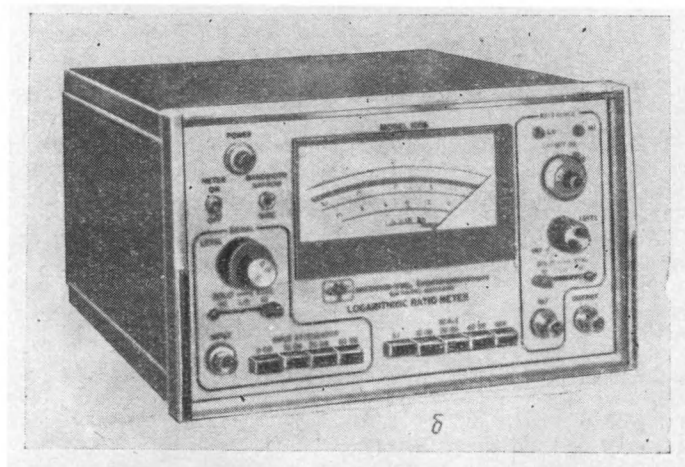
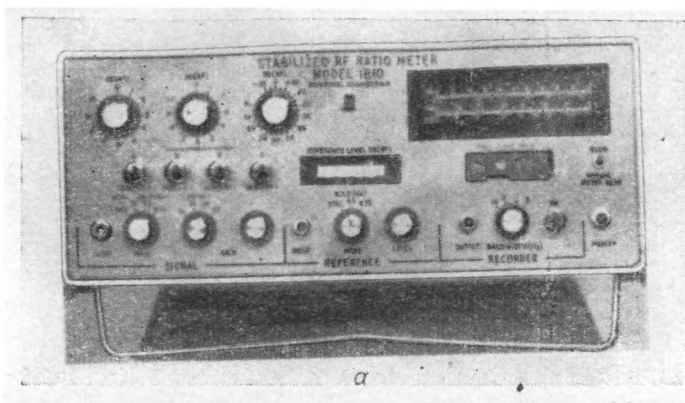


Рис. 5.9. Современные измерители отношения:
а — прибор 1810 Weinschel Engineering; **б** — прибор фирмы
 Micro-Tel. Corp.

и 100 Гц. Полоса ступенчато переключается и в логарифмической делительной схеме. Наиболее узкая полоса ИО составляет 0,3 Гц

Для индикации величины сигнала делителя предусмотрен отдельный индикатор. Прибор снабжен схемой растяжки пределов и позволяет отсчитывать результат измерения на отдельных шкалах 1; 3,5; 10 и 20 дБ. Шкалы индикатора проградуированы с учетом квадратичности характеристик детекторов.

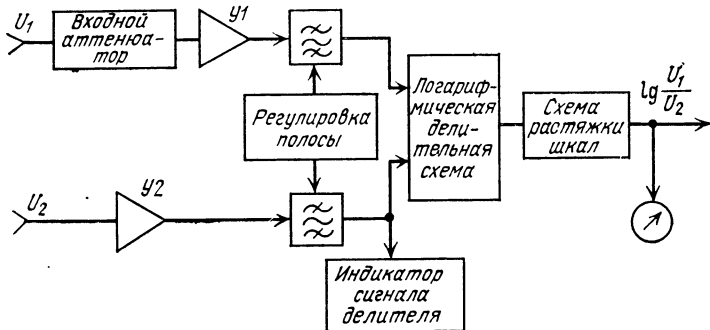


Рис. 5.10. Структурная схема прибора модели 1810.

Измеряемые величины регистрируются внешним двухкоординатным самописцем, для чего в приборах предусмотрен аналоговый выход напряжения, пропорционального измеряемому отношению.

Отечественные измерители отношения малых переменных напряжений ВЗ-21 и ВЗ-22 (рис. 5.11) также предназначены для автоматизации СВЧ измерений. Оба прибора выполнены на электровакуумных лампах. Делительные схемы в них построены на принципе АРУ с частотным разделением каналов. Первый из них имеет рабочую частоту 1000 Гц и предназначен для совместной работы с генераторами сигналов. Индикацию измеряемых отношений осуществляют на стрелочном приборе типа М266 с длинной шкалой, что увеличивает разрешающую способность индикации при неизменном верхнем пределе измерения. На циферблате прибора размещены шесть шкал: линейная шкала отношений, шкала отношений в децибеллах и четыре шкалы в величинах КСВ, проградуированные с учетом квадратичности характеристик детекторов.

Входное напряжение U_1 (рис. 5.12) частотой 1000 Гц усиливается входным малощумящим усилителем U_1 и через переключатель

датель пределов и фильтр $\Phi 1$ подается на делительную схему. Напряжение U_2 подается прямо на преобразователь. Выходной сигнал делительной схемы после фильтра $\Phi 3$ поступает на оконечный усилитель $У 4$ и детектор $Д 2$, на выходе которого включен стрелочный индикатор. Для контроля напряжения U_2 предусмотрен переключатель $П 1$, при помощи которого на стрелочном приборе индицируется сигнал делителя U_2 .

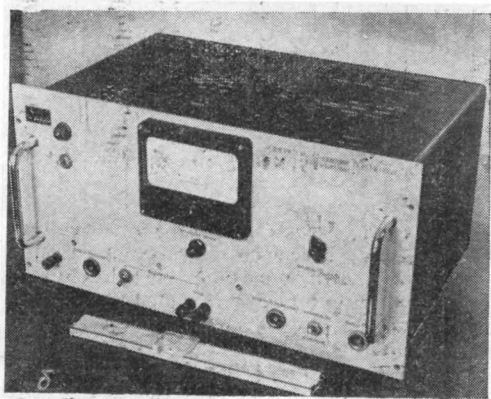
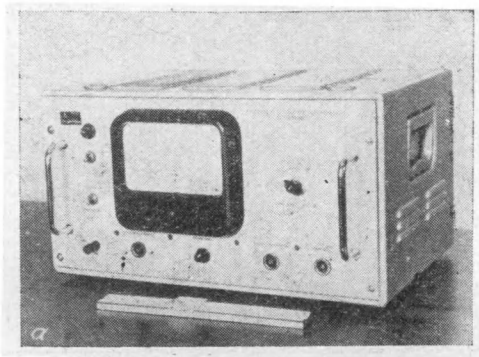


Рис. 5.11. Измерители отношения В3-21 и В3-22.

Входной усилитель выполнен на двойном триоде 6Н23П. Атенюатор, предназначенный для выбора предела измерения, состоит из последовательно соединенных сопротивлений типа БЛП. Суммирующий каскад собран на двойном триоде 6Н2П с общей анодной нагрузкой. Пентодный смеситель на лампе 6Ж2П работает при стабилизированном напряжении тетродина,

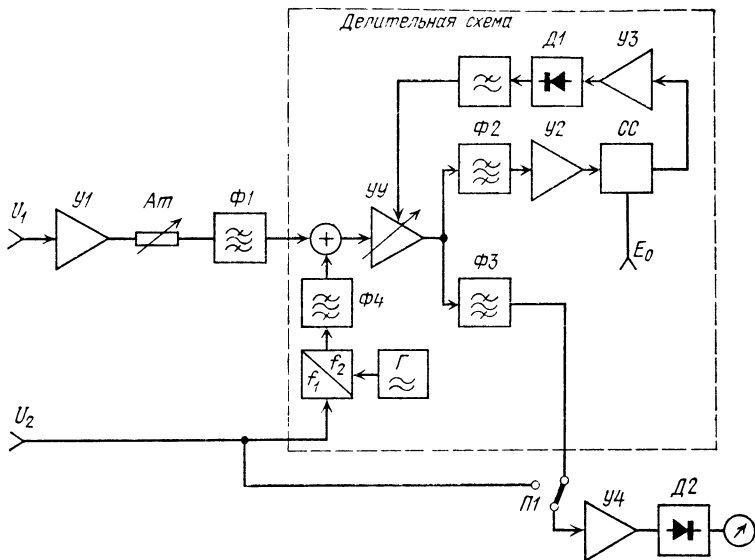


Рис. 5.12. Структурная схема прибора В3-21.

поступающем на третью сетку. Стабильность амплитуды гетеродина с частотой 5800 Гц обеспечивается кремниевыми стабилизаторами, включенными в цепь обратной связи. Схема сравнения представляет собой детектор с удвоением, на который подано задерживающее опорное напряжение. Выходной усилитель АРУ—трехкаскадный на лампах 6Ж1П и 6Н1П. Диодный выходной детектор — параллельный на кремниевом диоде Д106.

Максимальное усиление сквозного канала частотного равно $2 \cdot 10^7$. Частотная характеристика формируется LC-полосовыми фильтрами Ф1 и Ф3. Контуры состоят из катушек индуктивности, выполненных на бронеовых ферритовых сердечниках типа Б22 из

феррита НМ 2000 и контурных конденсаторов типа КМ с отрицательным ТКЕ. Для увеличения температурой стабильности контуров в броневых сердечниках предусмотрен зазор.

Принцип работы и структурная схема прибора ВЗ-22 аналогичны прибору ВЗ-21. Различия в схемных решениях некоторых узлов связаны с тем, что рабочая частота прибора ВЗ-22 равна 100 кГц. Входной усилитель ВЗ-22 выполнен на лампе 6НЗП с входным повышающим трансформатором. Перед преобразователем в канале U_2 предусмотрен П-образный LC-фильтр и усилитель на лампе 6Ж1П для предотвращения прохождения сигнала гетеродина на вход. Другой особенностью делительной схемы прибора ВЗ-22 является выделение третьей гармоники на выходе схемы сравнения. Это позволяет предупредить непосредственное прохождение сигнала промежуточной частоты на оконечный усилитель АРУ. Для обеспечения высокого быстродействия в выходном фильтре АРУ и выходном детекторе использованы LC-цепи.

В качестве индикатора измеряемых отношений в приборе ВЗ-22 используют микроамперметр М24 со шкалами, аналогичными соответствующим шкалам прибора ВЗ-21.

Все усилители обоих приборов охвачены глубокой отрицательной обратной связью, что обеспечивает высокую стабильность калибровки и нечувствительность к изменениям напряжения питающей сети.

Принцип частотного разделения каналов положен в основу прибора ВЗ-29 — высокочувствительного измерителя отношения, предназначенного для измерения СВЧ параметров на малых уровнях мощности. Чувствительность канала делимого этого прибора составляет 0,1 мкВ на предел шкалы. Особенность прибора (рис. 5.13) состоит в двухблочной конструкции, что обусловлено наличием мощного модулятора. Полоса пропускания канала U_1 — узкая, до 15...20 Гц. Стабильность частоты внутренних модуляторов генераторов сигналов не допускает измерений при такой узкой полосе. Частота 1000 Гц неудобна для высокочувствительных измерений из-за помех гармоник питающей сети, в связи с чем рабочая частота прибора выбрана равной 1025 Гц. На этой же частоте работает и внутренний источник модулирующего напряжения, стабилизированный кварцем. Для улучшения экранировки модулятор с источником питания размещен в отдельном блоке. Наличие внутреннего модулятора позволяет упростить проверку прибора. Делитель напряжения на выходе модулятора обеспечивает проверку калибровки и погрешности измерения во всем динамическом диапазоне.

Из сравнения параметров измерителей отношения со стрелочной индикацией измеряемых величин (табл. 5.1) следует, что наиболее широким динамическим диапазоном обладают приборы ВЗ-21 и ВЗ-29, а самым высоким быстродействием — прибор

ВЗ-22. Быстродействия измерителя ВЗ-22 достаточно для совместной работы с ГКЧ в любом диапазоне частот при периоде качания частоты 50...80 мс и более.

Другую разновидность приборов этого типа представляют измерители отношения с индикацией измеряемых величин на экране ЭЛТ. Эти измерители отношения предназначены для панорамных измерений

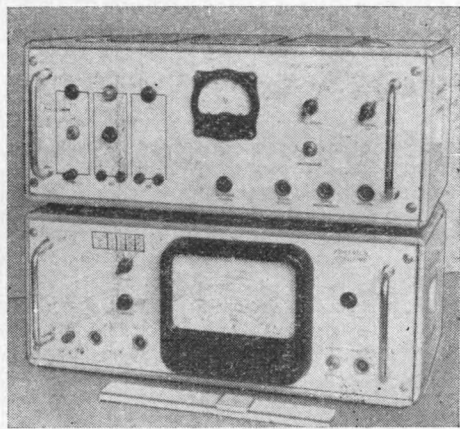


Рис. 5.13. Измеритель отношения ВЗ-29.

СВЧ параметров и представляют собой конструктивно объединенный быстродействующий чувствительный измеритель отношения и упрощенный осциллоскоп с длительным послесвечением.

Одними из первых были разработаны индикаторы Р2-18+ Р2-23 для панорамных измерителей КСВ и ослабления. В них использована делительная схема на $p-n$ переходе с гиперболической зависимостью сопротивления. К этой же группе относится анализатор цепей 7051/8000 фирмы Alfred (США) и индикатор КСВ и ослабления Я2Р-19.

Таблица 5.1

Параметр	416B Hewlett Packard (США)	1810 Weinschel Eng. (США)	В3-21 СССР	В3-22 СССР	В3-29 СССР
Рабочая частота, Гц	1000±40	1000±10	1000±40	100000±1000	1025
Пределы напряжений делителя, мВ	3·10 ⁻³ ...100	1,7·10 ⁻³ ...53	10 ⁻³ ...100	2·10 ⁻³ . . . 50	10 ⁻⁴ ...10
Пределы напряжений делителя, мВ	3 . . . 100	0,2 . . . 20	1 . . . 100	1 . . . 50	0,1 . . . 10
Диапазон измеряемых оттошений, дБ	80	80	80	60	80
Динамический диапазон, дБ	30	24	40	34	40
Погрешность измерения, %	±(3 . . . 5)	±4	±4	±4	±4
Время установления, мс:					
—по каналу U_1	10	100	60	0,2	400
—по каналу U_2	10	100	800	2	400
Потребляемая мощность, ВА	115	40	100	110	165
Масса, кг	15,3	12	22	21	26
Габариты, мм	530×325× ×380	500×220× ×380	500×275× ×345	500×275×345	500×300× ×400

Прибор фирмы Alfred (рис. 5.14) представляет собой конструктивно объединенные осциллоскоп модели 8000 и быстродействующий измеритель отношения — анализатор цепей 7051. Для деления сигнала в нем применена логарифмическая делительная схема. Измеряемые отношения отсчитываются по шкалам, нанесенным непосредственно на экран ЭЛТ. Прибор трехканальный,

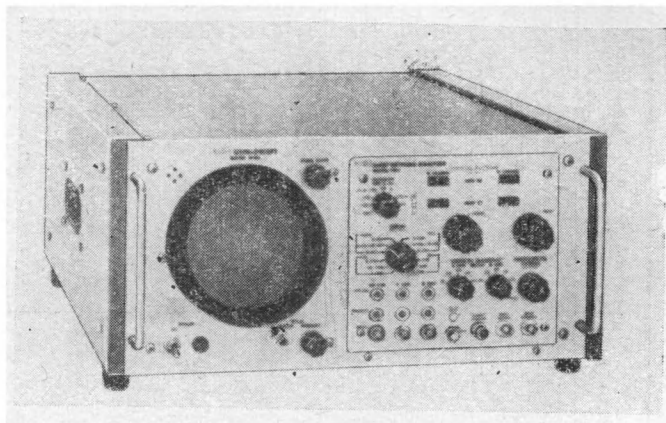


Рис. 5.14. Анализатор цепей 7051/8000.

что позволяет индигировать на экране ЭЛТ сразу две кривые отношения, например коэффициент отражения и ослабление. Отсчетные шкалы проградуированы только в децибеллах с учетом квадратичности характеристик детекторов. Интересно решен вопрос расширения пределов измерения. Поскольку определенный тип детектора СВЧ имеет идентичные амплитудные характеристики детектирования при больших сигналах, вводится искусственная нелинейность во входные усилители, компенсирующие отклонение от квадратичного закона. Таким образом, пределы измеряемых отношений мощностей расширены до 60 дБ.

Прибор Я2Р-19 (рис. 5.15), входящий в состав панорамных измерителей КСВ и ослабления Р2-33 ÷ Р2-44 коаксиальных и волноводных трактов, также является быстродействующим измерителем отношения с индикацией на ЭЛТ. Для деления сигналов в нем

использована цепочечная делительная схема, обеспечивающая широкий динамический диапазон. Прибор Я2Р-19 имеет ряд особенностей, которые позволяют максимально приспособить его для панорамных СВЧ измерений. В нем, кроме панорамной индикации на экране ЭЛТ, предусмотрен отсчет измеряемых величин на выбранной частоте как при помощи электронного

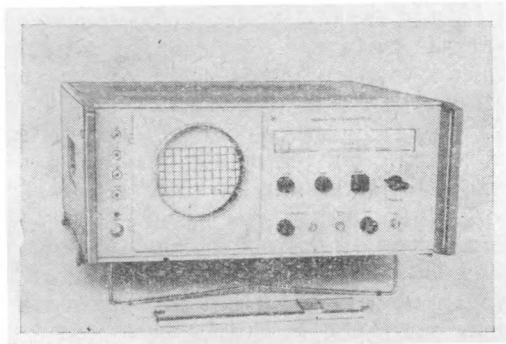


Рис. 5.15. Индикатор КСВ и ослабления Я2Р-19.

визира, так и автоматически. В качестве отсчетного устройства применен автопотенциометр с барабанной шкалой, на которой нанесены величины отношений в децибеллах, КСВ, а величины напряжений в милливольтах. Барабанная шкала, кинематически связанная с переключателем пределов, позволяет вести отсчет только на выбранном пределе, что исключает ошибки, возможные при наличии большого количества шкал.

К другим особенностям относятся возможность коррекции неидентичности СВЧ измерительных трактов, автоматический отсчет измеряемых величин, а также использование метода синхронного детектиро-

вания с автоматическим переключением полосы пропускания.

Структурная схема прибора Я2Р-19 приведена на рис. 5.16. Входные сигналы U_1 и U_2 , поступающие с СВЧ детекторов, усиливаются входными усилителями $У1$ и $У2$ и подаются на делительную схему. Усиленный сигнал U_2 , кроме того, поступает на разъем «Выход АРМ» для стабилизации мощности ГКЧ. В канале U_1 для выбора пределов измерения включен переключаемый делитель. С выхода делительной схемы сигнал, пропорциональный частному, через управляемый усилитель $УУ$ поступает на синхронный детектор $СД$. На управляемый усилитель подан также сигнал корректора, синхронизируемый пилообразным напряжением перестройки частоты из $ГКЧ$, в виде колоколообразных импульсов с регулируемой полярностью, амплитудой и длительностью. Корректор представляет собой четырехканальный формирователь. Корректирующие импульсы формируются при помощи резонансных контуров, частотой которых управляют варикапами.

Входные сигналы U_1 и U_2 , проходя через измерительный СВЧ тракт, изменяются по закону изменения передачи этих трактов в частотном диапазоне. В этом случае выходной сигнал делительной схемы пропорционален измеряемой величине, умноженной на отношение этих частотных характеристик, т. е. $r(\omega) = A_x k_1(\omega) / k_2(\omega)$, где A_x — измеряемая величина, $k_1(\omega)$ и $k_2(\omega)$ — частотные характеристики СВЧ каналов делителя.

Если $k_1(\omega)$ и $k_2(\omega)$ не идентичны на всех частотах, то появляется дополнительная погрешность. Корректор исключает эту погрешность, изменяя коэффициент усиления управляемого усилителя обратно пропорционально АЧХ неидентичности каналов. Коррекцию производят вручную, настраивая корректор до экрана ЭЛТ в режиме калибровки прибора.

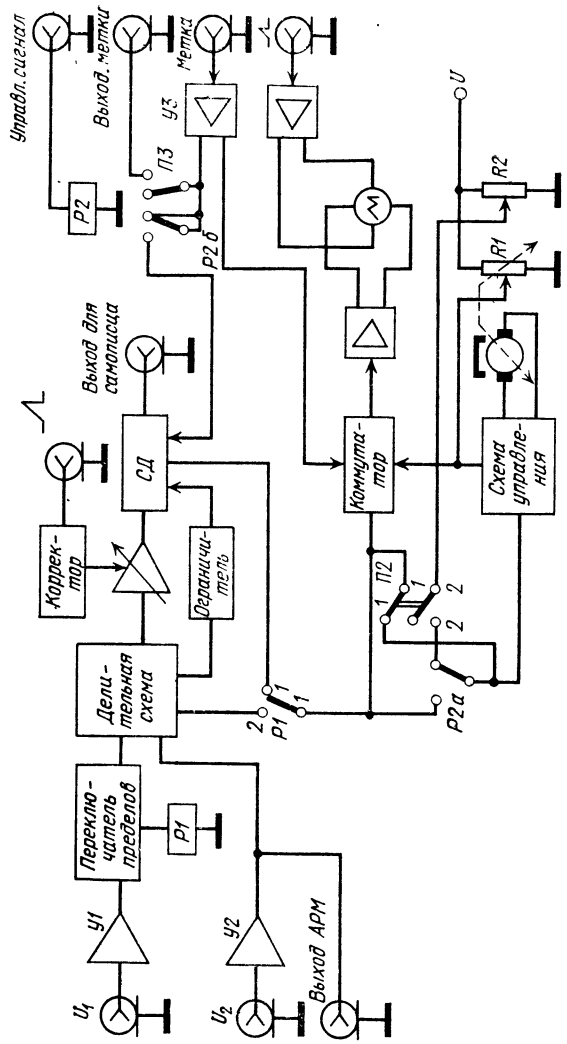


Рис. 5.16. Структурная схема прибора Я2Р-19.

Кривая 1 (рис. 5.17) представляет собой АЧХ неидентичности каналов. Если изменять коэффициент передачи сквозного тракта, как показано пунктирной линией, управляя им импульсами с корректора, синхронизированными частотой ГКЧ, то линия калибровки станет прямой. Вся кривая 1 будет разбита на че-

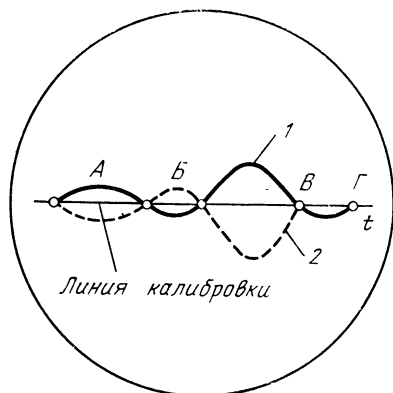


Рис. 5.17. Изображение на экране ЭЛТ при коррекции неидентичности АЧХ.

тыре участка $A \div Г$. Каждый участок корректируется отдельно подбором величины, полярности и ширины управляющих усилением импульсов.

Синхронный детектор СД выполнен по ключевой схеме. Коммутирующие импульсы поступают на него из ограничителя, где они формируются из выходного сигнала делительной схемы. Напряжение постоянного тока с выхода СД поступает через контакты 1—1 реле Р1 на коммутатор и отсчетное устройство. Коммутатор «расщепляет» луч ЭЛТ и тем самым обеспечивает индикацию на однолучевой ЭЛТ двух сигналов: пропорционального измеряемому отношению и опорного

уровня, используемого в качестве электронного визира для отсчета измеряемых величин.

Для выбора режима работы отсчетного устройства используются переключатель $P2$ и реле $P2$, управляемое внешним сигналом из ГКЧ. В положении 1—1 переключателя $P2$ (рис. 5.16) сигнал частного через коммутатор и УПТ вертикального отклонения поступает на ЭЛТ и на схему управления автопотенциометром. В другой канал коммутатора подается постоянное напряжение с потенциометра $R1$, автоматически управляемого электродвигателем. Схема автопотенциометра обеспечивает равенство напряжения частного напряжению, поступающему с движка $R1$. В то же время движок потенциометра $R1$ кинематически связан с отсчетной шкалой. При малой скорости изменения частного обеспечивается следящий режим отсчета.

Если $P2$ установлен в положении 2—2, на вход схемы управления поступает напряжение с потенциометра $R2$. Автопотенциометр в этом случае поддерживает равными напряжения на движках потенциометров $R1$ и $R2$ и на отсчетной шкале устанавливаются показания, соответствующие положению движка $R1$. Постоянное напряжение с потенциометра $R1$ на экране ЭЛТ индицируется в виде прямой линии и служит отсчетным электронным визиром. В тех точках, где линия визира совмещена с кривой $r(\omega)$, напряжение на движке потенциометра $R1$ пропорционально отношению U_1/U_2 . Таким образом, при помощи потенциометра $R2$ можно отсчитать отношение сигналов в любой части экрана ЭЛТ. Недостатком такого способа отсчета является необходимость ручных манипуляций, а также зависимость точности отсчета от толщины линий.

Для исключения ошибок при отсчете и увеличения производительности измерений в приборе предусмотрен автоматический режим отсчета, который осуществляется следующим образом. Так как значения из-

меряемой величины связаны с частотой, измерение амплитуды всегда сопровождается измерением частоты. Частота отмечается меткой, получаемой из резонансного частотомера ГКЧ. Если на этой частоте автоматически остановить перестройку и одновременно включить отсчетное устройство [78], на отсчетной шкале автоматически будет индцироваться измеряемая величина ослабления или КСВ. Сигнал частотомера, поступающий из ГКЧ, подается на коммутатор и индцируется на экране ЭЛТ в виде выброса на электронном визире.

Этот сигнал возвращается на ГКЧ для остановки перестройки частоты. Обусловленное этим сигналом напряжение вызывает срабатывание реле *P2*, одна группа контактов которого коммутирует постоянную времени синхронного детектора, а вторая приводит в рабочее состояние следящую систему автопотенциометра, который на шкале индцирует измеряемую величину на выбранной частоте. При срабатывании реле *P2* схема управления подключается к выходу *СД*, постоянная времени которого увеличивается. При этом сужается его полоса пропускания, что исключает ошибки измерения при наличии шумов.

Таблица 5.2

Параметр	8000/7051 Alfred США	Индикатор приборов P2-18 ÷ P2-23 СССР	Я2Р-19 СССР
Рабочая частота, кГц	постоянный ток	100 ± 2	100 ± 1
Пределы напряжений дели- мого, мВ	2·10 ⁻² . . . 2·10 ³	10 ⁻² . . . 20	10 ⁻³ . . . 10
Пределы напряжения дели- теля, мВ	—	3 . . . 12	0,03 . . . 10
Диапазон измеряемых отно- шений мщностей, дБ	+20 . . . —40	0—35	+2 . . . —40
Динамический диапазон, дБ	—	12	50
Погрешность измерения, дБ	±0,4	±0,3	±0,2
Время установления, мс	—	3 мс	1,5 мс
Индикация и отсчет	ЭЛТ, механи- ческий счетчик	ЭЛТ, стрелоч- ный индикатор	ЭЛТ, автопо- тенциометр
Потребляемая мщность, ВА	60	120	60
Масса, кг	18	35	25
Габариты, мм	500×235×540	480×400×580	500×220×550

Ошибка автопотенциометра не превышает ± 2 мВ, что при выходном сигнале синхродетектора, равном 1 В, обуславливает погрешность всего 0,2%.

В положении переключателя пределов «Контроль U_2 » (на рис. 5.16 не показано) срабатывает реле PI и входной сигнал делительной схемы, пропорциональный $\sqrt{U_2}$, поступает на коммутатор, а затем фиксируется на экране ЭЛТ. Величина U_2 регистрируется по электронному визирю на шкале отсчетного устройства.

Характеристики измерителей отношения с индикацией на ЭЛТ приведены в табл. 5.2.

Аналогично построены измерители комплексных значений отношений. Они применяются в панорамных измерителях комплексных параметров СВЧ цепей.

5.5. ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ ПОСТОЯННЫХ И ПЕРЕМЕННЫХ НАПРЯЖЕНИЙ

Измерители отношения постоянных напряжений построены на базе делительных схем с входными измерительными усилителями и снабжены соответствующим индикатором. В измерительных усилителях предусмотрена возможность выбора пределов измерения.

Широкополосные измерители отношения можно построить, используя либо широкополосные делительные схемы с широкополосными входными усилителями, либо делительные схемы постоянного тока с соответствующими преобразователями амплитуд широкополосных сигналов в постоянный ток. Прямое измерение отношения переменных напряжений в широком диапазоне осуществляется только ИО с делительными схемами, построенными на принципе АРУ, либо с двумя управляемыми элементами, либо с временным разделением сигналов.

Однако трудности осуществления цифровой индикации измеряемых величин, а также такие недостатки широкополосных делительных схем, как сложность настройки и дрейф нуля, делают вариант с входными преобразователями широкополосных сигналов в постоянное напряжение предпочтительным. В таких ИО используют делительные схемы время-импульсного типа или схемы дискретного уравнивания, что позволяет применять цифровую индикацию измеряемых отношений. С другой стороны, при подаче на вход U_2 опорного напряжения появляется возможность измерять абсолютные значения напряжений. В некоторых зарубежных образцах цифровых вольтметров — измерителей отношения предусмотрен режим измерения отношения сопротивлений.

Структурная схема измерителей отношения постоянных и переменных напряжений с использованием время-импульсной делительной схемы (ВИДС) показана на рис. 5.18. ВИДС отображает частоту длительностью импульса, который при помощи ключевой схемы и генератора заполняющих импульсов заполняется импульсами высокой частоты (последние регистрируются счетчиком). Измерители отношения постоянных напряжений (рис. 5.18,а) и широкополосный ИО (рис. 5.18,б) отличаются только входными цепями. Если поставить переключатель $П1$ в положение 2 и подать в канал делителя опорное нормированное напряжение, обе схемы превращаются в интегрирующие вольтметры.

Делительные схемы с дискретным уравниванием влияют на структуру измерителей отношения только в схеме индикации измеряемых величин, а именно: индикатор непосредственно управляется параллельным кодом.

Особенностью измерителей отношения постоянного тока является высокое входное сопротивление, достигающее 10^{10} Ом, и малые погрешности измерения.

Один из лучших приборов этого типа — универсальный измеритель 3540А фирмы Hewlett-Packard (США) при пределе отношений 1,00 обеспечивает относительную погрешность отношения 0,1%. Фирма Julie Research Laboratories Inc рекламирует измеритель отношения DM-1000, предназначенный для проверки цифро-

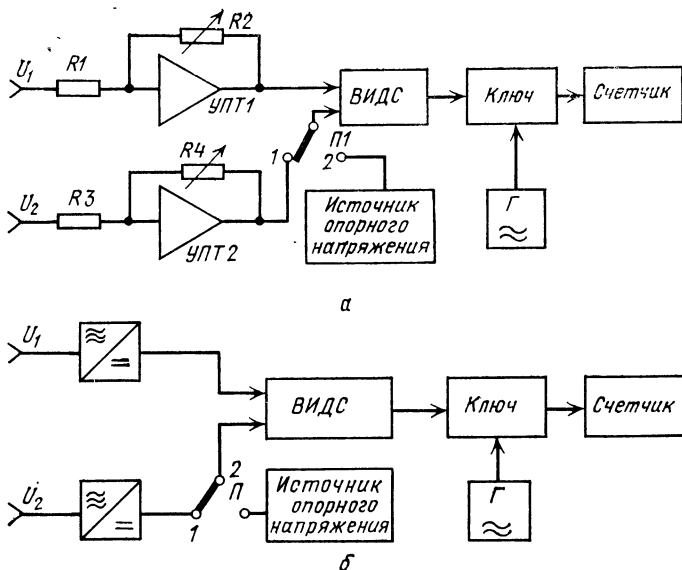


Рис. 5.18. Измеритель отношения постоянных (а) и переменных напряжений (б).

аналоговых преобразователей с точностью 10^{-6} от предела измеряемых отношений. Прибор построен на принципе дискретного уравнивания с использованием прецизионных проволочных делителей.

Широкополосные измерители отношения также имеют высокое входное сопротивление порядка 10^6 Ом и более. Точность из-за погрешностей преобразования составляет 3 ... 4% в диапазоне частот.

Ограничения диапазона измеряемых отношений, свойственные делительным схемам с переменным уровнем сравнения, в приборах с цифровой индикацией исключаются введением автоматического переключения коэффициента передачи каналов.

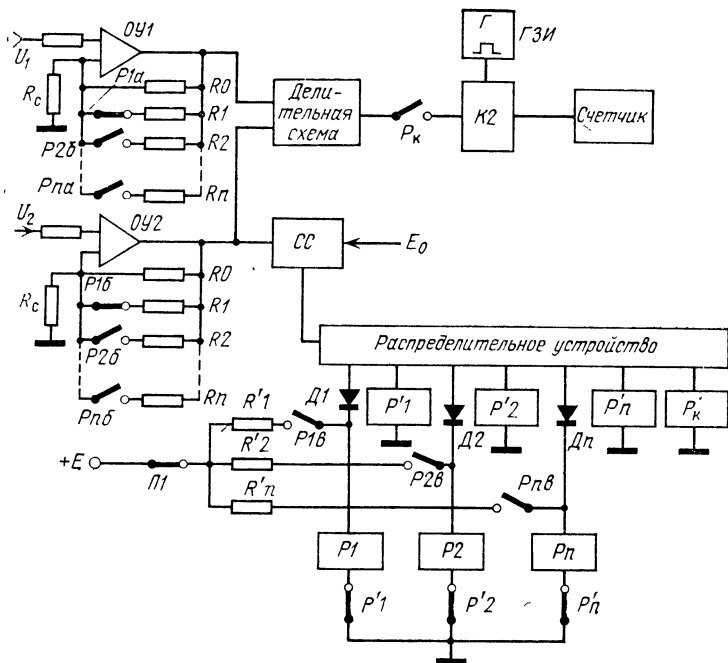


Рис. 5.19. Схема измерителя отношения с автоматическим расширением динамического диапазона.

Работу измерителя отношения с автоматически расширяемым динамическим диапазоном рассмотрим на примере схемы рис. 5.19. В начальный момент усиление операционных усилителей $OU1$ и $OU2$ минимальное, так как отрицательная обратная связь, опре-

деляемая резисторами $R_0 \dots R_n$ и R_c , максимальна. Контакты реле P_k открыты, и на цифровой индикатор сигнал не поступает. Работа схемы начинается с первым тактовым импульсом распределительного устройства, которое имеет встроенный генератор тактовых импульсов и n выходов управления реле. В первую половину такта импульс тока из распределителя через диод D_1 вызывает срабатывание реле P_1 . При этом размыкаются нормально замкнутые контакты P_{1a} и $P_{1б}$ и замыкается контакт $P_{1в}$. Реле P_1 подключается к резистору R_4 и в дальнейшем питание получает из источника E . Если при уменьшении обратной связи выходное напряжение OY_2 и не превышает опорного уровня E_0 схемы сравнения CC , на выходе CC отсутствует напряжение. В этом случае второй канал распределителя остается закрытым и вторую половину цикла, т. е. на входе реле P'_1 нет управляющего сигнала. Контакт реле P'_1 остается нормально закрытым, а реле P_1 — подключенным к источнику E .

Во время второго такта импульс тока получает реле P_2 , что вызывает его срабатывание. Размыкаются контакты P_{2a} и $P_{2б}$, замыкается $P_{2в}$. Положим, что увеличение усиления за счет исключения R_2 из цепи обратной связи вызвало напряжение на выходе OY_2 , превышающее опорный уровень E_0 . На выходе схемы сравнения появляется напряжение, которое открывает второй канал распределителя, за счет чего во вторую половину такта поступает импульс на реле P'_2 . При срабатывании реле P'_2 размыкается цепь питания реле P_2 и восстанавливается прежнее усиление усилителей OY_1 и OY_2 .

То же повторяется и в дальнейших тактах. Последним тактом включается реле P_k , контакты которого замыкают цепь делительная схема — индикатор. ВИДС преобразует частное в длительность импульса, числовой эквивалент которого регистрируется счетчи-

ком. Питание реле снимается размыканием контактов *П1*, после чего схема управления динамическим диапазоном возвращается в исходное положение.

Если напряжение U_2 уменьшается, из цепи обратной связи обоих усилителей исключаются больше резисторов и наоборот. При идентичных каналах и величинах резисторов напряжение в канале делимого стабилизируется в узких пределах и обеспечивается работа делительной схемы без изменения отношения напряжений на ее входах. Сужение пределов изменения напряжения на входе делителя расширяет пределы измеряемых отношений и позволяет снизить чувствительность схемы сравнения.

Дискретность изменения усиления входных каналов можно выбрать различной. Достаточно благоприятные условия работы делительной схемы обеспечиваются, если кратность усиления равна двум. В этом случае для изменения коэффициента усиления в 128 раз необходимо семь переключаемых резисторов. При использовании распределяющего устройства с кодовым выходом число переключаемых резисторов можно уменьшить.

Существующая номенклатура интегральных счетчиков и ключей позволяет реализовать расширители динамического диапазона на любые пределы и без применения реле. Требуемые величины сопротивлений определяются из коэффициентов усиления. Коэффициент усиления OU равен

$$k \approx 1 + q_c \left/ \sum_{i=0}^n q_i \right. \quad (5.58)$$

где q_c — проводимость резистора R_c , q_i — проводимость i -го резистора. При заданном максимальном усилении k_0 величина проводимости q_0 определяется так:

$$\frac{1}{R_0} = q_0 = \frac{q_c}{k_0 - 1}. \quad (5.59)$$

Если изменение коэффициента усиления обозначить m , то

$$\frac{k_0}{m} = 1 + \frac{q_c}{q_0 + q_n}$$

и

$$\frac{1}{R_n} = q_n = \frac{(q_c - k_0 q_0 / m) m}{k_0}. \quad (5.60)$$

Аналогично определяется проводимость $(n - 1)$ -го резистора и т. д.

$$\begin{aligned} \frac{1}{R_{n-1}} = q_{n-1} &= \frac{\left(1 - \frac{k_0}{m^2}\right) (q_0 + q_n) + q_c}{k_0/m^2 - 1}, \\ \frac{1}{R_{n-2}} = q_{n-2} &= \frac{\left(1 - \frac{k_0}{m^3}\right) (q_0 + q_n + q_{n-1}) + q_c}{k_0/m^3 - 1}, \\ &\dots \dots \dots \\ \frac{1}{R_1} = q_1 &= \frac{\left(1 - \frac{k_0}{m^{(n+1)}}\right) \left(\sum_{i=2}^n q_i\right) + q_c}{k_0/m^{(n+1)} - 1}. \end{aligned} \quad (5.61)$$

Для измерения отношения больших напряжений, величина которых превышает наибольшие допустимые напряжения на входах усилителей, следует совместно изменять усиление каналов, одновременно переключая входные делители.

В расширителе динамического диапазона требования к схеме сравнения невысокие. В них с успехом можно применять регенеративные диодные схемы.

Пределы измерения в измерителях отношения постоянного тока выбираются при помощи высокоомных входных делителей, переключаемых одновременно с частотами генератора заполняющих импульсов (ГЗИ). Можно изменять частоту, переключая выходы

схемы деления частоты, установленной непосредственно на выходе генератора заполняющих импульсов.

В широкополосных измерителях отношения синусоидальных сигналов используют входные преобразователи синусоидальных напряжений в напряжения постоянного тока. Простейшие преобразователи — диодные детекторы — неприменимы для этой цели из-за ограниченных пределов линейного детектирования. Если в стрелочных вольтметрах начальную нелинейность можно учесть градуировкой, в измерителях отношения она приводит к большим погрешностям. Пусть, например, амплитудная характеристика детектирования аппроксимируется зависимостью $U_{\text{вых}} = aU_{m \text{ вх}} + bU_{m \text{ вх}}^2$, тогда отношение выходных напряжений двух таких преобразователей равно

$$r_{\text{н}} = \frac{a_1 U_{m1} + b_1 U_{m1}^2}{a_2 U_{m2} + b_2 U_{m2}^2}, \quad (5.62)$$

где U_{m1} и U_{m2} — амплитудные значения входных напряжений, и погрешность отношения

$$\delta r_{\text{н}} = \frac{r_{\text{н}} - r_0}{r_0} = \frac{a_1}{a_0} \left(\frac{1 + b_1 U_{m1}/a_1}{1 + b_2 U_{m2}/a_2} \right) - 1, \quad (5.63)$$

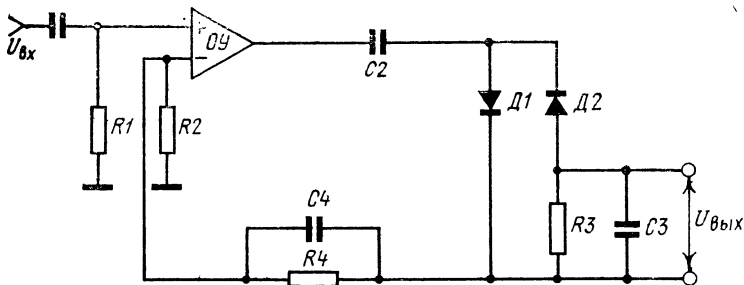
где r_0 — установленное на входе отношение сигналов.

Даже при идентичных характеристиках, т. е. при $a_1 = a_2 = a$ и $b_1 = b_2 = b$, погрешность отношения не исключается:

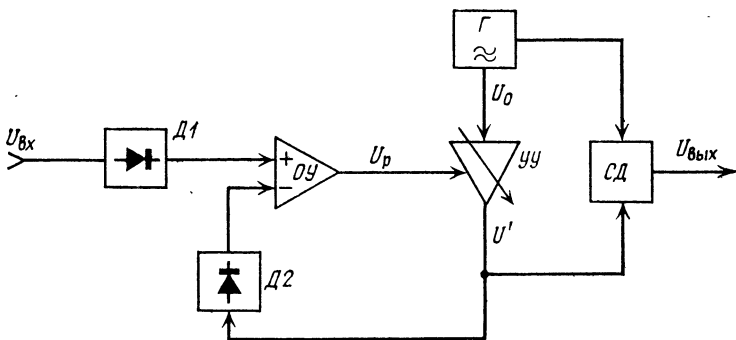
$$\delta r_{\text{н}} = \frac{b(U_{m1} - U_{m2})/a}{1 + bU_{m2}/a} \quad (5.64)$$

и может стать равной нулю только при равенстве напряжений. Погрешность уменьшается при увеличении напряжения делителя. Для линейного преобразования синусоидальных сигналов наиболее часто используют две схемы: с нелинейной обратной связью и с компенсацией нелинейности детектором, характеристика которого идентична характеристике первого детектора.

Первая схема (рис. 5.20,а) реализуется с помощью операционного усилителя. Усиленный усилителем OY входной сигнал подается на встречно-соединенные диоды $D1$ и $D2$, с выхода которых в виде сигнала обратной связи поступает на инвертирующий вход усилителя. Для больших сигналов сопротивление диодов небольшое и отрицательная обратная связь макси-



а



б

Рис. 5.20. Структурные схемы преобразователей переменных напряжений с нелинейной обратной связью (а) и с компенсацией нелинейности (б).

малына. С уменьшением входного сигнала отрицательная обратная связь уменьшается. Таким образом, при большом коэффициенте усиления OY напряжение постоянного тока, снимаемое с резистора $R3$ с небольшим сопротивлением, линейно зависит от величины входного сигнала. Цепочка $R4C4$ служит для частотной и фазовой коррекции.

Диапазон линейного преобразования зависит от величины усиления OY и может достигать 50 ... 60 дБ при погрешности 0,5 ... 1%. Основными факторами, ограничивающими частотный диапазон, является неравномерность АЧХ OY и влияние емкостей диодов $D1$ и $D2$. С увеличением частоты шунтирующее действие емкостей диодов приводит к спаду частотной характеристики.

Схемы преобразователей с нелинейной обратной связью, благодаря высокой точности получили распространение в качестве входных цепей цифровых вольтметров на низких частотах. Недостатками таких схем являются: необходимость подбора идентичных диодов, ограниченный частотный диапазон 20 Гц ... 100 кГц, температурная зависимость коэффициента преобразования, особенно при малых сигналах, объясняемая влиянием неуправляемого обратного тока диодов.

Более низкую точность, но более широкий частотный диапазон обеспечивает преобразователь с компенсацией нелинейности (рис. 5.20,б). Входное напряжение $U_{вх}$ детектируется диодным детектором $D1$ и подается на один из входов операционного усилителя OY , выходное напряжение которого управляет коэффициентом передачи управляемого усилителя $УУ$. Управляемый усилитель усиливает сигнал U_0 генератора Γ , имеющего постоянную частоту.

Выходной сигнал управляемого усилителя U' , равный $U' = U_0 \{k_0 - S(U_p)\} U_p$, детектируется детектором $D2$, идентичным $D1$, и поступает в инвертирующий

вход OY . Так замыкается цепь обратной связи, для которой справедливо

$$\begin{aligned} & (U'k_{д2} - U_{вх}k_{д1})k_{0у} = \\ & = (U_0k_0 - U')/S(U_p)U_0, \end{aligned} \quad (5.65)$$

где $k_{д1}$ и $k_{д2}$ — коэффициенты передачи детекторов, $k_{0у}$ — коэффициент усиления операционного усилителя, k_0 и $S(U_p)$ — параметры управляемого усилителя, откуда

$$U' = \frac{U_{вх}k_{д1}S(U_p)U_0k_{0у} + U_0k_0}{1 + k_{д2}S(U_p)U_0k_{0у}}. \quad (5.66)$$

При большом коэффициенте усиления OY и идентичных амплитудных характеристиках детекторов напряжение U' равно входному напряжению и имеет постоянную частоту. Синхронный детектор линейно преобразует его в напряжение постоянного тока.

Погрешности преобразования возникают: из-за конечной величины коэффициента усиления, неидентичности характеристик детектирования, неравномерности амплитудно-частотной характеристики входного детектора и дрейфа нуля OY . Погрешность из-за конечного усиления в цепи обратной связи выражается: $\delta k \approx k_0/k_{д2}k_{0у}S(U_p)U_{вх}$, откуда, при заданной величине погрешности, минимальное входное напряжение равно

$$U_{вх \text{ мин}} \geq k_0/k_{д2}S(U_p)k_{0у}\delta k. \quad (5.67)$$

Погрешность из-за неидентичности характеристик детектирования выражается $\delta_n = k_{д1}/k_{д2} - 1$.

Если коэффициент передачи первого детектора на частоте генератора Γ обозначить $k_{д10}$, то в диапазоне частот его коэффициент передачи будет равен $k_{д10} + \Delta k(\omega)$, что вызовет погрешность преобразования $\delta\omega = \Delta k(\omega)/k_{д10}$.

Частотный диапазон такого преобразователя ограничивается частотами, в пределах которых коэффи-

циент детектирования $D1$ постоянен. Преобразователи этого типа могут иметь частотный диапазон, распространяющийся вплоть до нескольких гигагерц.

Погрешность из-за дрейфа нуля операционного усилителя вызывает постоянную разность ΔU между $U_{вх}$ и U' . Относительная погрешность преобразования равна $\delta_d = \Delta U / U_{вх}$. Погрешность измерения отношения за счет входных преобразователей выражается:

$$\delta r_{\Pi} \approx (\delta k_1 - \delta k_2) + (\delta_{н1} - \delta_{н2}) + (\delta \omega_1 - \delta \omega_2) + (\delta_{д1} - \delta_{д2}). \quad (5.68)$$

Индекс 1 обозначает канал делимого, 2 — делителя. Некоторые составляющие могут взаимно компенсироваться, например $\delta_{н1}$ и $\delta_{н2}$, а при измерении на одной частоте и $\delta \omega_1$ с $\delta \omega_2$. Для расширения динамического диапазона в широкополосных измерителях отношения применяется описанный способ дискретного изменения коэффициентов передачи, хотя на высоких частотах его осуществление затруднительно.

Суммарные погрешности измерителей отношения состоят из целого ряда частных составляющих: неточности делительной схемы и индикации (каждая из которых в свою очередь складывается из других составляющих, оговоренных выше); погрешности переключателя пределов; нелинейности и дрейфа нуля входных усилителей; неидентичности каналов (при расширении динамического диапазона). В широкополосных измерителях отношения добавляются погрешности входных преобразователей, а также погрешности из-за искажения синусоидальных сигналов, если таковые присутствуют только в одном канале. При оценке работы приборов в температурном интервале необходимо дополнительно учесть вариацию параметров составных элементов. Быстродействие приборов этого типа лежит в пределах 0,1 ... 3,0 с на одно из-

мерение и определяется как индикацией, так и временем входного преобразования сигналов.

Пример конструктивного выполнения измерителей отношения показан на рис. 5.21. Параметры некото-

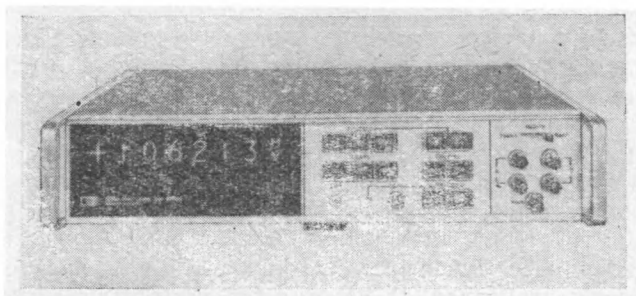


Рис. 5.21. Прибор hp 3540A.

рых типов зарубежных измерителей отношения с цифровой индикацией приведены в табл. 5.3.

Прибор hp 3540A построен на базе интегрирующего вольтметра, прибор фирмы NLC M25—на принципе

Таблица 5.3

Параметр	3540A Hewlett-Packard (США)	Ratio Computer MSJ Electronics (США)	M25 NLC (США)
Пределы измеряемых отношений	0,001 . . . 1000	0,1 . . . 9,999	0,001 . . . 999,99
Входные напряжения, В	0,1 . . . 110,0	0,1 . . . 10,0	0,01 . . . 1000
Погрешность измерения отношения на постоянном токе, %	±0,015	±0,5	±0,01
Частотный диапазон	45 Гц. . . 1 МГц, постоянный ток	Постоянный ток	Зависит от преобразователя
Цифровая индикация, знаки	5	4	5
Время измерения, с	0,84	0,05	0,4
Масса, кг	16,3	7,0	21,0
Габариты, мм	425×88×542	288×180×210	—
Стоимость, долл.	—	995,0	5385,0

дискретного уравнивания. Оба они представляют собой точные цифровые вольтметры — измерители отношения с расширенными функциями, по стоимости сравнимые с цифровыми вольтметрами того же класса. Наиболее дешевый прибор этого типа — вычислитель отношения фирмы MSI Electronics.

К широкополосным измерителям отношения относятся и измерители отношения двух импульсных напряжений. Однако измерение отношения импульсных сигналов имеет некоторую специфику. Если при измерениях частного синусоидальных сигналов для основных измерительных задач достаточно иметь сравнительно невысокое быстродействие, то время, требуемое для измерения отношения импульсных сигналов, в большинстве случаев сопоставимо с длительностями входных импульсов. В связи с большим разнообразием длительностей и форм импульсных сигналов не представляется возможным построить быстродействующий универсальный преобразователь. Поэтому создаваемые измерители отношения импульсных напряжений, как правило, имеют целевое назначение и производят измерения для определенного вида сигналов.

Для построения импульсных измерителей отношения, непосредственно выполняющих операцию деления, в первую очередь можно использовать делительные схемы с экспоненциальным временным преобразованием со входными согласующими видеосуилителями. Если необходимо измерить отношение однократных процессов и импульсных сигналов, не совпадающих во времени, то можно использовать технику запоминания и расширения импульсов при сохранении их амплитуды [79]. Наиболее универсальным является способ измерения отношения импульсных сигналов с использованием широкополосных логарифмических усилителей, который, несмотря на невысокую точность, применим для широкого диапазона длительно-

стей и частот повторения импульсов. Способы индикации зависят от вида выходного сигнала делительной схемы. При использовании логарифмических делительных схем индикатором может служить импульсный вольтметр с соответствующей градуировкой.

Схемы измерения отношения импульсных сигналов чаще всего не оформляются в виде конструктивно законченных приборов, а входят в состав более сложных измерительных систем.

5.6. ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ, БЛИЗКИХ ПО ВЕЛИЧИНЕ

В практике радиоизмерений нередко встречается задача измерения отношения двух напряжений, близких по величине, другими словами, отношения, мало отличающегося от единицы.

Описанные схемы измерения отношения, за исключением высокочастотных приборов с дискретным уравниванием, не пригодны для этих целей из-за недостаточной разрешающей способности, т. е. вариация показаний, вызванная погрешностями, соизмерима с отклонением измеряемого отношения от единицы. Если, например, измеритель отношения имеет относительную погрешность $\pm 3\%$ от измеряемой величины, а измеряемое отношение равно 0,99, возможные пределы показаний 0,96 ... 1,02. Когда необходимо измерять отношение быстро изменяющихся напряжений, как это имеет место в панорамных измерениях, непригодными становятся и приборы с дискретным уравниванием.

Известно несколько попыток реализовать схемы, обеспечивающие измерения отношений, близких к единице. Шавб [80] предложил заменить операцию деления вычитанием, однако эти действия адекватны только для постоянных величин входных сигналов. Описанный Н. Н. Соловьевым [81] метод точного из-

мерения отклонения коэффициента передачи от номинальных значений основан на измерении разности амплитуд с АРУ и переходе на одноканальную детектирующую систему. Структурная схема такого измерителя отношения представлена на рис. 5.22. В ней использована АРУ, работающая по среднему значению сигнала.

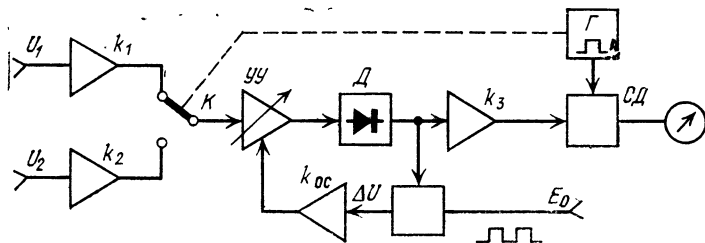


Рис. 5.22. Измеритель отношения близких по величине напряжений.

Входные сигналы U_1 и U_2 с несущей частотой ω через входные усилители с коэффициентами усиления k_1 и k_2 подаются на релейный коммутатор K , который управляется от генератора низкой частоты Γ . Чередующиеся сигналы, пропорциональные U_1 и U_2 , поступают на управляемый усилитель $УУ$, на выходе которого включен амплитудный детектор. Усредненный сигнал детектора подается на схему сравнения, и сигнал ошибки ΔU после усиления управляет коэффициентом передачи управляемого усилителя, поддерживая на его выходе сигнал

$$0,5(U_1 + U_2) \approx E_0. \quad (5.69)$$

Огибающая напряжения с частотой коммутации, равная разности напряжений, усиливается полосовым усилителем с коэффициентом усиления k_3 и детектируется синхронным детектором, в качестве которого

можно использовать электромеханическое реле. Этот сигнал является мерой отношения входных напряжений. Благодаря синхронному детектированию можно определить знак отклонения отношения. При отношениях, превышающих единицу, выходное напряжение СД положительное, при отношениях меньше единицы — отрицательное.

Для схемы действительна зависимость выходного напряжения

$$U_{\text{вых}} = E_0(1-r)/(1+r), \quad (5.70)$$

где E_0 — постоянное напряжение схемы сравнения, r — измеряемое отношение:

$$r = (KE_0 - U_{\text{вых}})/(U_{\text{вых}} + 2E_0), \quad (5.71)$$

где K — константа индикатора.

Погрешность измерения отношения определяется из полного дифференциала (5.71)

$$dr = \frac{\partial r}{\partial E_0} dE_0 + \frac{\partial r}{\partial A} dA$$

и

$$\Delta r = \frac{\partial r}{\partial E_0} \Delta E_0 + \frac{\partial r}{\partial A} \Delta A,$$

где $A = KU_{\text{вых}}$ — показания прибора.

После дифференцирования, переходя к относительной погрешности, имеем

$$\frac{\Delta r}{r} = \frac{1-r^2}{Ar} (\delta E_0 - \delta A). \quad (5.72)$$

Из выражения (5.72) следует, что чем ближе измеряемое отношение к единице, тем меньше относительная погрешность и выше разрешающая способность. Недостатком схемы является нелинейная зависимость показаний от отношения, затрудняющая использование цифровой индикации, а также возможность изме-

рения отношения только огибающих сигналов несущей частоты.

Рассмотрение такого рода устройств позволило обобщить и сформулировать требования к структур-

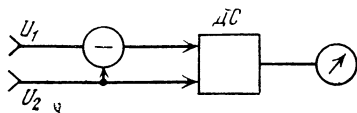


Рис. 5.23. Структурная схема измерителя отношения, близкого к единице.

ной схеме измерителей отношения, близкого к единице, обладающих высокой разрешающей способностью независимо от вида входных сигналов. Эти требования сводятся к следующему: на входе устройства необходимо

получить разность входных напряжений, разделить полученную разность на одно из входных напряжений, а затем измерить выходное напряжение. Указанное записывается как

$$B = C(U_1 - U_2)/U_2 = C(1 - r), \quad (5.73)$$

где C — константа деления, B — выходная величина (напряжение, числовой эквивалент, время), откуда $r = (C - B)/C$. Если $C = E_0$, то

$$r = 1 - B/E_0. \quad (5.74)$$

Структурная схема, реализующая указанные требования, изображена на рис. 5.23.

Сравнение выражений (5.70) и (5.73) показывает, что в последнем варианте имеется простая линейная зависимость выходной величины от измеряемого отношения. Погрешность измерения отношения в этом случае равна

$$dr = \frac{\partial r}{\partial C} dC + \frac{\partial r}{\partial B} dB, \quad \Delta r = \frac{B}{C^2} \Delta C - \frac{\Delta B}{C},$$

и

$$\delta r = \frac{\Delta r}{r} = \frac{B}{C - B} \delta C - \frac{B}{C - B} \delta B.$$

Переходя к отношениям, подставив значение B (5.73), имеем

$$\delta r = \frac{1-r}{r} (\delta C - \delta B). \quad (5.75)$$

Если сопоставить выражение (5.75) с аналогичным ему выражением (5.72), можно заметить, что для структурной схемы рис. 5.23 погрешность меньше в $(1+r)$ раз.

Величины δC и δB имеют следующий физический смысл. В любой делительной схеме при изменении входных напряжений, при неизменном их отношении, а также в результате климатических воздействий, изменений напряжения питания в некоторых пределах изменяется выходная величина, что фактически соответствует изменению постоянной деления C и вносит погрешность, обозначенную как δC , в результате измерения.

После делительной схемы стоит индикаторная часть, которую можно выполнять в виде вольтметра для схем с аналоговым выходом, либо как цифровой преобразователь кода или времени. И в том и в другом случае преобразование выходной величины делительной схемы в показания индикатора сопровождаются некоторыми погрешностями, вызываемыми либо дрейфом нуля и нелинейностью усилителя, либо дискретностью индикатора. Погрешности индикации обозначены δB .

Из выражения (5.75) следует, что для $\delta C = \pm 2\%$ и $\delta B = 1\%$ измерения отношения $r = 0,99$ будут обеспечиваться с предельной погрешностью δr не более $\pm 0,03\%$. Указанное обстоятельство делает измерители отношения прецизионным инструментом для относительных измерений, тем более, что структурную схему рис. 5.23 можно реализовать практически для любых сигналов. На ее базе можно построить измерители отношения близких по величине напряжений по

стоянного тока, переменных и импульсных напряжений.

В измерителе отношения напряжений постоянного тока (рис. 5.24,а) разность $U_2 - U_1$ можно получить на выходе стабильного дифференциального усилителя. Далее эта разность делится на U_2 делительной схемой постоянного тока, в качестве которой можно выбрать

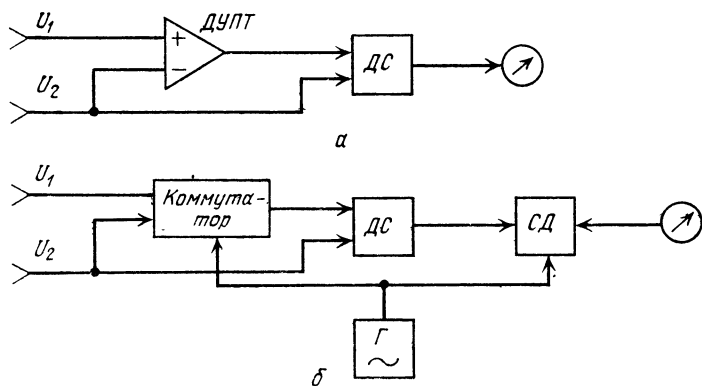


Рис. 24. Структурные схемы измерителей отношения постоянного (а) и переменного (б) тока.

время-импульсную или любую другую схему, обеспечивающую деление напряжений постоянного тока. В конечном итоге любой измеритель отношения постоянного тока можно приспособить для измерения отношения близких по величине напряжений, если предположить, что делительная схема рис. 5.24,а является не чем иным, как измерителем отношения. В случае использования в качестве делительной схемы простейшего устройства на элементе с гиперболической характеристикой, который работает при постоянных напряжениях в канале делителя и при переменных

напряжениях в канале делимого, отношение постоянных напряжений можно измерять по схеме рис. 5.24,б. Входные напряжения коммутируются в один канал, на выходе которого получаем сигнал с огибающей, пропорциональной разности входных величин. Этот сигнал через разделительный конденсатор поступает в канал делимого, а напряжение U_2 — в канал делителя. Частное с частотой коммутации детектируется синхронным детектором и индицируется индикатором.

Для измерения напряжений переменного тока используют специальные делительные схемы, описанные в § 4.6, 4.7. Как пример, можно рассмотреть один из вариантов замкнутых схем с АРУ. Структура измерителя отношения остается такой же, как показано на рис. 5.24,б. Коммутатор попеременно подает оба переменных напряжения в канал делимого, а выходной сигнал в виде огибающей с частотой коммутации дополнительно детектируется синхронным детектором.

Изложенный метод построения измерителей отношения близких по величине напряжений был реализован при построении прибора для измерения малых ослаблений СВЧ элементов. Необходимо было измерять отношение напряжений, снимаемых с детекторных головок, индицирующих мощности до и после измеряемого объекта в режиме периодической перестройки частоты зондирующего СВЧ сигнала. При этом напряжения, подаваемые на входы измерителя отношения, изменялись в пределах 0,05...2 мВ. СВЧ сигнал был промодулирован частотой 10 кГц.

Структурная схема измерителя отношения, построенного для этой цели, приведена на рис. 5.25. Напряжение U_1 , усиленное полосовым усилителем с коэффициентом усиления k_1 , через потенциометр $R1R2$ подается на один вход интегрального коммутатора, а напряжение U_2 после усиления усилителем k_2 — на второй. Коммутатор управляется из генератора коммутирующего напряжения Γ , который представляет собой обычный мультивибратор, генерирующий напряжение прямоугольной формы частотой 340 Гц. Выходное напряжение коммутатора поступает на вход управляемого усилителя $УУ$, выполненного на лампе 6К4П. Нагрузкой $УУ$ служит LC -контур, настроенный на частоту сигналов 10 кГц. Выходной сигнал $УУ$ усиливается усилителем k_3 и поступает на схему сравнения $СС$ и на детектор $Д1$, который выделяет огибающую сигнала.

Схема сравнения, выполненная на транзисторном каскаде, который заперт напряжением E_0 , благодаря высокой чувствительности реагирует только на больший сигнал, т. е. на напряжение U_2 . Ее выходной сигнал в виде последовательности радиопульсов с частотой 340 Гц и наполнением 10 кГц усиливается усилителем АРУ k_4 , детектируется пиковым детектором ПД и подается в качестве смещения на управляемый каскад. Таким образом,

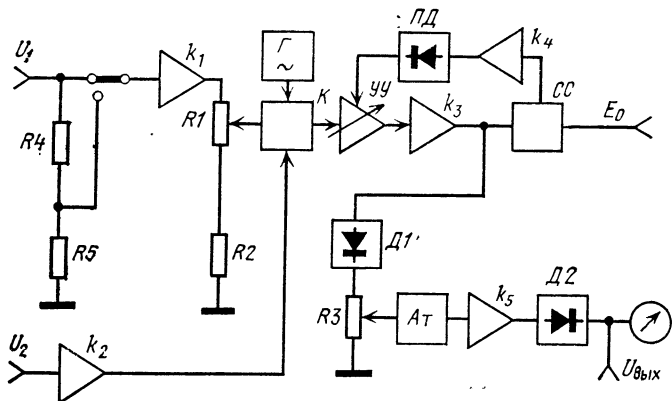


Рис. 5.25. Измеритель отношения малых переменных напряжений.

напряжение, пропорциональное U_2 , в цепи АРУ стабилизируется и поддерживается равным E_0 . После выделения огибающей детектором Д1 сигнал с частотой 340 Гц через потенциометр $R3$ поступает на переключатель пределов A_T , усилитель индикаторной части k_5 и окончательный детектор Д2. На выходе детектора включен микроамперметр, проградуированный в отношениях. Для подключения внешнего самопишущего прибора предусмотрен выход напряжения, пропорционального отклонению отношения от единицы.

Поскольку схемой АРУ поддерживается постоянная амплитуда сигнала в течение полупериода коммутации, по времени соответствующего подаче U_2 , коэффициент передачи управляемого усилителя приблизительно равен $k_p = E_0 / k_2 k_{к2} U_2$, где k_2 — коэффициент усиления входного усилителя в канале делителя, $k_{к2}$ — коэффициент передачи второго канала коммутатора. В полупериод,

соответствующий U_1 , напряжение на входе детектора $Д1$ равно

$$U'_1 = \frac{k_1 k_{к1}}{k_2 k_{к2}} E_0 \frac{U_1}{U_2}, \quad (5.76)$$

где k_1 — коэффициент усиления входного усилителя делимого, $k_{к1}$ — коэффициент передачи первого канала коммутатора.

Разность этих напряжений или амплитуда огибающей на выходе детектора $Д1$ равна

$$\begin{aligned} U'_2 - U'_1 &= \left(E_0 - \frac{k_1 k_{к1}}{k_2 k_{к2}} E_0 \frac{U_1}{U_2} \right) k_{д1} = \\ &= k_{д1} E_0 \left(1 - \frac{k_1 k_{к1}}{k_2 k_{к2}} \frac{U_1}{U_2} \right), \end{aligned}$$

выходное напряжение устройства

$$U_{\text{вых}} = k_{д1} k_{R3} k_{ат} k_5 k_{д2} E_0 \left(1 - \frac{k_1 k_{к1}}{k_2 k_{к2}} \frac{U_1}{U_2} \right). \quad (5.77)$$

Измеряемое отношение равно

$$r = \frac{U_1}{U_2} = \frac{k_{д1} k_{д2} k_{R3} k_{ат} k_5 E_0 - U_{\text{вых}}}{k_{д1} k_{д2} k_{R3} k_{ат} k_5 E_0} \frac{k_2 k_{к2}}{k_1 k_{к1}}. \quad (5.78)$$

Из сравнения выражений (5.74) и (5.78) видно, что они совпадают, если для последней схемы принять $C = k_{д1} k_{д2} k_{R3} k_{ат} k_5 E_0$ и

$$\frac{k_2 k_{к2}}{k_1 k_{к1}} = 1. \quad (5.79)$$

Последнее условие обеспечивается калибровкой при помощи соответствующей установки потенциометра $R1R2$ в условиях равенства $U_1 = U_2$. Отсюда следуют очень жесткие требования к стабильности коэффициентов усиления k_1 и k_2 , поскольку они входят прямо в погрешности отношения. В схеме все использованные усилители охвачены глубокой отрицательной обратной связью, что обеспечивает долговременную стабильность порядка 0,1%.

Предел измерения выбирается переключением делителя At , в котором предусмотрены три положения: 0,97; 0,9 и 0,6, означающие величину отношения при отклонении индикатора на полную шкалу.

Работа с прибором имеет некоторые особенности, которые сводятся к необходимости калибровки шкал, особенно наиболее

чувствительных. Сначала производят калибровку при $U_1/U_2=1$. Для этого на наиболее чувствительной шкале при помощи потенциометра $R1$ устанавливают выходное напряжение, равное нулю. Для калибровки номинала шкалы используют входной прецизионный делитель $R4R5$ с коэффициентом деления, равным номиналу одной из шкал. Регулируя чувствительность индикаторной части потенциометром $R3$, на стрелочном индикаторе устанавливают показания, соответствующие номиналу шкалы. Все эти операции производят в том случае, когда на оба входа измерителя отношения подан один из входных сигналов.

Погрешность измерения отношения не превышала $\pm 3(1-r)/r\%$ в диапазоне измеряемых отношений $0,5 \dots 0,997$.

Динамический диапазон схем этого типа определяется динамическим диапазоном примененной делительной схемы, а пределы измеряемых отношений — стабильностью входных усилителей и погрешностью деления. Для сравнительно больших напряжений, порядка 10 В, верхний предел измеряемых отношений можно расширить до 0,999 и более. Максимальная разрешающая способность схем этого типа определяется точностью работы схемы для получения разности сигналов. При использовании коммутации разрешающая способность ограничивается ложными сигналами на выходе коммутатора, а для малых сигналов зависит еще и от отношения сигнал/шум.

5.7. ПОВЕРКА ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ

Поверке подлежат основные параметры измерителей отношения при их выпуске на заводе-изготовителе, после ремонта, а также в процессе длительной эксплуатации.

Поверку приборов при их выпуске проводят для определения соответствия их параметров заданным нормам технических условий, при которых измеритель отношения как средство измерения, допущен к обращению в стране. Послеремонтные и периодические проверки преследуют ту же цель. Таким образом, осуществляется сохранение единства измерений.

Для единичных приборов, предназначенных для научных исследований, роль поверки также крайне важна. Она позволяет проверить экспериментально установленные факты или результаты научных исследований, получить объективную оценку. К сожалению, нередко случаи, когда из-за невыверенных параметров аппаратуры опубликованные экспериментальные результаты другими авторами не подтверждаются.

Единство измерений, являющееся основой техники объективного познания и обеспечивающее функционирование сложных радиотехнических систем, можно сохранить только при наличии метрологически правильных методик и соответствующей аппаратуры поверки параметров средств измерения. В связи с этим поверка и аттестация измерителей отношения является важным вопросом, которому обязательно должен уделять внимание каждый занимающийся их разработкой и применением.

Измерители отношения можно проверить по основной погрешности, динамическому диапазону и пределам измеряемых отношений как прямым, так и косвенным методами. В первом случае (рис. 5.26,а) на входы прибора подаются напряжения, отношение которых определяется коэффициентом деления образцового делителя. Абсолютная величина сигналов в этом случае не играет существенной роли и, учитывая свойства измерителя отношения, может контролироваться приближенно.

Поверка косвенным методом требует двух отдельных делителей (рис. 5.26,б), выходы которых соединены с соответствующими входами поверяемого измерителя отношения, а напряжения их контролируют отдельными точными вольтметрами.

В соответствии с требованиями Государственных стандартов поверка погрешности допускается, если погрешность меры составляет одну треть погрешности поверяемого средства измерения и только в отдельных

случаях при погрешностях меры, равной половине проверяемой погрешности. Погрешность меры состоит из погрешности делителя с учетом шунтирующего влияния входных сопротивлений поверяемого измерителя отношения. Для косвенного метода проверки эта погрешность складывается из погрешности измерения

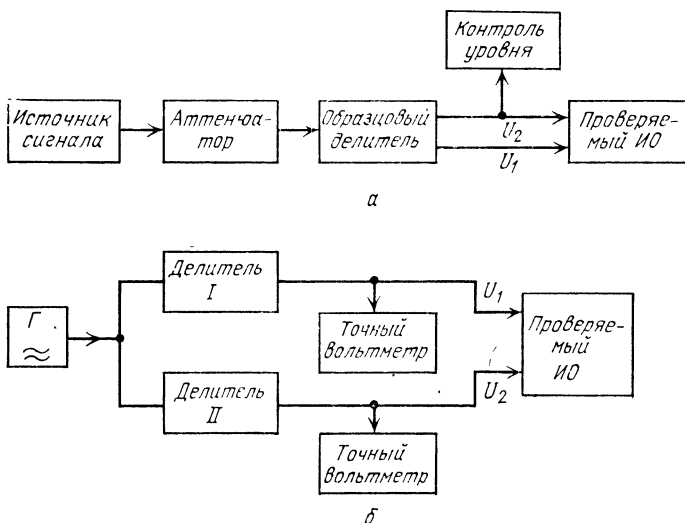


Рис. 5.26. Схемы проверки измерителей отношения прямым (а) и косвенным (б) способами.

входных напряжений и их стабильности за время установки отношения. Эту погрешность можно снизить, используя только один вольтметр, однако при этом необходимо учитывать влияние присоединений. На высоких частотах оно может привести к погрешностям, превышающим суммарную погрешность двух вольтметров.

Объем измерений при проверке погрешностей, динамического диапазона и пределов измерения отноше-

ния достаточно большой. Прямой метод предпочтительнее и по соображениям производительности. Кроме того, на низких частотах он не требует какой-либо специальной аппаратуры.

Перед поверкой параметров измеритель отношения калибруется. Для этого на выходе источника сигнала аттенуатором устанавливается среднее значение напряжения в динамическом диапазоне, определяемое как

$$U_{2\text{ср}} = U_{2\text{мин}} \sqrt{D_d}, \quad (5.80)$$

где D_d — динамический диапазон проверяемого измерителя отношения, $U_{2\text{мин}}$ — минимальное входное напряжение делителя.

Образцовый делитель ставится в начальное положение, т. е. напряжения на обоих входах измерителя отношения равны. Регулируя усиление в одном из каналов по собственному индикатору, устанавливают показания измерителя отношения равными единице, если шкала линейная, или нулю при логарифмической шкале.

Если проверяют измеритель отношения переменных напряжений, калибровку и поверку производят на средней частоте диапазона частот.

Одновременно с поверкой погрешности поверяют и динамический диапазон. После калибровки напряжение изменяют аттенуатором сначала от среднего до минимального, а потом до максимального напряжения канала делителя. В идеальном измерителе отношения изменение U_2 не должно влиять на калибровку, однако в реальных приборах оно вызывает некоторые отклонения показаний.

После этого при $U_{2\text{ср}}$ образцовым делителем устанавливается первое поверяемое значение отношения. Это вызывает соответствующие показания r_1 поверяемого измерителя отношения. Произведя отсчет, изменяют напряжение U_2 до $U_{2\text{мин}}$ и $U_{2\text{макс}}$ и отсчитывают

максимальные отклонения показаний прибора от установленного значения отношения. Погрешность определяется как

$$\delta r_1 = \Delta r / r_{10}, \quad (5.81)$$

где Δr — максимальное отклонение от измеряемого отношения, r_{10} — отношение, установленное по образцовому делителю.

Таким образом, поверяют все требуемые значения отношения, которые оговариваются в технических условиях или в инструкции по поверке.

В измерителях отношения со стрелочными индикаторами желательной является проверка всех оцифрованных значений отношения по шкале, включая крайние. Ее следует провести по крайней мере в трех точках каждой шкалы. При цифровой индикации должны поверяться крайние значения отношения и, кроме того, значения не менее чем в трех точках каждой декады. Например, если предел отношений равен 1,00 ... 0,01, то поверяемые отношения могут быть равны 1,00; 0,75; 0,3; 0,1; 0,075; 0,03; 0,01. Во всех случаях измерения сопровождаются изменением U_2 во всем динамическом диапазоне поверяемого измерителя отношения; при этом погрешности не должны выходить за установленные пределы.

Процесс поверки погрешностей, динамического диапазона и пределов измерения прямым методом несложен. Для поверки измерителей отношения переменных напряжений в качестве источника сигнала и аттенюатора можно использовать генераторы сигналов. Изменение U_2 производят аттенюатором выходного напряжения этих генераторов, для чего первоначально плавной регулировкой устанавливают выходное напряжение, равное $U_{2\text{макс}}$.

Входы измерителя отношения следует соединять с образцовым делителем короткими экранированными проводами, уделяя особое внимание качеству зазем-

ления. Это особенно важно при проверке высокочувствительных измерителей отношения. Перед проведением измерений необходимо убедиться в отсутствии сильных электромагнитных полей. Вблизи рабочего места нельзя размещать феррорезонансные стабилизаторы. Помехи просто обнаружить при помощи поверяемого измерителя отношения. Для этого при среднем напряжении U_{2cp} на вход U_1 подключают короткий неэкранированный провод в положении переключателя пределов, соответствующем наименьшему отношению. Если есть источники помех, измеритель отношения будет показывать величину, отличную от нуля, что является предупреждением о необходимости принятия мер по устранению причины помех. Не следует это смешивать с влиянием собственных шумов, которое появляется в чувствительных узкополосных измерителях отношения. Начальное показание измерителя отношения из-за шумов не зависит от того, включен или не включен провод-антенна на входе U_1 .

В качестве меры отношения постоянных и переменных низкочастотных напряжений может служить делитель, составленный из двух образцовых магазинов сопротивлений (рис. 5.27,а). На эквивалентной схеме (рис. 5.27,б) приняты следующие обозначения: $R_{вх1}$ и $R_{вх2}$ — входные сопротивления каналов делимого и делителя, R_1 и R_2 — сопротивления магазинов, R_r — выходное сопротивление источника сигнала. Для этой схемы действительно выражение

$$r_{уст} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_1 R_{вх1}}{R_{вх1} (R_1 + R_2) + R_1 R_2}. \quad (5.82)$$

Если входное сопротивление $R_{вх1}$ очень велико, $U_1/U_2 = R_1/(R_1 + R_2)$.

Чтобы влияние делителя на источник сигналов было минимальным, суммарное сопротивление $R_1 + R_2$ поддерживается постоянным. Когда сопротивление

$R_{вх1}$ соизмеримо с величинами R_1 и R_2 , его влияние обязательно следует учитывать при расчете отноше-

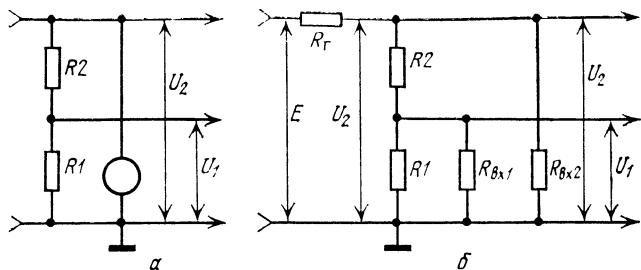


Рис. 5.27. Делитель из образцовых магазинов сопротивлений (а) и эквивалентная схема его (б).

ния по выражению (5.82). Для этого необходимо знать величину входного сопротивления канала делимого. Можно показать, что ошибка определения $R_{вх1}$ при условии $R_1 \ll R_{вх1}$ незначительна и равняется

$$\delta R_{ш} = r_{уст} \frac{R_2}{R_{вх1}} \delta R_{вх1}, \quad (5.83)$$

где $r_{уст}$ — установленная величина отношения.

Наибольшая погрешность наблюдается при отношении, равном 0,5, когда $R_1 \approx R_2$. Требуемая величина R_1 определяется выражением

$$R_1 = \frac{R_{вх1} r_{уст} \Sigma R}{R_{вх1} - r_{уст} \Sigma R}, \quad (5.84)$$

а соответственно $R_2 = \Sigma R - R_1$.

Таким образом, с учетом входных сопротивлений каналов погрешность делителя не превышает суммы

$$|\delta_d| = |\delta R_1| + |\delta R_2| + |\delta r_{ш}|. \quad (5.85)$$

Используя выпускаемые промышленностью магазины сопротивлений, можно обеспечить погрешность делителя, не превышающую 0,2 ... 0,3%.

Если измеритель отношения предназначен для измерения отношений, больших единицы, проверка при помощи магазинов сопротивлений также возможна. Для этого входы измерителя отношения меняют местами. В результате устанавливаемая величина отношения

$$r_{уст} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{R_{вх2} (R_1 + R_2) + R_1 R_2}{R_1 R_{вх2}}. \quad (5.86)$$

Соответствующие значения сопротивлений магазинов:

$$R_1 = R_{вх2} \Sigma R / (R_{вх2} r_{уст} - \Sigma R), \quad R_2 = \Sigma R - R_1. \quad (5.87)$$

В этом случае необходимо более точно определить входное сопротивление канала делимого, поскольку погрешность определения отношения $\delta r_{уст} = R_1 (r_{уст} - 1) \delta R_{вх2} / R_{вх2}$, или приближенно

$$\delta r_{уст} \approx \Sigma R \delta R_{вх2} / R_{вх2}. \quad (5.88)$$

Для уменьшения этой погрешности нужно уменьшить общее сопротивление делителя, если позволяет рассеиваемая магазином сопротивлений мощность и источник сигнала.

Наиболее точной мерой отношения на низких частотах являются индуктивные делители напряжений, деление напряжения в которых обеспечивается соотношением витков [82]. Погрешности, без учета шунтирования, составляют сотые доли процентов.

Проверка широкополосных, импульсных и высокочастотных измерителей отношения более сложна и требует использования широкополосных мер отношения. К сожалению, промышленность не выпускает таких приборов, кроме образцового аттенюатора

АСО-ЗМ, диапазон рабочих частот которого равен 0 ... 5 МГц, а погрешность $\pm 0,05$ дБ.

При поверке часто используют ступенчатые широкополосные аттенюаторы типа ДО-7, не обладающие высокой точностью деления, но предварительно аттестованные по ослаблению на образцовых установках для поверки аттенюаторов. К аттестуемым аттенюаторам в этом случае предъявляют единственное требование: малая вариация ослабления при многократных переключениях, определяемая качеством контактов.

Аттенюаторы аттестуют путем замера действительных значений ослабления на отдельных ступенях на постоянном токе и на одной из частот. На постоянном токе измерения производят измерительными мостами. Для исключения грубых ошибок измерения каждой точки следует повторять несколько раз. В качестве аттестованного значения принимается среднее значение нескольких измерений. При этом аттестованному аттенюатору приписывается погрешность, равная погрешности моста постоянного тока или образцовой установки для поверки. Аттестованным аттенюатором можно поверять измерители отношения, погрешность которых не ниже тройной погрешности аттестации.

Широкая полоса пропускания ослабляющих звеньев аттестуемых аттенюаторов обеспечивает достаточно хорошее совпадение результатов измерений на постоянном токе и на высокой частоте, которая, по сравнению с верхней частотой рабочего диапазона аттенюатора, является сравнительно малой (1 или 3 МГц).

Аттестованные значения ступеней записываются в протокол поверки аттенюатора, который подписывает ответственное лицо измерительного отдела, имеющее право ведомственной поверки. Если аттенюатор предназначен для поверки серийных измерителей отношения, то его должны аттестовать органы Госстандарта. Это касается и любых других мер, применяе-

мых при выпуске промышленных средств измерения.

На рис. 5.28 приведена схема поверки прибора Я2Р-19 — узкополосного измерителя отношения с индикацией на ЭЛТ, работающего на частоте 100 кГц. Эквивалент нагрузки на входе поверяемого прибора исключает шунтирующее влияние низкого выходного сопротивления аттенюатора, которое при измерении на чувствительных шкалах уменьшает реальный уровень шумов.

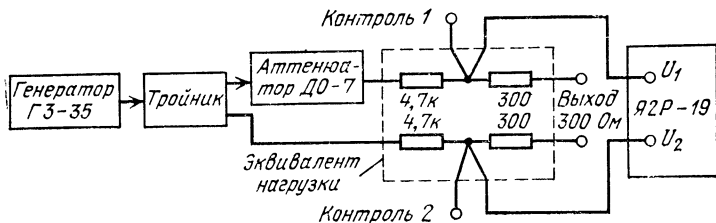


Рис. 5.28. Схема поверки прибора Я2Р-19.

В начале поверки аттенюатор ставится в положение нулевого ослабления. На входе U_2 Я2Р-19 по милливольтметру ВЗ-5, подключаемому к разъему эквивалента нагрузки «Контроль-2», устанавливается напряжение 3,2 мВ, соответствующее среднему значению U_2 . Переключатель пределов прибора Я2Р-19 устанавливаются в положение 0 дБ и проводят калибровку. Далее изменяют ослабление аттенюатора ДО-7 и при изменении абсолютного уровня напряжений на входах в интервале 0,03 ... 10 мВ, что соответствует динамическому диапазону Я2Р-19, отсчитывают показания прибора и определяют отклонения от аттестованных значений.

Проверку частотного диапазона неравномерности частотной характеристики измерителей отношения переменных напряжений проводят по тем же схемам,

что и проверку погрешности. Поверяемый измеритель отношения калибруют при поданных на оба входа одинаковых напряжениях на средней частоте рабочего диапазона, после чего частоту источника сигнала изменяют сначала до одной крайней частоты, потом до другой, постепенно проходя весь частотный диапазон. Отклонения показаний прибора от единицы или нуля (при логарифмической шкале) характеризуют неравномерность частотной характеристики. После этого делителем вводят отношение напряжений, соответствующее значению первого положения переключателя пределов; на средней частоте корректируют калибровку и изменением частоты проверяют уход калибровки. То же самое делают для всех положений переключателя пределов. Величину напряжения U_2 при данной проверке устанавливают в середине динамического диапазона и поддерживают постоянной. Если частотную характеристику измерителя отношения формируют входные цепи, а в делительной схеме отсутствуют частотно-зависимые элементы, такой проверкой частотных параметров можно ограничиться. В тех случаях, когда частотная характеристика, например в узкополосных измерителях отношения, формируется в самой делительной схеме, необходимо в частотном диапазоне проверить погрешность измерения отношения на краях частотного диапазона. Перед проверкой устанавливают частоту источника сигнала и калибруют измеритель отношения. Операцию с изменением U_2 повторяют для каждого проверяемого значения отношения.

Проверка быстродействия измерителя отношения заключается в определении общего времени установления частного для обоих каналов или раздельно по каналам. Подавая на входы напряжения, одновременно претерпевающие скачки, проверяют общее быстродействие. При раздельной проверке каналов скачки создаются в каждом канале.

Для поверки медленно действующих измерителей отношения, к которым относятся приборы с входными преобразователями и электромеханическими делительными схемами, не требуется дополнительной аппаратуры. Можно ограничиться низкочастотным осциллоскопом с длительным послесвечением и медленными развертками, например, типа С1-19А, который подключают к выходу поверяемого прибора. Регулятор напряжения источника сигнала, поступающего на оба входа, переключают вручную и по меткам времени определяют время установления, т. е. время, за которое выходное напряжение достигнет прежней величины. Длительность процесса и определяет быстродействие прибора.

Для поверки быстродействующих измерителей отношения, в которых время установления является одной из основных характеристик, необходимо применить модулятор входных сигналов, имитирующий единичные скачки несущей (рис. 5.29,а). Такой модулятор можно выполнить на электронных или электромагнитных ключах. В рассматриваемом случае он представлен в виде делителя на резисторах $R1 \dots R3$, коэффициент которого скачкообразно уменьшается при замыкании контактов $K1$.

Начальный коэффициент деления равен $k_1 = (R_3 + R_2) / (R_1 + R_2 + R_3)$, а при включении ключа $k_2 = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Изменяя сопротивления резисторов $R2$ и $R3$, можно установить пределы изменения напряжения $U_{вх}$ любой величины.

На рис. 5.29,а в качестве ключа использовано электромагнитное реле, управление которым ведется от сети. Выходное напряжение модулятора через тройник подается на входы измерителя отношения. Временные диаграммы сигналов на входе и выходе измерителя отношения изображены на рис. 5.29,б. На нижней диаграмме время $\tau_{сп}$ характеризует время уста-

новления при спаде входных напряжений, а $\tau_{\text{н}}$ — при нарастании. Длительности $\tau_{\text{сп}}$ и $\tau_{\text{н}}$ можно определить по меткам времени на экране осциллографа, который должен быть синхронизирован с частотой коммутации.

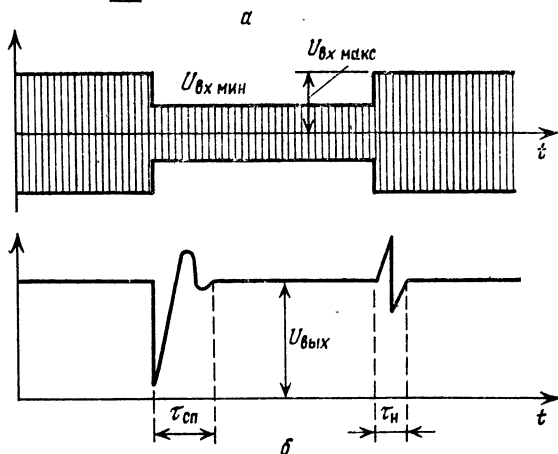
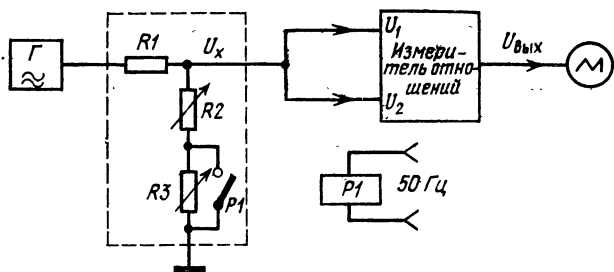


Рис. 5.29. Схема проверки быстродействия измерителя отношения (а) и временные диаграммы сигналов в ней (б).

Измерить время установления отдельно по каналам можно также по меткам времени, включив модулятор в соответствующий канал. Для компенсации

начального ослабления модулятора в другой канал измерителя отношения следует включить уравнивающий ослабитель. Во всех случаях напряжения на входах измерителя отношения должны находиться в области рабочих пределов. -

Такие параметры, как входное и выходное сопротивления, изменение характеристик под воздействием влияющих факторов, проверяют общепринятыми методами, оговоренными Государственными стандартами.

6. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ В ТЕХНИКЕ РАДИОИЗМЕРЕНИЙ

6.1. ПАНОРАМНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ КСВ И КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ

В радиоизмерительной технике наиболее распространенным методом панорамного измерения КСВ и коэффициентов передачи СВЧ цепей является метод рефлектометра, основанный на выделении падающих и отраженных, или проходящих, волн и измерении отношения сигналов, пропорциональных мощности или напряженности этих волн. Преимущества этого метода по сравнению с другими [83] заключаются в его универсальности. Простая трансформация СВЧ измерительной схемы, состоящей из двух направленных ответвителей, позволяет использовать ее для измерения как согласования, так и коэффициента передачи четырехполюсников. Методом рефлектометра измеряют КСВ и коэффициенты передачи ВЧ и СВЧ цепей коаксиальных и волноводных трактов в диапазоне частот от нескольких мегагерц до сотен гигагерц. Имеет-

ся принципиальная возможность измерять параметры и других видов линий передачи — полосковых, много-модовых и диэлектрических волноводов. Метод рефлектометра позволяет обеспечить малые погрешности измерений без затрат времени на процесс согласования. В этом заключается его основное достоинство.

В панорамных приборах благодаря большой скорости представления измерительной информации обеспечивается высокая производительность, особенно в операциях настройки элементов и узлов. Кроме того, простота процесса измерений позволяет не предъявлять высоких требований к квалификации оператора. По этим причинам панорамные приборы широко применяют в технике измерений. Бытовавшее до недавнего времени ошибочное мнение, что панорамные приборы обеспечивают меньшую точность, чем измерительные, опровергаются как теоретически, так и практически. При одинаковой точности изготовления СВЧ измерительных узлов панорамные приборы могут обеспечить те же точности, что и неавтоматизированная аппаратура [84]. В связи с этим техника панорамных измерений постоянно совершенствуется.

Один из первых панорамных измерителей КСВ и ослабления, выпущенный фирмой Hewlett-Packard, состоял из генератора качающейся частоты, СВЧ рефлектометра, измерителя отношения h_{r416A} и осциллоскопа. Из-за малого быстродействия примененного измерителя отношения в дальнейшем фирма отказалась от логометрического способа и перешла к измерению со стабилизацией выходной мощности ГКЧ.

Комбинированная схема измерения, содержащая как систему стабилизации мощности ГКЧ, так и быстродействующий измеритель отношения впервые использована в отечественных волноводных измерителях Р2-18 ... Р2-23. Как показали более поздние исследования, комбинированные схемы обладают целым рядом положительных свойств и использованы

при разработке единого ряда панорамных измерителей КСВ и ослабления (ПИКО) P2-33 ... P2-45, обеспечивающих измерения в диапазоне 20 МГц ... 12,4 ГГц в коаксиальных и волноводных трактах.

В последние годы зарубежные фирмы Alfred, Weinschel Engineering и Hewlett-Packard опять стали использовать измерители отношения в панорамных измерителях параметров СВЧ цепей. Это объясняется тем, что с расширением частотного диапазона трудно обеспечить жесткую стабилизацию выходной мощности ГКЧ, а использование в индикаторной части измерителя отношения позволяет избежать эти трудности.

Существуют специфические измерительные задачи, которые обусловлены особенностями измеряемых объектов, рабочими частотами и другими причинами и решить которые с помощью указанных панорамных усилителей КСВ и ослабления, выпускаемых отечественной промышленностью, не удастся несмотря на их универсальность. В этих случаях требуется создавать специальные измерительные стенды для измерений коэффициентов отражения и передачи. Целесообразно подробнее рассмотреть структурные схемы панорамных измерителей, поскольку это позволит разработчикам аналогичной аппаратуры выбрать оптимальную схему.

В зависимости от способа получения отношения сигналов известны и применяются три основные структурные схемы панорамных измерителей, изображенные на рис. 6.1. Распространенная схема ПИКО приведена на рис. 6.1,а. Обратная связь, введенная в генератор, поддерживает на выходе детектора D_{Π} падающей волны постоянный уровень сигнала, поэтому мощность на основном канале направленного ответвителя $HO1$ равна

$$P_{HO1} = U_{дп} / k_{дп} C_{\Pi}, \quad (6.1)$$

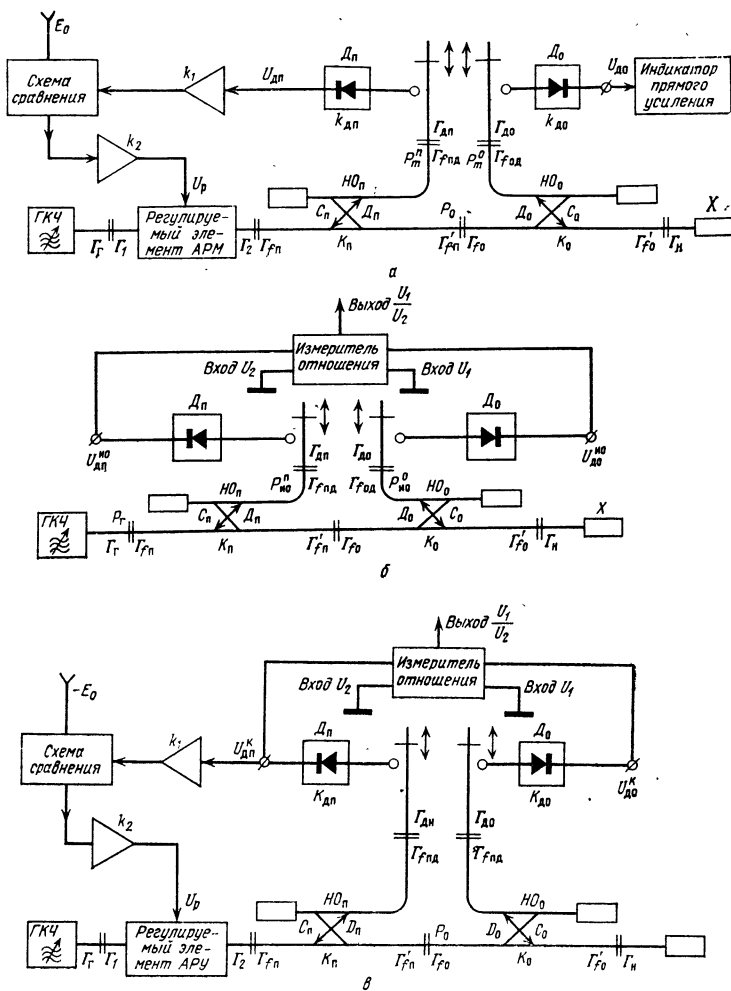


Рис. 6.1. Схемы панорамных измерителей:
 а) с АРМ; б) логометрическая; в) комбинированная.

где $U_{\text{дп}}$ — напряжение на выходе детекторной головки, $k_{\text{дп}}$ — коэффициент ее передачи, $C_{\text{п}}$ — переходное ослабление *НО1*.

Напряжение на выходе детектора отраженной от нагрузки волны равно

$$U_o = P_{\text{но1}} \Gamma_{\text{н}}^2 k_{\text{до}} C_o, \quad (6.2)$$

где $k_{\text{до}}$ и C_o — коэффициенты передачи детектора отраженной волны и ответвителя; $\Gamma_{\text{н}}$ — коэффициент отражения.

С учетом (6.1) из (6.2) следует

$$U_o = U_{\text{п}} \Gamma_{\text{н}}^2 k_{\text{до}} C_o / k_{\text{дп}} C_{\text{п}} = A \Gamma_{\text{н}}^2, \quad (6.3)$$

где A — коэффициент пропорциональности, имеющий размерность напряжения и, при идентичных каналах, постоянную величину.

Если цепь автоматической регулировки мощности АРМ имеет большой коэффициент усиления, детектор падающей волны работает при постоянном уровне мощности и изменение мощности на детекторе отраженной волны определяется только величиной $\Gamma_{\text{н}}^2$. Таким образом, АРМ позволяет работать при строго определенном интервале мощностей на детекторах, что позволяет избежать значительных погрешностей из-за неквадратичности характеристик кристаллических СВЧ детекторов. Кроме того, АРМ значительно уменьшает эквивалентный коэффициент отражения ГКЧ, что позволяет существенно снизить влияние отражений от генератора при интерференционных явлениях в системе. В качестве индикатора используют усилитель с осциллографическим индикатором и стрелочным прибором, проградуированным непосредственно в значениях КСВ.

В реальных ГКЧ идеальной стабилизации достичь не удается. Это приводит к изменениям уровня выходной мощности и тем самым к погрешностям измерения $\Gamma_{\text{н}}$.

В логометрической схеме измерения КСВ (рис. 6.1,б) можно использовать простые в схемном и конструктивном отношении источники СВЧ мощности. Измеритель отношения напряжений обеспечивает, как и схема с АРМ, прямо пропорциональную зависимость выходного сигнала СВЧ детекторов от измеряемого коэффициента отражения. При этом результат измерения не зависит от изменения абсолютного уровня ГКЧ. Измеритель отношения обладает большим эквивалентным коэффициентом стабилизации, что позволяет устранить влияние изменяющейся мощности сигнала. Эксперименты с прибором ВЗ-22 и волноводными ГКЧ XI-23 и XI-24 показали, что измеритель отношения в несколько раз лучше устраняет остаточную нестабильность ГКЧ, чем система АРМ. Недостатком схемы является сужение, по сравнению с вариантом АРМ, полезной квадратичной зоны детектирования, поскольку к изменениям мощности на детекторе отраженной волны добавляется изменение мощности ГКЧ.

В состав комбинированной структурной схемы измерителя входит как система АРМ, так и измеритель отношения. Наличие АРМ улучшает условия работы детекторных головок. Наличие измерителя отношения в комбинированной схеме практически снимает требования к временной стабильности мощности ГКЧ, позволяет упростить его в схемном и конструктивном отношении, а также измерять частотные и амплитудные характеристики без перекалибровки.

При измерении коэффициентов передачи исследуемый четырехполюсник во всех структурных схемах помещают между двумя направленными ответвителями, причем *НО2* ориентируется в том же направлении, что и *НО1*.

Приводимые в литературе точностные характеристики для различных приборов относятся к разным сочетаниям параметров входящих блоков и измери-

тельных СВЧ узлов и оценены по различным методикам. Это не позволяет обоснованно отдать предпочтение той или другой схеме.

При проектировании новых ПИКО, как правило, центральным вопросом является уменьшение погрешностей измерения. Чаще всего эта цель достигается улучшением параметров СВЧ измерительных элементов за счет увеличения точности их изготовления. Тем не менее, при настоящем уровне развития СВЧ измерений и технологической базы этот путь является весьма дорогостоящим. Уменьшение общей погрешности прибора на несколько процентов иногда требует увеличения точности механического изготовления СВЧ элементов в такой степени, что они в буквальном смысле становятся «золотыми». При этом повторение, а тем более, серийное производство становится невозможным.

Погрешность измерения в общем виде равна

$$\delta_z = F(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_i), \quad (6.4)$$

где δ_i — составляющие погрешности, а $F(\delta_i)$ — суммарная погрешность, определяемая алгоритмом измерения. Очевидно, что общую погрешность δ_z можно уменьшить, уменьшая каждую из составляющих, их число, а также выбирая такой алгоритм, при котором при тех же величинах составляющих суммарная величина минимальна. Иначе говоря, необходимо найти функцию

$$\Phi(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_n) < F(\delta_1, \delta_2, \dots, \delta_i). \quad (6.5)$$

Если такая функция существует, то при тех же параметрах дорогостоящих СВЧ узлов можно достигнуть меньшей погрешности измерения.

Для определения этой функции проведено исследование полных алгоритмов измерения всех трех структурных схем методом

сигнально-поточковых графов. Для схемы с АРМ действительно выражение

$$U_{до} = A_p \left(\frac{1 - \Gamma_{дп} \Gamma_{fнд} + C_{п}^2 \Gamma_{дп} D_{п} / k_{п}^4}{1 - \Gamma_{до} \Gamma_{fод}} \right)^2 \Gamma_{н}^2 [1 - \delta'_{ннт}]^2, \quad (6.6)$$

где Γ_{ij} — коэффициенты отражения, обозначенные на схеме (рис. 6.1, а), $C_{п}$ и $D_{п}$ — переходное ослабление и направленность ответвителя падающей волны; при условии большого усиления АРМ:

$$A_p = k_0^2 k_{п}^2 \frac{C_0^2}{C_{п}^2} \frac{k_{до}}{k_{дп}} \frac{E_0}{k_1}, \quad (6.7)$$

k_0 и $k_{п}$ — коэффициенты передачи основного канала ответвителей отраженной и падающей волн.

Величина $\delta'_{ннт}$ определяет интерференционную составляющую погрешности измерения $\Gamma_{н}^2$, которая равняется

$$\begin{aligned} \delta'_{ннт} = & \frac{D_0}{k_0 \Gamma_{н}} \left(2 + \frac{D_0}{k_0 \Gamma_{н}} \right) + \frac{\Gamma'_{э0} \Gamma_{н}}{1 - \Gamma_{до} \Gamma_{fод}} \left[2 \left(1 + \frac{D_0}{k_0 \Gamma_{н}} \right) + \right. \\ & \left. + \frac{\Gamma'_{э0} \Gamma_{н}}{1 - \Gamma_{до} \Gamma_{fод}} \right] + \frac{\Gamma_{экв} \Gamma_{fп}}{1 - \Gamma_{до} \Gamma_{fод}} \left[2 \left(1 + \frac{D_0}{k_0 \Gamma_{н}} \right) + \right. \\ & \left. + \frac{\Gamma_{экв} \Gamma_{fо}}{1 - \Gamma_{до} \Gamma_{fод}} \right], \quad (6.8) \end{aligned}$$

где $\Gamma_{э0}' \approx \Gamma_{fо}' + C_0 \Gamma_{до} + \Gamma_{экв} k_0^2$ представляет собой эквивалентный коэффициент отражения всей системы на выходе НО отраженной волны со стороны присоединения измеряемого объекта, а

$$\Gamma_{экв} = 2(\Gamma'_{fп} + \Gamma_{д} S_p^2 k_{п} + \Gamma_2 k_{п}^2) / k_{сc} + 2(\Gamma'_{fп} - k_{п} D_{п}) \quad (6.9)$$

— эквивалентный коэффициент отражения ГКЧ на выходе ответвителя падающей волны, где, в свою очередь S_p — крутизна характеристики регулирования в системе АРМ, $k_{сc}$ — ее усиление.

Величина A_p является константой калибровки при работе прибора на фиксированной частоте. Если прибор работает в полосе частот, то A_p зависит от частоты и вносит погрешность в результат измерения, поскольку переходное ослабление ответвителей и коэффициенты передачи детекторных головок зависят от частоты при неидентичных АЧХ. Такой же характер имеет и член выражения (6.6) в круглых скобках, обусловленный неидентичностью рассогласования детекторных головок.

Аналогичные зависимости для логометрической схемы имеют вид

$$\frac{U_{до}}{U_{дп}} = A_{\Pi} \left(\frac{1 - \Gamma_{дп}\Gamma_{фпд} + C_{\Pi}^2 D_{\Pi}\Gamma_{дп}/k_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \right)^2 \Gamma_{\Pi}^2 (1 - \delta''_{\text{инт}})^2, \quad (6.10)$$

где

$$A_{\Pi} = k_{\Pi}^2 k_0^2 \frac{C_0^2}{C_{\Pi}^2} \frac{k_{до}}{k_{дп}}. \quad (6.11)$$

Коэффициенты Γ_{ij} обозначены на рис. 6.1,б. Смысл A_{Π} аналогичен A_p в схеме АРМ, так же, как и левый член в скобках. Интерференционная погрешность равна

$$\delta''_{\text{инт}} = \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \left(2 + \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \right) + \frac{\Gamma''_{\text{зо}}\Gamma_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \left[2 \left(1 + \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \right) + \frac{\Gamma''_{\text{зо}}\Gamma_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \right] + 2\Gamma''_{\text{эп}}\Gamma_{fo} \left(1 + \frac{\Gamma'_{\text{эп}}D_0}{\Gamma''_{\text{эп}}k_0\Gamma_{\Pi}} \right), \quad (6.12)$$

где

$$\begin{aligned} \Gamma''_{\text{зо}} &= \Gamma'_{fo} + C_0^2\Gamma_{до} + k_0^2(\Gamma'_{fп} - k_{\Pi}D_{\Pi}), \\ \Gamma'_{\text{эп}} &= \frac{\Gamma'_{fп}}{(1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод})(1 - \Gamma_{дп}\Gamma_{фдп} - \Gamma_{\Gamma}\Gamma_{\Pi})} - k_{\Pi}D_{\Pi}, \\ \Gamma''_{\text{эп}} &= \Gamma'_{fп} - k_{\Pi}D_{\Pi}. \end{aligned} \quad (6.13)$$

Интересно отметить, что в выражении (6.12) не присутствует в прямом виде коэффициент отражения генератора, что означает эквивалентность действия измерителя отношения действию системы АРМ с бесконечным усилением.

Для комбинированной схемы (рис. 6.1,в) соответствующие зависимости имеют следующий вид:

$$\frac{U_{до}}{U_{дп}} = A_{\kappa} \left(\frac{1 - \Gamma_{\kappa}\Gamma_{фпд} + C^2\Gamma_{дп}D_{\Pi}/k_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \right)^2 \Gamma_{\Pi}^2 (1 - \delta_{\kappa\text{инт}})^2, \quad (6.14)$$

где $A_{\kappa} = k_{\Pi}^2 k_0^2 (C_0^2/C_{\Pi}^2) (k_{до}/k_{дп})$, т. е. идентично (6.11);

$$\begin{aligned} \delta_{\kappa\text{инт}} &= \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \left(2 + \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \right) + \frac{\Gamma_{\kappa\text{зо}}\Gamma_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \left[2 \left(1 + \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \right) + \frac{\Gamma_{\kappa\text{зо}}\Gamma_{\Pi}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \right] + \\ &+ \frac{\Gamma_{\kappa\text{эп}}\Gamma_{fo}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \left[2 \left(1 - \frac{D_0}{k_0\Gamma_{\Pi}} \right) + \frac{\Gamma_{\kappa\text{эп}}\Gamma_{fo}}{1 - \Gamma_{до}\Gamma_{фод}} \right], \end{aligned} \quad (6.15)$$

где

$$\Gamma_{к \text{ эи}} = \Gamma_{f \text{ ц}}' - k_{\text{п}} D_{\text{п}} \text{ и } \Gamma_{к \text{ эо}} = \Gamma_{f \text{ о}}' + C_{\text{о}}^2 \Gamma_{\text{до}} + k_{\text{о}}^2 \Gamma_{к \text{ эи}}. \quad (6.16)$$

— эквивалентные коэффициенты отражения на выходе ответвителей падающей и отраженной волн.

Из сравнения выражений (6.6), (6.10) и (6.14) видно, что они различаются только видом интерференционной погрешности. Во всех выражениях для интерференционной погрешности, полученных с учетом квадратической характеристики детектирования, первый член пропорционален величине направленности ответвителя отраженной волны и не зависит от вида структурной схемы.

Структурой измерительных схем, как следует из выражений (6.8), (6.9), (6.12), (6.13), (6.15) и (6.16), определяется влияние рассогласований выхода источника сигнала и интерференции между отдельными соединениями. Как показывают расчеты, проведенные на ЭВМ, $\delta_{\text{инт}}$ минимальна для комбинированной схемы измерения.

Суммарные погрешности измерения отношения Γ_{Σ}^2 имеют вид для схемы с АРМ

$$|\delta'_{\Sigma}| = \delta'_{\text{инт}} + \delta_{\text{ст}} + \delta_{\text{ид}} + \delta_{\text{инд}} + \delta_{\text{кв}} + \delta'_{\text{к}}, \quad (6.17)$$

для логометрической схемы

$$|\delta''_{\Sigma}| = \delta''_{\text{инт}} + \delta_{\text{ид}} + \delta'_{\text{инд}} + \delta'_{\text{кв}} + \delta''_{\text{к}}, \quad (6.18)$$

для комбинированной схемы

$$|\delta_{\text{к}\Sigma}| = \delta_{\text{к инт}} + \delta_{\text{ид}} + \delta'_{\text{инд}} + \delta_{\text{кв}} + \delta_{\text{к к}}, \quad (6.19)$$

где $\delta_{\text{ст}}$ — погрешность из-за нестабильности уровня выходной мощности генератора качающейся частоты, $\delta_{\text{ид}}$ — погрешность из-за неидентичности частотных характеристик каналов, $\delta_{\text{инд}}$ — погрешность индикатора прямого усиления, $\delta'_{\text{инд}}$ — погрешность индикации с ИО, $\delta_{\text{кв}}$, $\delta'_{\text{кв}}$ — погрешность из-за отклонения характеристик детектирования от квадратичного закона, случай с АРМ и ИО соответственно, $\delta_{\text{к}}$ — погрешность калибровки. Для ее определения требуется подставить условия калибровки в выражения (6.8), (6.12) или (6.15).

Для значений измеряемых КСВ $k_{\text{стУ}} \leq 2$ суммарная погрешность определяется:

$$\delta_{\Sigma} = \pm \frac{k_{\text{стУ}}^2 - 1}{4k_{\text{стУ}}} \alpha_{\Sigma} \sigma_{\Sigma} 100\%, \quad (6.20)$$

где σ_y — суммарная среднеквадратическая погрешность измерения отношения Γ_n^2 , которая определяется

$$\sigma_y = \sqrt{\sum_{i=1}^n K_i^2 \delta_i^2}, \quad (6.21)$$

δ_i — составляющие погрешности Γ_n^2 (6.17) — (6.19), K_i — нормирующий коэффициент, зависящий от закона распределения данной составляющей, α_y — коэффициент, определяемый доверительной вероятностью и законом распределения суммарной погрешности.

Анализ суммарных погрешностей, проведенных по (6.20) и методом статистического моделирования (методом Монте-Карло), показал, что при одинаковых параметрах СВЧ измерительных узлов минимальные погрешности, меньше других на 20 ... 30%, дает комбинированная схема. Аналогичные результаты получены и для измерений ослабления [85].

Повышенная стабильность калибровки не хуже 0,05 дБ за 2 ч из опыта эксплуатации приборов Р2-33 ... Р2-45 позволяет рекомендовать комбинированную схему измерения амплитудно-частотных параметров для создания различных специализированных установок. В качестве быстродействующего чувствительного измерителя отношения можно использовать прибор ЯР-19. Благодаря наличию измерителя отношения в составе панорамных измерителей КСВ и ослабления Р2-33 ... Р2-45 и Р2-34/1 ... Р2-38/1 ряд специфических измерений можно осуществить на этих приборах несложными преобразованиями измерительной СВЧ схемы. Приведем несколько примеров.

Нередко требуется измерить ослабления, большие чем — (35 ... 40) дБ в полосе частот. Известные приборы типа Д1-1, Д1-3, Д1-9 или ДК1-5 обеспечивают большие пределы измерения, но имеют низкую производимость измерений, особенно при определении частотных характеристик исследуемого четырехполюс-

ника. На рис. 6.2 приведена схема ПИКО на базе промышленных приборов с расширенными пределами измерения ослабления, которая отличается от обычной только низкочастотным делителем на выходе детекторной головки падающей волны. Для проведения измерений необходим СВЧ аттенюатор, аттестованный хотя бы в одной частотной точке.

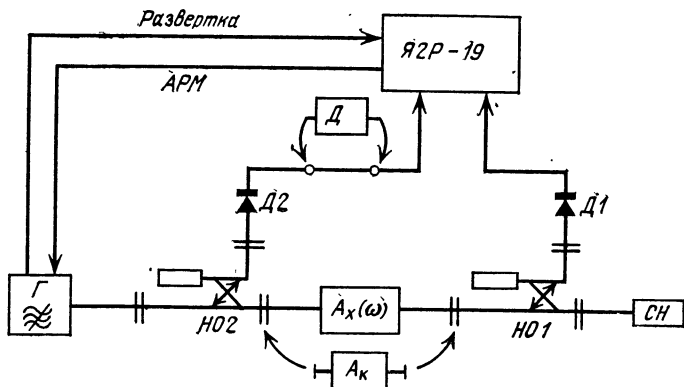


Рис. 6.2. Схема измерения ослабления в расширенных пределах.

Перед измерениями прибор калибруют в полосе частот, для чего оба ответвителя соединяют последовательно. При заданной мощности ГКЧ на приборе Я2Р-19 ручкой калибровки в соответствии с инструкцией по эксплуатации на ПИКО устанавливают показание, равное нулевому ослаблению.

Мощность в измерительном тракте при наличии АРМ с большим коэффициентом стабилизации выражается:

$$P_T = E_0 / k_1 k_{АРУ} k_{д2} C_2, \quad (6.22)$$

где E_0 — опорное напряжение схемы АРУ ГКЧ, k_1 — коэффициент усиления измерителя отношения в цепи

АРМ, $k_{\text{АРУ}}$ — коэффициент усиления цепи АРМ ГКЧ до схемы сравнения, $k_{\text{д2}}$ и C_2 — коэффициент передачи детектора и переходное ослабление ответвителя канала падающей волны.

Из (6.22) следует, что мощность в тракте можно регулировать, изменяя коэффициент передачи. Если после детектора падающей $D_{\text{п}}$ включить низкочастотный делитель с коэффициентом $k_{\text{д}}$, то мощность будет увеличена в $1/k_{\text{д}}$ раза, если это позволит источник СВЧ колебаний. Иначе говоря, необходимо, чтобы

$$P'_{\text{д}} = E_0/k_{\text{д}}k_1k_{\text{АРУ}}k_{\text{д2}}C_2 \leq P_{\text{ГКЧ мин}} \quad (6.23)$$

Приборы Р2-33 ... Р2-45 в эксплуатационном режиме работают при мощности в тракте около 1 мВт. Реальная мощность ГКЧ значительно выше. Включение делителя позволяет повысить уровень мощности в измерительном канале на 10 ... 15 дБ. Одновременно на величину $k_{\text{д}}$ расширяется шкала индицируемых ослаблений прибора Я2Р-19. При калибровке шкалы индикатора между ответвителями включают вспомогательный калибровочный аттенюатор с известным, например 10 дБ, ослаблением $A_{\text{к}}$. Низкочастотным делителем D точно устанавливают показания индикатора, равные нулевому ослаблению на частоте аттестации аттенюатора. После этого вспомогательный аттенюатор заменяют исследуемым четырехполюсником. Измеряемое ослабление $A_{\text{х}}$ будет равно алгебраической сумме $A_{\text{х}} = [A_{\text{к}} + A_{\text{п}}]$, дБ, где $A_{\text{п}}$ — показание прибора, дБ.

В волноводных каналах можно применить отсчетные поляризационные аттенюаторы. В этом случае отпадает необходимость предварительной аттестации.

Погрешность измерения ослабления расширенных пределах складывается из погрешности используемого вспомогательного аттенюатора и собственной погрешности используемого ПИКО. При измерениях

значений ослабления —45 дБ и ниже для уменьшения шумовой дорожки желательно работать в режиме следящего отсчета при уменьшенной скорости перестройки частоты ГКЧ.

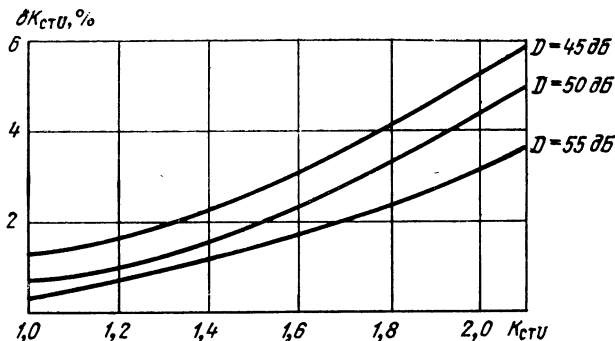


Рис. 6.3. Зависимости погрешности КСВ для различных величин направленности НО отраженной волны.

Способ расширения пределов измерения ослаблений можно использовать и для измерения малых величин коэффициентов отражения, если вместо направленного ответвителя *НО1* использовать специальный направленный ответвитель с направленностью 50 дБ.

Измеряемая величина коэффициента отражения определяется как

$$\Gamma_x = 10^{-(A_k + A_n)/10}, \quad (6.24)$$

где A_k — ослабление вспомогательного аттенюатора, A_n — показание прибора.

Благодаря измерителю отношения устраняется остаточная частотная и временная нестабильности. При высоких коэффициентах направленности ответвителя отраженной волны прибор становится прецизионным инструментом для измерения КСВ. На рис. 6.3 приведены зависимости погрешности измерения для

установок на базе приборов Р2-33 ... Р2-45 при условии номинальных значений присоединительных размеров. Графики рассчитаны для неидентичности каналов $\pm 0,2$ дБ и КСВ входов ответвителей 1,05 для доверительной вероятности 0,997. При измерении в частоте калибровки погрешности можно снизить для $k_{стV} = 2,0$ на $2,5\%$.

6.2. ИЗМЕРЕНИЕ АМПЛИТУДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Наряду с частотными параметрами часто необходимо иметь амплитудные характеристики элементов и узлов как в области низких частот, так и на СВЧ, снятие которых требует значительных затрат времени. По общепринятой методике измерения производят по точкам, устанавливая определенный уровень сигнала на входе испытуемого устройства и, измеряя величину выходного сигнала, расчетным путем определяют коэффициент передачи и строят график. Погрешность измерения и нестабильность сигналов приводят к погрешностям измерений амплитудной характеристики. На СВЧ измерять вообще трудно из-за сложности измерения абсолютных величин мощности.

При использовании измерителей отношения процесс измерения амплитудных характеристик можно автоматизировать. В качестве примера рассмотрим структурную схему амплитудного характериографа (рис. 6.4). Напряжение источника сигнала электрически управляемым аттенуатором регулируют по пилообразному закону в требуемом динамическом диапазоне. Входной и выходной сигналы исследуемого

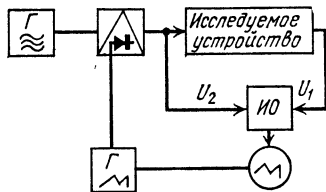


Рис 6.4. Амплитудный характериограф.

устройства поступают на входы измерителя отношения, выход которого соединен с осциллографом или двухкоординатным самопишущим прибором. Нетрудно показать, что коэффициент передачи исследуемого четырехполюсника $k(U_{вх})$ не зависит от закона изменения входного сигнала и от его абсолютных значений.

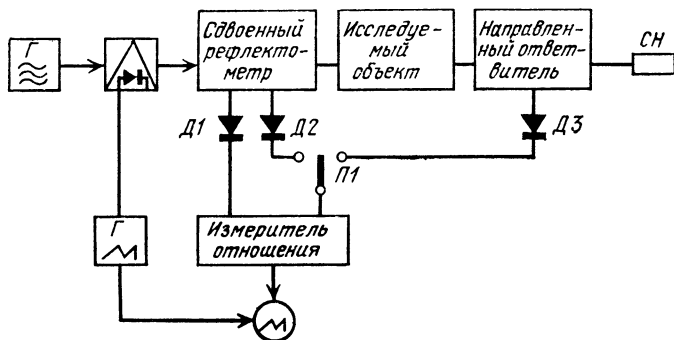


Рис. 6.5. Амплитудный СВЧ характериограф.

Такие устройства можно применять для автоматической отбраковки и отбора НЧ и ВЧ усилителей по коэффициенту нелинейных искажений, проверки линейности аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователей, исследованиях радиотехнических материалов и т. п.

На СВЧ амплитудные характериографы (рис. 6.5) позволяют автоматизировать трудоемкие измерения амплитудных характеристик, коэффициентов передачи и коэффициентов отражения усилителей, смесителей, умножителей.

Мощность в измерительном тракте регулируется $p-i-n$ аттенюатором, ослабление которого изменяется в соответствии с пилообразным напряжением и поступает через сдвоенный рефлектометр на вход исследуе-

мого объекта. Выход исследуемого объекта через направленный ответвитель, ориентированный на отбор проходящей мощности, нагружен на согласованную нагрузку. Напряжение на выходе детектора $D1$, пропорциональное падающей на объект мощности, поступает на измеритель отношения в качестве сигнала делителя. Напряжения на выходе детекторов $D2$ и $D3$ соответственно пропорциональны отраженной от входа устройства и проходящей мощностям и в измеритель отношения передаются при помощи переключателя $П1$. Выходное напряжение измерителя отношения, пропорциональное либо коэффициенту отражения от входа, либо коэффициенту передачи исследуемого объекта, индицируется осциллоскопом или записывается двухкоординатным самопишущим прибором, развертка которого по оси времени обеспечивается пилообразным напряжением, синхронно с управлением СВЧ мощности, подаваемой на объект. Для увеличения чувствительности при работе с узкополосными измерителями отношения СВЧ мощность в тракте модулируется по амплитуде. В качестве детекторов СВЧ можно применять детекторные головки с кристаллическими СВЧ детекторами и болометры. Кристаллические СВЧ детекторы имеют высокую чувствительность, но ограниченный квадратичный участок детектирования. Болометрические головки, выходной сигнал которых строго пропорционален подаваемой мощности, обеспечивают широкий динамический диапазон, но имеют низкое быстродействие, в связи с чем возможна работа только при низких частотах модуляции СВЧ мощности. Это ограничивает общее быстродействие. Практически достижимый непрерывный динамический диапазон (20 ... 25) дБ, достаточный в большинстве случаев, обеспечивается и кристаллическими СВЧ детекторами. Динамический диапазон входных мощностей ограничивается также и измерителем отношения.

Погрешность измерения амплитудных характеристик складывается из погрешности измерения отношения и отклонения характеристик детектирования от квадратического закона. Если измеряются характеристики узкополосных устройств, при нестабильной частоте источника СВЧ мощности может появиться частотная погрешность. Интерференционные явления в СВЧ тракте при постоянных отражениях со входов измеряемого объекта дают постоянные отклонения выходного напряжения и не искажают амплитудной характеристики. Их учитывают только в том случае, когда входные импедансы исследуемого объекта резко зависят от подводимой мощности. Реальные величины погрешностей измерения зависимости коэффициента передачи от уровня мощности лежат в пределах 0,3 ... 0,5 дБ.

При измерении зависимости коэффициента отражения от уровня мощности на вход делителя подают сигнал с детектора D_2 , пропорциональный отраженной мощности. Коэффициент отражения измеряют общеизвестной схемой рефлектометра. Для определения только характера зависимости коэффициента отражения от уровня мощности в принципе не требуется высокой направленности. Она влияет только на разрешающую способность установки.

Амплитудный СВЧ характериограф (рис. 6.5) состоит из типовых блоков и СВЧ узлов, применяемых в панорамных измерителях КСВ и ослабления. Если сравнить комбинированную схему ПИКО и схему амплитудного СВЧ характериографа, то для второго дополнительно требуются $p-i-n$ аттенюатор и генератор пилообразного напряжения. Благодаря широкому динамическому диапазону АРМ генераторов качающейся частоты, примененных в приборах Р2-33 ... Р2-45, можно обойтись и без дополнительного $p-i-n$ аттенюатора, используя для периодического изменения мощности собственную систему АРМ ГКЧ. Более того,

на базе упомянутых приборов при использовании низкочастотного управляемого усилителя и источника пилообразного напряжения (рис. 6.6) можно обеспечить наблюдение амплитудных характеристик измеряемых объектов в панораме.

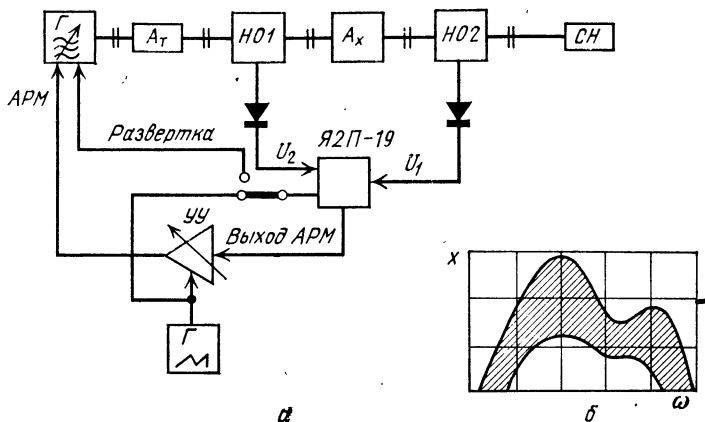


Рис. 6.6. Схема панорамного амплитудного характериографа (а), амплитудно-частотные характеристики его (б).

Рассмотрим схему для измерения переходного ослабления. Если испытывается усилитель, на его выходе необходимо включить ослабитель для компенсации коэффициента усиления. После предварительной калибровки на экране индикатора высвечивается частотная зависимость коэффициента передачи. Для обеспечения изменения мощности ГЧЧ между выходом сигнала падающей волны в индикаторе и входом системы АРМ включается усилитель с электрически управляемым коэффициентом усиления. Это может быть управляемый делитель на полевом транзисторе или резонансный транзисторный каскад с переменным смещением, настроенный на частоту 100 кГц.

Выходная мощность ГКЧ при работе АРМ равна

$$P_{\text{вых}} = k_{\text{ат}} E_0 / C_1 k_{\text{д1}} k_1 k_y k_{\text{АРУ}}, \quad (6.25)$$

где $k_{\text{ат}}$ — коэффициент передачи СВЧ развязывающего аттенюатора, C_1 и $k_{\text{д1}}$ — переходное ослабление НО1 и коэффициент передачи детекторной головки падающей мощности, k_1 — коэффициент усиления прибора Я2Р-19 между входом и выходом для АРМ, k_y — коэффициент передачи управляемого усилителя, $k_{\text{АРУ}}$ — коэффициент усиления системы АРМ до схемы сравнения, E_0 — опорное напряжение системы АРМ.

Изменяя усиление k_y , можно регулировать выходную мощность. Рост усиления вызывает снижение мощности в тракте. Калибровка прибора осуществляется при уровне напряжения U_2 в 2 ... 3 мВ. Для измерения амплитудных характеристик ГКЧ переводят в режим ручной перестройки частоты. Напряжением, приложенным к управляемому усилителю от ГПН устанавливают напряжения, обеспечивающие требуемые пределы изменения выходной мощности. В режиме калибровки, когда измеряемый объект не подключен, мощность можно контролировать мостом СВЧ, подключаемым вместо согласованной нагрузки, и шкалой напряжений U_2 индикатора. Минимальное и максимальное значения напряжения, подаваемого на управляемый усилитель, устанавливаются в генераторе пилообразного напряжения, частота повторения которого должна быть ниже частоты перестройки ГКЧ в несколько десятков раз. После этого проверяют калибровку в динамике. Если выходные напряжения в канале падающей волны, индицируемые по шкале индикатора, находятся в пределах 0,03 ... 6 мВ, калибровка должна сохраняться. Отклонения линии калибровки на экране ЭЛТ могут быть вызваны неквадратичностью характеристики СВЧ детекторов. Для устранения этого явления необходимо подобрать

пару детекторов, дающую наименьшее отклонение от уровня калибровки.

После калибровки включается режим перестройки частоты и установка готова к проведению измерений. Если коэффициент передачи измеряемого объекта не зависит от уровня мощности, на экране вычерчивается только одна кривая АЧХ. В противном случае индицируется полоса, как показано на рис. 6.6,б. Аналогичные явления наблюдают при измерении КСВ входа или параметров двухполюсников. При указанных входных напряжениях в канале падающей волны мощность приблизительно изменяется в пределах $10^{-5} \dots 3 \cdot 10^{-3}$ Вт.

Для измерений при меньших уровнях мощности необходимо сигналы на входы Я2Р-19 подавать через малошумящие усилительные каскады. Для измерения при больших мощностях в тракте следует использовать усилители мощности ГКЧ, а чтобы не выводить детекторы из квадратичной зоны, между ответвителями и детекторными головками надо включить ослабители. Направленные ответвители приборов Р2-33 ... Р2-45 допускают мощности в первичных трактах до 10 Вт.

При автоматическом изменении коэффициента передачи АРМ на некоторых уровнях может появиться генерация в системе стабилизации. Для ее устранения необходимо уменьшить общее усиление в цепи АРМ.

6.3. ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ КАК ИНДИКАТОРЫ В ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ЛИНИИ

Измерение с помощью измерительных линий (ИЛ) — более трудоемкий процесс по сравнению с измерением панорамными измерительными приборами. Тем не менее измерительные линии пока не уступают своих позиций, особенно когда речь идет об измерениях высшей точности. При этом определенную роль

играют традиции, но объективным является тот факт, что широкая полоса пропускания ИЛ с малым собственным КСВ обеспечивается конструктивно и технологически проще, чем рефлектометров с использованием направленных ответвителей.

Параметры СВЧ цепей измеряют при помощи ИЛ по одноканальной схеме, в связи с чем суммируемые на зонде изменения мощности приводят к существенным погрешностям, особенно при измерении малых КСВ. Это вызывает необходимость непрерывного контроля мощности сигнала, что в какой-то мере возможно при измерениях в отдельных частотных точках. Но когда измерительная линия используется в режиме измерения с качанием частоты [84], ручная регулировка и поддержание мощности становятся в принципе невозможными.

Если незначительно усложнить измерительную схему и применить вместо измерительных усилителей в качестве индикатора ИЛ измеритель отношения (рис. 6.7), можно исключить постоянный контроль выходной мощности генератора и дополнительные калибровки при перестройке частоты. Измерения КСВ и фазы в этом случае значительно облегчаются.

Между генератором и входом измерительной линии ИЛ включают направленный ответвитель, ориентированный для отбора падающей мощности. Сигнал, снимаемый с детекторной головки $Д1$, подается в канал делителя, а сигнал с зонда ИЛ — в канал делимого измерителя отношения. Изменения мощности генератора теперь автоматически компенсируются работой измерителя отношения. При калибровке измерительную линию нагружают на хорошо согласованную нагрузку и снимают частотную характеристику. После этого в каждой частотной точке производят измерения общепринятым методом.

Особенно полезно использовать измеритель отношения при измерении малых величин КСВ. Так, если

измеряют КСВ, равный 1,03, максимум и минимум различается всего на 3%. Влияние изменения мощности и вариация отсчета могут превысить погрешность, определяемую собственным КСВ линии. Точность измерений можно значительно увеличить, применяя в качестве индикатора измеритель отношения близких

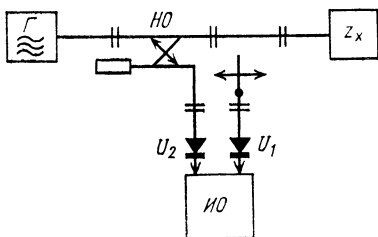


Рис. 6.7. Схема измерения КСВ при помощи измерительной линии с направленным ответвителем.

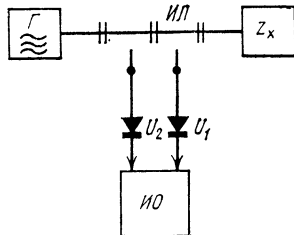


Рис. 6.8. Схема измерения КСВ с двумя зондовыми головками.

по величине напряжений, который с одной стороны исключает влияние изменений мощности СВЧ генератора, с другой благодаря высокой разрешающей способности резко снижает погрешности определения максимума и минимума.

Недостатком схемы с направленным ответвителем является значительная частотная зависимость, что затрудняет измерение в полосе частот. Схема с двумя зондовыми головками (рис. 6.8) обладает большей полосой рабочих частот.

Вместо направленного ответвителя включают секцию с неподвижным зондом и детектором СВЧ для контроля мощности в тракте. Если обе зондовые головки идентичны (имеются в виду ненастраиваемые детекторные секции), после первоначальной настройки уровень калибровки сохраняется в полосе частот. Если генератор СВЧ заменить на ГКЧ, а на выходе

измерителя отношения включить двухкоординатный самописец и ступенчато перемещать каретку зонда измерительной линии, можно автоматизировать измерения КСВ. Результат измерения индицируется в виде полосы. По оси абсцисс экрана отложена частота, по оси ординат — минимальные и максимальные значения сигнала, отношение которых определяет КСВ.

Применение измерителя отношения улучшает также согласование генератора СВЧ с измерительной цепью [86] благодаря снижению его эквивалентного коэффициента отражения. Это также уменьшает погрешности измерений.

При всех измерениях обязательным условием является работа детекторов на квадратическом участке характеристики детектирования. Если изменение мощности таково, что детекторы выводятся из квадратического режима детектирования, то вместо уменьшения погрешностей измерения можно получить обратный эффект. Действительно, если пренебречь интерференцией и считать, что при малых сигналах детектор работает в квадратичном режиме детектирования, два замера дадут

$$U'_3 = [E_0 k_3 (1 + |\Gamma_x|)]^{(2-\Delta n)}, \quad U''_3 = [E_0 k_3 (1 - |\Gamma_x|)]^2, \quad (6.26)$$

где E_0 — напряженность падающей волны, k_3 — коэффициент передачи зондовой головки, Γ_x — коэффициент отражения измеряемого объекта, Δn — изменение степени характеристики детектирования.

С учетом этого относительная погрешность КСВ

$$\delta_k = [E_0 k_3 (1 + |\Gamma_x|)]^{-\Delta n/2} - 1 \quad (6.27)$$

зависит как от E_0 , так и от измеряемой величины коэффициента отражения. Во избежание погрешности перед измерением необходимо выявить пределы изменения мощности генератора СВЧ, после чего в режи-

ме калибровки установить такой уровень мощности, при котором оба детектора работают заведомо в квадратичном режиме детектирования. Для этого калибруют измеритель отношения при среднем уровне мощности СВЧ, постепенно повышая мощность сигнала. Уход калибровки будет свидетельствовать о нарушении квадратичного режима детектирования. Несколько ниже этой точки будет находиться допустимый максимальный уровень мощности в тракте.

6.4. НАСТРОЙКА И ПРОВЕРКА ТРАКТОВ И УЗЛОВ НА ИДЕНТИЧНОСТЬ

В различных областях радиоэлектроники как на радиочастотах, так и на СВЧ часто необходимо применять узлы и тракты с идентичными амплитудно-частотными, либо амплитудными характеристиками, причем от степени их согласования зачастую зависят основные выходные параметры аппаратуры. В то же время настройка узлов и элементов схем на идентичность даже с применением панорамных измерительных приборов крайне трудоемка, особенно если идентичность требуется обеспечить в динамическом диапазоне. В процессе настройки на экране ЭЛТ вычерчивается желаемая характеристика узла, после чего методом постоянных приближений подстраивают характеристику настраиваемого узла до совпадения с заданной. Недостатком такого способа настройки является то, что при изменении усиления или скорости развертки характеристика, наблюдаемая на экране ЭЛТ, искажается и высокой степени согласования характеристик достигнуть не удается.

При более современном способе настройки по АЧХ [87] используется двухканальный индикатор, на котором одновременно индицируется АЧХ эталонного четырехполюсника, включенного в один канал, и АЧХ настраиваемого четырехполюсника. В этом случае

снижается влияние нелинейности воспроизведения характеристик и исключаются искажения за счет изменения усиления и длительности развертки. Идеально идентичные характеристики должны полностью накладываться друг на друга.

Недостатком этого способа является сравнительно малая разрешающая способность, особенно на крутых участках характеристик, и изменение масштаба исследуемой

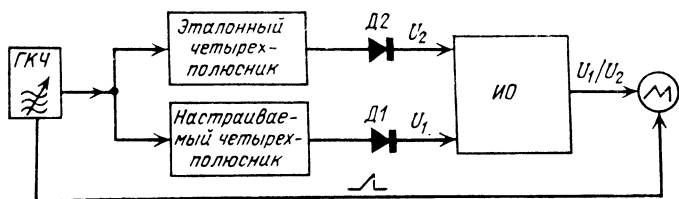


Рис. 6.9. Схема настройки АЧХ четырехполюсников на идентичность.

дуемой АЧХ из-за величины входного сигнала. Четырехполюсники можно более точно настроить на идентичность АЧХ по схеме, показанной на рис. 6.9. Сигнал ГКЧ поступает одновременно на эталонный и настраиваемый четырехполюсник, выходные сигналы которых после детектирования подают на входы измерителя отношения. Отношение сигналов индицируется на осциллографе, развертка которого осуществляется синхронно с перестройкой частоты в ГКЧ. Измеритель отношения должен иметь достаточный динамический диапазон и быстродействие. Перед измерением производят калибровку, для чего оба детектора подсоединяют к выходу эталонного четырехполюсника. При идентичных частотных и амплитудных характеристиках детекторов на экране осциллографа должна прочерчиваться прямая горизонтальная линия, отклонение которой по оси Y соответствует отношению, равному

единице. При включении настраиваемого четырехполюсника в канал U_1 кривая на экране соответствует отклонению АЧХ настраиваемого четырехполюсника от эталонного в установленной полосе частот. Достоинством данного способа является не только возможность качественной настройки, но и то, что отклонения настраиваемой АЧХ можно точно измерить на каждой частоте. Таким образом можно оценить количественно несовпадение АЧХ.

Для настройки четырехполюсника и определения степени идентичности АЧХ в диапазоне СВЧ, где существенную роль играет согласование сопротивлений, должна использоваться другая схема, приведенная на рис. 6.10. Для исключения влияния входов

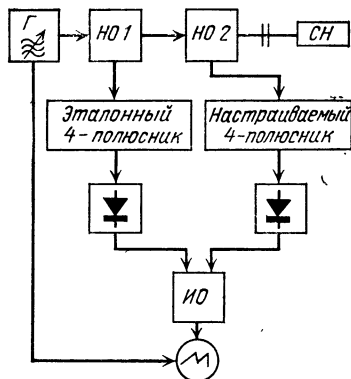


Рис. 6.10. Схема настройки СВЧ четырехполюсников.

на эталонный и настраиваемый четырехполюсники подается СВЧ мощность со вторичных каналов направленных ответвителей $HO1$ и $HO2$, ориентированных на отбор падающей мощности. Выходы четырехполюсников нагружаются согласованными детекторными головками. Такое включение четырехполюсников обеспечивает их работу при малых уровнях мощности, что является важным для активных цепей.

Калибровку этой схемы осуществляют исключая оба четырехполюсника. Схему можно непосредственно реализовать в панорамных измерителях КСВ и ослабления, применяемых для 50- и 75-омных коаксиальных каналов Р2-33 ... Р2-38. Динамический диапазон

в этом случае составляет около 20 дБ при уровне СВЧ мощности, поступающей на четырехполосник, 10^{-6} Вт, при настройке усилителей он может быть ниже на величину коэффициента усиления.

Аналогично можно построить схемы для проверки и отбора элементов по амплитудным характеристикам (рис. 6.11), только в качестве переменного параметра

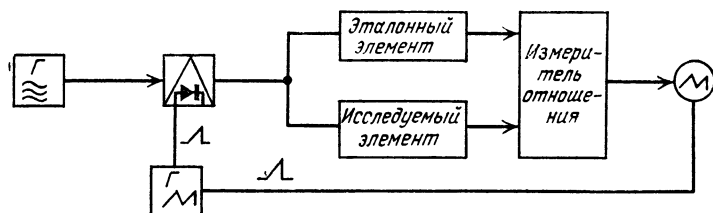


Рис. 6.11. Схема амплитудного идентификатора.

должна выступать амплитуда. Если характеристики сравниваемых элементов идентичны, на экране ЭЛТ будет ровная горизонтальная линия.

В зависимости от вида испытательного сигнала можно обеспечить проверку и отбор по амплитудным характеристикам весьма различных радиотехнических элементов: усилителей, преобразователей, смесительных и детекторных диодов и др. В схеме для измерения неквадратичности характеристик детектирования СВЧ детекторов (рис. 6.12) в качестве опорного элемента используется болометр, имеющий заведомо линейную зависимость выходного напряжения от подаваемой мощности. Болометрическая головка и детекторная головка с помещенным в ней исследуемым кристаллическим детектором подключается к выходам вторичных каналов направленных ответвителей *HO1* и *HO2*. Выходные напряжения поступают на входы

измерителя отношения и их отношение индицируется на осциллоскопе.

При одинаковых величинах переходного ослабления направленных ответвителей отношение пропорционально величине

$$r = k_d E_0^{(n-2)} / k_b, \quad (6.28)$$

где k_d , k_b — коэффициенты передачи детекторной и болометрической головок, E_0 — напряженность СВЧ сигнала на входах головок, n — степень характеристики

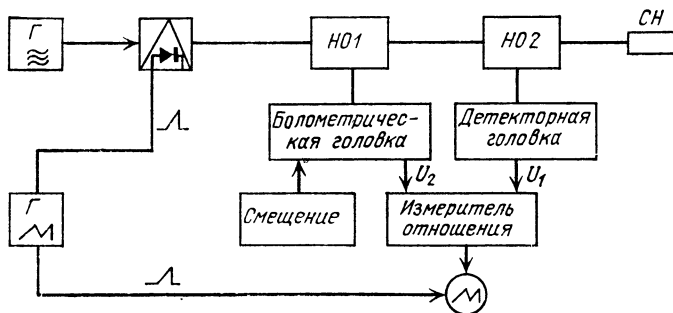


Рис. 6.12. Схема для измерения неквадратичности характеристик детектирования СВЧ детекторов.

ки детектирования кристаллического детектора. При квадратичной характеристике отношение не зависит от E_0 и равно отношению коэффициентов передачи.

Заменив болометрическую головку детекторной с кристаллическим СВЧ детектором, параметры которого заведомо известны, можно отбраковывать СВЧ детекторы по чувствительности и виду амплитудной характеристики. Подобным образом можно подбирать пары смесительных диодов. Применяя датчики-преобразователи, с помощью этого принципа можно

также подбирать пары варакторов и варикапов с весьма высокой точностью.

Применение цифровой техники позволяет по этому принципу создавать автоматические установки для проверки элементов и регистрации их параметров.

6.5. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИАЧХ

В практике радиоизмерений для определения амплитудно-частотных характеристик широко используют сравнительно простые и дешевые приборы (ИАЧХ) [87], в которых конструктивно объединены генераторы качающейся частоты и чувствительный осциллоскоп постоянного тока. Для отсчета частоты предусматривается сетка кварцованных частот. Существуют два способа определения амплитуды. Ее можно просто отсчитывать по шкале на экране. Кроме того, для повышения точности измерения можно использовать калиброванный аттенюатор. Динамический диапазон некоторых ИАЧХ расширен до 70 80 дБ с помощью логарифмического усилителя (приборы типа XI-36, XI-39 выпускаются со встроенным или внешним логарифмическим усилителем).

Высокие эксплуатационные качества: малый вес, габариты, простота обращения — предопределили популярность ИАЧХ, используемых при настройке и отработке фильтров и усилителей каналов радиоприемников и усилителей. Из-за особенностей схемы ИАЧХ эти приборы следует применять только для измерения АЧХ четырехполюсников, частотная характеристика которых формируется внутренними цепями при мало зависящих от частоты входных импедансах. Изменение входного импеданса исследуемых четырехполюсников приводит к существенным погрешностям измерения их АЧХ, поэтому для их измерения следует вводить буферные цепи.

Рассмотрим этот вопрос подробнее. Благодаря действию схемы автоматического регулирования ампли-

туды (АРА) напряжение генератора в точке A поддерживается постоянным (рис. 6.13,а). Таким образом, схему рис. 6.13,а можно представить эквивалентом рис. 6.13,б, заменив генератор со схемой АРА

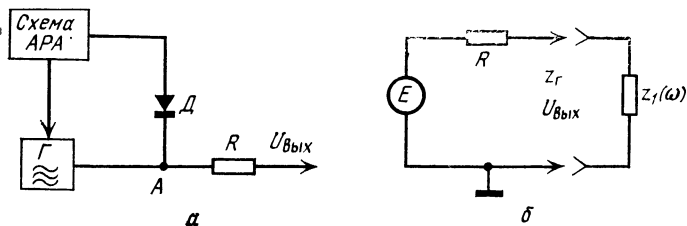


Рис. 6.13. Генератор со стабилизацией амплитуды:
а — схема АРА; б — эквивалентная схема генератора.

в точке A эквивалентным источником напряжения E с малым выходным сопротивлением. Величина резистора R выбирается такой, чтобы во избежание интерференции выходное сопротивление ГКЧ было равно волновому в измерительной цепи (рис. 6.13,б).

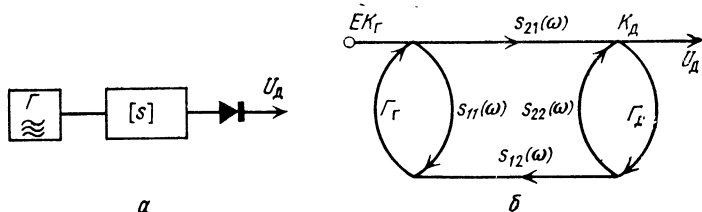


Рис. 6.14. Схема измерения АЧХ четырехполюсников (а) и ее граф (б).

Коэффициент передачи напряжения от генератора к четырехполюснику определяется из выражения

$$k_{\Gamma} = Z_1(\omega) / [Z_{\Gamma} + Z_1(\omega)], \quad (6.29)$$

где $Z_1(\omega)$ и Z_{Γ} — входной импеданс четырехполюсника и выходной импеданс генератора.

Коэффициент отражения входа четырехполюсника равен $s_{11}(\omega) = [Z_1(\omega) - Z_0] / [Z_1(\omega) + Z_0]$, а $\Gamma_r = (Z_r - Z_0) / (Z_r + Z_0)$, где Z_0 — волновое сопротивление нормированного тракта. Коэффициент передачи можно выразить через коэффициенты отражения:

$$k_r = [1 + s_{11}(\omega)](1 - \Gamma_r) / 2[1 - \Gamma_r s_{11}(\omega)]. \quad (6.30)$$

Из этих выражений следует, что коэффициент передачи напряжения от генератора к четырехполюснику зависит от коэффициента отражения входа четырехполюсника. При нагрузке генератора, равной волновому сопротивлению, и при отсутствии отражений, $k_r = 0,5$.

Из сигнального графа измерительной схемы (рис. 6.14) следует

$$U_d = \frac{E k_r s_{21}(\omega) k_d}{1 - \Gamma_r s_{11}(\omega) - \Gamma_d s_{22}(\omega) - \Gamma_r \Gamma_d s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) + \Gamma_r \Gamma_d s_{11}(\omega) s_{22}(\omega)}$$

или с учетом (6.30)

$$U_d = E k_d s_{21}(\omega) \frac{[1 + s_{11}(\omega)](1 - \Gamma_r)}{2[1 - \Gamma_r s_{11}(\omega)]} \times \frac{1}{1 - \Gamma_r s_{11}(\omega) - \Gamma_d s_{22}(\omega) - \Gamma_r \Gamma_d s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) + \Gamma_r \Gamma_d s_{11}(\omega) s_{22}(\omega)}. \quad (6.31)$$

При калибровке сигнал с выхода генератора подается непосредственно на детекторную головку, при этом $U_k = E k_d k_{2k}$, где по аналогии с (6.30)

$$k_{2k} = (1 + \Gamma_d)(1 - \Gamma_r) / 2[1 - \Gamma_r \Gamma_d]. \quad (6.32)$$

При измерениях АЧХ преследуют две цели: измерение относительной АЧХ и измерение абсолютной величины коэффициента передачи. Погрешность измерения рассмотрим для каждого случая.

При неизменных величинах Γ_d и Γ_r величина U_k постоянна. Относительная АЧХ будет измерена без искажений, если s_{11} и s_{22} четырехполюсника будут равны нулю либо постоянны в полосе частот (6.31).

В этом случае, когда s_{11} и s_{22} зависят от частоты, наблюдаемая на экране ИАЧХ частотная характеристика формируется с участием входных импедансов. При включении такого узла в тракт с другим волновым сопротивлением, АЧХ будет значительно искажена, что непосредственно следует из (6.31). В связи с этим АЧХ фильтров и других цепей, входные импедансы которых зависят от частоты, следует измерять приборами ИАЧХ только вместе с эквивалентом схемы.

Измерять абсолютные величины коэффициентов передачи приборами ИАЧХ можно только при условии согласования всех соединений в измерительной схеме. После установки определенного уровня калировки $A = aU_k = ak_d(1 + \Gamma_d)(1 - \Gamma_r)/2[1 - \Gamma_r\Gamma_d]$, откуда

$$a = A2[1 - \Gamma_r\Gamma_d]/Ek_d(1 + \Gamma_d)(1 - \Gamma_r), \quad (6.33)$$

индицируемая на экране величина коэффициента передачи равна

$$A_x = aU_d = \frac{A(1 - \Gamma_r\Gamma_d)}{1 + \Gamma_d} s_{21}(\omega) \frac{1 + s_{11}(\omega)}{1 - \Gamma_r s_{11}(\omega)} \times \\ \times \frac{1}{1 - \Gamma_r s_{11}(\omega) - \Gamma_d s_{22}(\omega) - \Gamma_r\Gamma_d s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) + \Gamma_r\Gamma_d s_{11}(\omega) s_{22}(\omega)}, \quad (6.34)$$

откуда и следует сказанное.

Из (6.34) видно, что если даже обеспечить в схеме равенство Γ_r и Γ_d нулю, этого будет недостаточно для устранения зависимости индицируемой величины от входного импеданса: $A_{x0} = A[1 + s_{11}(\omega)]s_{21}(\omega)$. Применение измерителя отношения (рис. 6.15,а) позволяет исключить данный эффект, расширяя возможности при-

боров ИАЧХ. Непосредственно из графа на рис. 6.15,б можно записать

$$U_2 \approx \frac{k_r E \{ k_{\text{дп}} (1 + \Gamma_{\text{дп}}) s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) \Gamma_{\text{д}} + k_{\text{дп}} [1 - \Gamma_{\text{дп}} s_{11}(\omega) - \Gamma_{\text{д}} s_{22}(\omega) - \Gamma_{\text{дп}} s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) \Gamma_{\text{д}}] \}}{1 + \sum_n (-1)^n \sum_k L^{(n)}_k}$$

и

$$U_1 = \frac{k_r E (1 + \Gamma_{\text{дп}}) s_{21}(\omega) k_{\text{д}}}{1 + \sum_n (-1)^n \sum_k L^{(n)}_k}$$

где $L^{(n)}_k$ — передачи k -го контура n -го порядка, $\Gamma_{\text{дп}}$ — коэффициент отражения проходной головки, $k_{\text{дп}}$ — ее коэффициент передачи.

Отсюда

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{s_{21}(\omega) (1 + \Gamma_{\text{дп}}) k_{\text{д}}}{k_{\text{дп}} \{ 1 - \Gamma_{\text{дп}} [s_{11}(\omega) + s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) \Gamma_{\text{д}}] - \Gamma_{\text{д}} s_{22}(\omega) + (1 + \Gamma_{\text{дп}}) s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) \Gamma_{\text{д}} \}} \quad (6.35)$$

При условии, что детекторные головки согласованы и имеют равные коэффициенты передачи, отношение равно

$$U_1/U_2 = s_{21}(\omega). \quad (6.36)$$

Выражение (6.36) определяет коэффициент передачи независимо от выходных импедансов измеряемого четырехполюсника.

Для реальных детекторных головок погрешность измерения абсолютных величин коэффициента передачи, пренебрегая малыми величинами высших порядков, можно выразить:

$$\delta A_x \approx \delta_{\text{дд}} + \Gamma_{\text{дп}} [1 + s_{11}(\omega)] + \Gamma_{\text{д}} s_{22}(\omega) + s_{12}(\omega) s_{21}(\omega) \Gamma_{\text{д}}. \quad (6.37)$$

Для усилительных устройств, где $s_{12}(\omega) \approx 0$, а также для цепей с ослаблением, где $s_{12}(\omega)s_{21}(\omega) \approx 0$, погрешность равна

$$\delta' A_x = \delta_{кд} + \Gamma_{дп}[1 + s_{11}(\omega)] + \Gamma_{д}s_{22}(\omega). \quad (6.38)$$

В (6.37) и (6.38) $\delta_{кд}$ равно

$$\delta_{кд} = k_{д}/k_{дп} - 1.$$

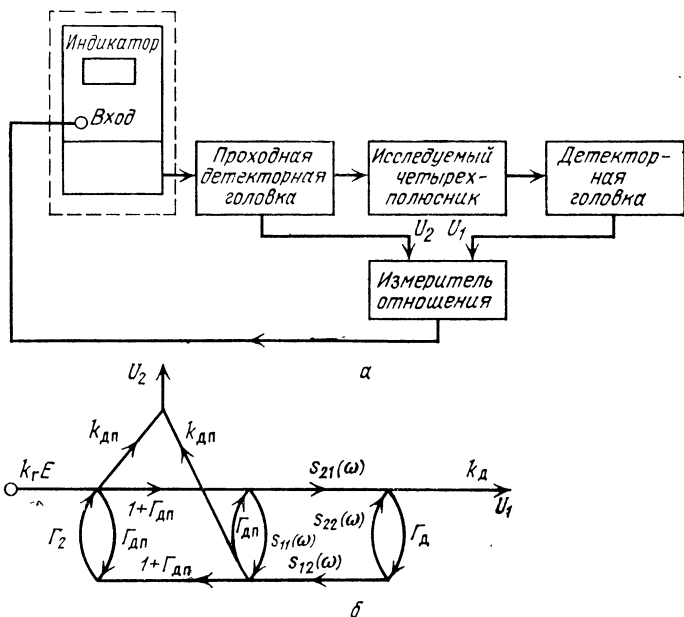


Рис. 6.15. ИАЧХ с измерителем отношения (а) и упрощенный граф его (б).

Введение измерителя отношения в схему ИАЧХ эквивалентно поддержанию постоянного уровня сигнала на входе исследуемого четырехполюсника, что исключает требование согласования его входов.

6.6. УСТРОЙСТВА ДОПУСКОВОГО КОНТРОЛЯ

В массовом производстве элементов и узлов велики затраты времени и труда на операции контроля и приемки готовых изделий. Автоматизация этих процессов существенно повышает производительность труда. Наряду со сложными информационно-измерительными системами для одновременного специально организованного контроля параметров сложных схем

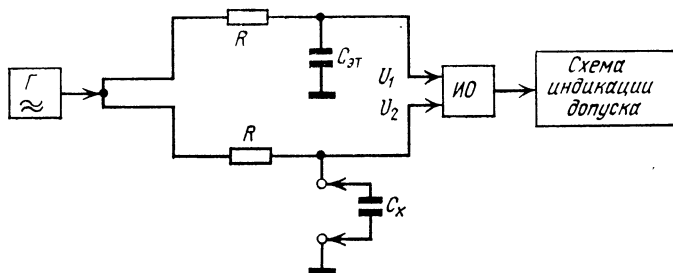


Рис. 6.16. Схема контроля допусков конденсаторов.

необходимы сравнительно простые автоматы, контролирующие небольшое количество параметров. Особенно это касается контроля тех параметров СВЧ узлов, при изменении которых время, непосредственно относящееся к процессу измерения, значительно меньше времени подготовительных операций подключения и проверки контактов в СВЧ соединениях.

Ряд таких измерительных автоматических устройств можно выполнить на базе измерителей отношения. Примером может служить автомат для контроля и разбраковки конденсаторов средней и большой емкости по величине емкости. Использование измерителя отношения близких по величине напряжений в схеме (рис. 6.16) позволяет упростить проверку. Устройство содержит НЧ генератор и две цепи для подключения конденсаторов, сигнал с которых поступает на измери-

тёль отношения. Если емкости равны, отношение равно единице, а выходное напряжение и показания измерителя отношения равны нулю.

Сигнал от цепи с образцовым конденсатором $C_{эт}$ поступает в канал делителя, а сигнал от цепи с проверяемым конденсатором — в канал делителя. Если емкость C_x меньше $C_{эт}$, отношение напряжений мень-

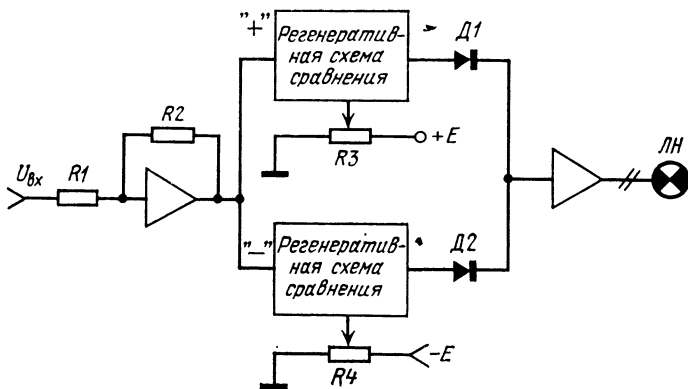


Рис. 6.17. Схема индикации допуска.

ше единицы, и наоборот при $C_x > C_{эт}$. Если измеритель отношения близких по величине напряжений с синхронным детектором на выходе обладает высокой разрешающей способностью, то отклонение емкости C_x преобразовывается в линейно зависящее напряжение со знаком допуска.

Для автоматической сигнализации о выходе C_x за пределы допуска можно использовать схему индикации (рис. 6.17) из двух компараторов уровней. Выходной сигнал измерителя отношения усиливается буферным операционным усилителем и поступает на две диодные регенеративные схемы сравнения. Одна

из них срабатывает при превышении определенного уровня положительного, вторая — отрицательного напряжения. Выходные последовательности импульсов усиливаются выходным усилителем и либо прямо, либо через реле, включают лампочку, сигнализирующую о выходе емкости за пределы допуска.

Такая схема исключает необходимость постоянного контроля напряжения генератора. Заменяя образцовую емкость, можно перейти на контроль конденсаторов других номиналов без перекалибровки. Если на выходе измерителя отношения применить схему индикации допусков на разных уровнях, можно осуществить автоматическое группирование емкостей по классам.

Этот же принцип можно использовать для отбора варикапов по динамическим емкостям. Для этого необходимо предусмотреть источник пилообразного напряжения, управляющего емкостями.

Устройства для контроля параметров отражения и ослабления СВЧ элементов и узлов в диапазоне частот можно построить на базе промышленных приборов Р2-34 ... Р2-45 с добавлением схемы индикации допусков. Для этой цели в индикаторе И2Р-19 предусмотрен специальный разъем, на который выведены контакты, индицирующие по принципу логической единицы положения переключателя пределов измеряемых величин и выдающие выходное напряжение измерителя отношения. Так как выходное напряжение измерителя отношения имеет положительную полярность и в зависимости от измеряемой величины изменяется в пределах от 0 до 1 В, схема индикации допусков должна несколько отличаться от схемы рис. 6.17.

Схема (рис. 6.18) состоит из компаратора с управляемыми пределами и цепи индикации предела измерения. В состав компаратора входят три операционных усилителя ОУ. Два из них работают в качестве

схем сравнения по минимальному и максимальному допускам, которые устанавливаются при помощи потенциометров $R3$ и $R4$, третьей — в качестве буферного. Опорные сигналы поступают на инвертирующие входы $OY2$ и $OY3$. Если выходное напряжение $OY1$ находит-

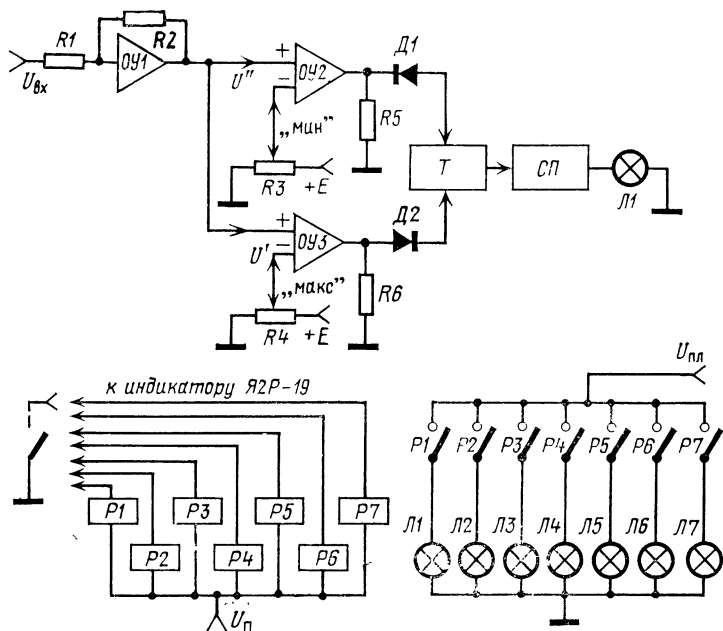


Рис. 6.18. Схема индикации границ допусков.

ся в пределах между уровнями U' и U'' , на выходе $OY2$ будет положительное, а на выходе $OY3$ — отрицательное напряжение. Этими сигналами заперты диоды $D1$ и $D2$. Триггер T находится в исходном положении, при котором лампочка $L1$ не светится. Когда напряжение на входах $OY2$ и $OY3$ выходит за пределы U' и U'' , полярность сигнала меняется и на триггер T

через диод $\bar{D}1$ и $\bar{D}2$ поступает управляющее напряжение. При срабатывании триггера включается питание СП лампочки Л1, сигнализирующей о выходе параметра за установленные пределы.

Индикация предела измерения осуществляется при помощи релейной схемы на реле $P1 \dots P7$, управляемой из индикатора Я2Р-19.

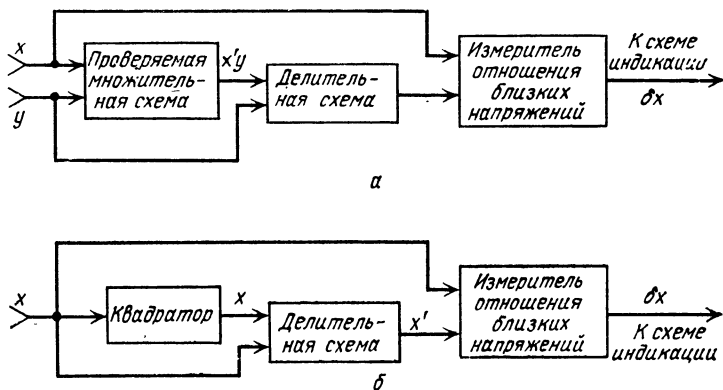


Рис. 6.19. Схемы проверки нелинейных систем:
 а — множительных схем; б — квадраторов.

Благодаря высокой точности сравнения уровней погрешность индикации допусков практически равна основной погрешности измерения панорамных измерителей.

Любую измерительную схему, описанную в § 6.2 и 6.4, можно применить для автоматического контроля при использовании схем индикации допусков рис. 6.17 и рис. 6.18. Применение измерителей отношения позволяет в значительной степени облегчить контроль линейных интегральных схем. Использование измерителей отношения для контроля допусков по коэффициенту усиления или по частотной характеристике ли-

нейных интегральных схем не требует особых пояснений. Более интересным является их применение для автоматизации контроля параметров интегральных множительных схем и квадраторов. Эти схемы находят все более широкое применение в радиоизмерительных приборах и в устройствах встроенного контроля [88]. Но обычными способами проверить их трудно.

Статическую погрешность умножения и динамический диапазон по обоим каналам можно просто проверить на схеме рис. 6.19,а. Аналогична ей схема для проверки погрешности квадратора (рис. 6.19,б). Обе эти схемы реализуют алгоритм обратного преобразования функции перемножения и определения отклонения.

Множительная схема, как и квадратор, не точно воспроизводит функцию $z=xy$, в результате чего возникает погрешность перемножения, которая может быть отнесена к погрешности входных величин. Таким образом, реальная функция эквивалентна $z'=x'y$. Делительная схема в обоих случаях выполняет обратное преобразование: $z'/y=x'$.

Для определения отклонения в динамическом диапазоне используют измеритель отношения близких по величине напряжений, дающий на выходе величину $\delta x = (x' - x)/x$.

Совершенно понятно, что точность выполнения этих операций должна быть в несколько раз выше, чем точность проверяемой схемы.

Круг задач по автоматизации измерений различных объектов, решение которых можно облегчить, применяя измерители отношения, весьма широк. Кроме рассмотренных примеров, измерители отношения используют в светотехнике и акустике [89, 90], антенной технике и других отраслях.

ТАБЛИЦА ПЕРЕВОДА ОТНОШЕНИЙ

дБ	Усиление мощности	Ослабление мощности	Усиление напряжения	Ослабление напряжения
0,1	1,023	0,977	1,011	0,988
0,2	1,047	0,955	1,023	0,977
0,3	1,072	0,933	1,032	0,969
0,4	1,097	0,912	1,047	0,955
0,5	1,122	0,891	1,059	0,944
0,6	1,148	0,871	1,071	0,933
0,7	1,175	0,851	1,087	9,923
0,8	1,202	0,832	1,096	0,911
0,9	1,230	0,813	1,109	0,902
1,0	1,259	0,794	1,122	0,891
1,2	1,318	0,758	1,148	0,871
1,4	1,380	0,724	1,174	0,851
1,6	1,445	0,692	1,202	0,832
1,8	1,514	0,661	1,230	0,812
2,0	1,585	0,631	1,259	0,794
2,2	1,659	0,602	1,288	0,776
2,4	1,733	0,577	1,318	0,759
2,6	1,819	0,549	1,349	0,741
2,8	1,906	0,525	1,380	0,724
3,0	1,995	0,501	1,412	0,708
3,5	2,239	0,447	1,496	0,668
4,0	2,512	0,398	1,585	0,631
4,5	2,818	0,355	1,678	0,596
5,0	3,162	0,316	1,778	0,562
5,5	3,548	0,282	1,884	0,531
6,0	3,981	0,251	1,995	0,501
7,0	5,012	0,199	2,239	0,447
8,0	6,310	0,158	2,512	0,398
9,0	7,943	0,126	2,818	0,355
10,0	10,000	0,1000	3,162	0,316
11,0	12,587	0,0794	3,548	0,282
12,0	15,849	0,0630	3,981	0,251
13,0	19,953	0,0501	4,467	0,224
14,0	25,119	0,0398	5,012	0,199

дБ	Усиление мощности	Ослабление мощности	Усиление мощности	Ослабление напряжения
15,0	31,623	0,0316	5,623	0,177
16,0	39,811	0,0251	6,310	0,158
17,0	50,119	0,0199	7,079	0,141
18,0	63,096	0,0158	7,943	0,126
19,0	79,433	0,0126	8,912	0,112
20,0	100,00	0,01000	10,000	0,100
22,0	158,49	0,00631	12,589	0,0794
24,0	251,19	0,00398	15,849	0,0631
26,0	398,11	0,00251	19,953	0,0501
28,0	630,96	0,00158	25,119	0,0398
30,0	1000,0	0,001000	31,623	0,0316
32,0	1584,9	0,000631	39,811	0,0251
34,0	2511,9	0,000398	50,119	0,0199
36,0	3981,1	0,000251	63,096	0,0158
38,0	6309,6	0,000158	79,433	0,0126
40,0	10^4	10^{-4}	100,00	0,01000
42,0	$1,585 \times 10^4$	$6,31 \times 10^{-5}$	125,89	0,00794
44,0	$2,512 \times 10^4$	$3,981 \times 10^{-5}$	158,49	0,00631
46,0	$3,981 \times 10^4$	$2,512 \times 10^{-5}$	199,53	0,00501
48,0	$6,309 \times 10^4$	$1,585 \times 10^{-5}$	251,19	0,00398
50,0	10^5	10^{-5}	316,23	0,00316
52,0	$1,585 \times 10^5$	$6,31 \times 10^{-6}$	398,11	0,00251
54,0	$2,512 \times 10^5$	$3,981 \times 10^{-6}$	501,19	0,00199
56,0	$3,981 \times 10^5$	$2,512 \times 10^{-6}$	630,98	0,00158
58,0	$6,309 \times 10^5$	$1,585 \times 10^{-6}$	794,33	0,00126
60,0	10^6	10^{-6}	1000,0	0,00100
70,0	10^7	10^{-7}	3162,3	0,000316
80,0	10^8	10^{-8}	10^4	10^{-4}
90,0	10^9	10^{-9}	$3,162 \times 10^4$	$3,162 \times 10^{-5}$
100,0	10^{10}	10^{-10}	10^5	10^{-5}

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фролов А. Д. Теоретические основы конструирования и надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., «Высшая школа», 1970.

2. Соловьев Н. Н. Измерительная техника в проводной связи. Ч. 1. Общие вопросы измерений. М., «Связь», 1968.

3. Гусев В. П. Технология радиоаппаратостроения. М., «Высшая школа», 1972.

4. Kettel E., Schneider W. An accurate analog multiplier and divider. — «Trans. IRE», 1961, v. EC-10, № 2.

5. Pappas N. I. Electronic Ratio Meter. Patent USA № 2, 852, 743, cl. 324—140, 1958.

6. Khan H. L. Multiplication and division using silicon diodes. — «Proc. IEE», 1962, v. 50, № 3.

7. Eisenberg L. Comments on multiplication and division using silicon diodes. — «Proc. IEE», 1963, v. 51, № 5.

8. Richards R. K. Digital computers components and circuits. Van Nostrand, 1958.

9. Коган Б. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М., Физматгиз, 1959.

10. Куликовский Л. Ф., Лихтциндер Б. Я., Волков И. И. Автоматические измерительные приборы с устройствами для выполнения математических операций. М., «Энергия», 1970.

11. Shaefer D. H. A static magnetic transistor analogue divider. — «Trans. AIEE», p. 1. «Electronics and Communications», 1955, № 11.

12. Van Allen R. L. Four quadrant multiplication with transistors and magnetic core. — «Trans. AIEE». p. 1. «Communication and Electronics», 1955, № 11.

13. Корн Г., Корн Т. Электронные моделирующие устройства. Пер. с англ., М., ИЛ, 1955.

14. Голдреев И. Г. Импульсный бесконтактный электронный логометр. Авт. свидетельство № 115992. — «БИ», 1957, № 9.

15. Гик Л. Д. Устройство для измерения отношения двух электрических напряжений. Авт. свидетельство № 131832. — «БИ», 1961, № 4.

16. Гик Л. Д. Устройство для измерения отношения двух переменных напряжений. Авт. свидетельство № 132330. — «БИ», 1961, № 7.

17. Митева В. И. Схема для нахождения отношения двух величин переменного тока. — «Измерительная техника», 1965, № 6.

18. Mc Coll W. A. A AM—FM Electronic analog multiplier. — «Proc. IRE», 1953, v. 41, № 10.

19. Livingston H. N. Voltage ratio measuring apparatus. Patent USA № 2, 790, 146, cl. 324—140, 1957.

20. Johnson R. R. Ratio and productmeter. Patent USA № 2, 806, 994, cl. 324—58, 1957.

21. Scully J. K. Wideband ratiometer. Patent USA № 3, 458, 824, cl. 324—161, 1969.

22. Stoddart H. F. Method and apparatus for measuring the ratio of electric potentials. Patent USA № 2, 988, 206, cl. 324—140, 1961.

23. Бенет К. Нейтронный спектрометр с пропорциональным счетом протонов отдачи и схемой дискриминации фона гамма — излучения. — «Приборы для научных исследований», 1962, № 11.

24. McConnel R. A. Circuit for obtaining the ratio of two voltages. Patent USA № 2, 763, 838, cl. 324—140, 1956.

25. Swan D. R. Long-scale ratio instrument. Patent USA № 2, 798, 200, cl. 324—140, 1957.

26. Donbek E. R., Klenke G. H. Systems for ascertaining one unknown voltage to another. Patent USA № 3, 297, 949, cl. 324—140, 1969.

27. Марков А. А. Метод измерения отношения амплитуд импульсов. — «Приборы и техника эксперимента», 1959, № 1.

28. Зотов Л. В., Попов В. С. Множительные и делительные устройства на подогреваемых сопротивлениях. — «Автоматика и телемеханика», 1962, т. XXIII, № 3.

29. Волков В. М. Функциональные электронные усилители с широким динамическим диапазоном. Киев, «Техника», 1967.

30. Крылов Г. М., Какулин А. С., Панов В. И. Расчет логарифмических усилителей с нелинейными элементами в цепях нагрузки. М., «Энергия», 1969.

31. Гинзбург С. А. Нелинейные цепи и их функциональные характеристики. М., «Госэнергоиздат», 1958.

32. Operational amplifiers applications. — «Electronic Engineering», 1970, v. 29, № 5.

33. Deighton M. O. Analogue pulse arithmetic using logarithmic p-n junction. — «Proc. IEE», 1966, v. EC-34, № 2.

34. Khan H. L. Circuits for measuring the logarithm of the ratio of two quantities. Patent USA № 3, 482, 115, cl. 307—229, 1969.

35. Sels R. L. Ratiometer system utilizing phase comparison technique. Patent USA № 3, 466, 552, 1969.

36. Бальчунайтис А. В. Устройство для деления двух напряжений. Авт. свидетельство № 148591. — «БИ», 1962, № 11.

37. Page R. M. Voltage ratio indicator. Patent USA № 2, 823, 351, cl. 324—58, 1958.

38. Royer J. E. Computing device for computing the logarithm of the ratio of two voltages. Patent USA № 3, 488, 484, cl. 235—197, 1970.

39. Жилинскас Р.—П. П., Мацкус К. П. Устройство для измерения отношения двух переменных напряжений Авт. свидетельство № 155329. — «БИ», 1963, № 12.

40. Вогонкау А. D. An electronic ratio calculator. — «Electronic Engineering», 1959, № 1.

41. Rubin W. L., Kamen S. K. SCAMP — a new ratio computing technique with application to monopulse. — «Microwave J.», 1964, № 12.

42. Gere E. A., Miller S. L. A high speed analog pulse divider. — «Trans. IEEE», 1964, № 6.

43. Ильницкий Л. Я. Моделирование операции деления линейным зарядом емкости. — «Радиотехника», 1962, № 4.

44. Герасименко В. П., Харченко Р. Р. Принципы построения аналоговых логотрических преобразователей. — «Автометрия», 1966, № 6.

45. Hopkinson E. C. Computer ratio circuit for well logging system using unjunction transistor. Patent USA № 3, 387, 145, cl. 307—235, 1968.

46. Рейнберг М. Г., Чернышев В. Н. Полупроводниковый преобразователь напряжения в цифровой код. — В кн.: Цифровая техника и вычислительные устройства. Вып. № 2, Изд-во АН СССР, 1962.

47. Хлистунов В. Н. Основы цифровой электронизмерительной техники и цифровые преобразователи. М.—Л., «Энергия», 1966.

48. Латенко Н. В. Аналоговые множительные устройства. Киев, Гостехиздат УССР, 1963.

49. Scott L. B., Kesis G. H. Logarithmic ratiometer with digital output. Patent USA № 3, 467, 865, cl. 324—140, 1969.

50. Bates J. K. Voltage ratio to time difference translator. Patent USA № 3; 16L·766, cl. 235—195, 1964.

51. Saunderson G. W., Caidecourt V. I., Peterson E. W. Electrical circuit for measuring the ratio of two potentials. Patent USA № 2, 647, 236, cl. 324—140, 1953.

52. Randolph G. C. Voltage ratio device. Patent USA № 2.934.274, cl. 324—140, 1957.

53. Electronic Slide Rule Computes Ratio. — «EDN.». v. 12, № 15.

54. Hole W. Einrichtung zur Messing des Quptienten zweier Wechselfpannungen oder—stromе. Patent BDR, № 958679, cl. 21e; 3610, 1957.

55. Hornic D. F. Ratio measurement apparatus. Patent USA № 2. 896. 765, cl. 324—140, 1959.

56. Clemens P. L. Automatic A. C. Voltage ratio controller. Patent USA № 3, 098, 194, cl. 333—66, 1969.

57. Knobloch W. HF Volumenregler für 40db Regelbereich mit Transistoren. — «Radio Mentor», 1961, № 1.

58. Hughes R. S. Vary gain electronically. — «Electronic Design», 1971, v. 19, № 11.

59. Lide E. N. Ratio Voltmeter. Patent USA № 2, 913, 663, cl. 324—140, 1959.

60. Kalin W. F. Voltage ratio computer. Patent USA № 3, 514, 700, cl. 324—140, 1970.

61. Жилинскас Р.—П. П., Мацкус К. П. Бесконтактный переключатель высокочастотных каналов. Авт. свидетельство № 172401. — «БИ», 1965, № 13.

62. Техническая кибернетика. Теория автоматического регулирования Кн. 1. Под ред. В. В. Солодовникова. М., «Машиностроение», 1967. Авт.: М. А. Айзерман, Г. А. Бендриков, А. А. Воронов и др.

63. Ицхоки Я. С. Импульсные устройства. М., «Сов. радио», 1972.

64. Смирнов Н. А., Смоллов В. Б., Угрюмов Е. П. Время-импульсное множително-делительное устройство на транзисторах. — «Известия вузов СССР. «Приборостроение», 1961, № 6.

65. Петров Б. К., Смоллов В. Б. Прецизионное время-импульсное множително-делительное устройство на транзисторах — «Автоматика и телемеханика», 1965, т. XXVI, № 10.

66. Евланов Ю. Н., Харченко Р. Р. Линейные измерительные преобразователи постоянного напряжения в частоту и длительность импульсов с импульсной обратной связью. — «Автометрия». 1966, № 1.

67. Cremin A. A., Sexton M. C. A tranzistorized ratio amplifier employing the principle of elapsed time computation.— «Electronic Engineering», 1965, № 11.

68. Кузьмичев Г. М., Шляндин В. М. Цифровые автокомпенсаторы прямого уравнивания. М., «Энергия», 1967.

69. Kimiel C., Owen V. Apparatus suitable for indicating voltage ratios. Patent GB, № 1, 129, 961, cl. G. 1 (5A3, AB2, 5M25, 5P19), 1965

70. Куртеев Н. Д., Свет Д. Я. О цифровом измерителе логарифма отношения. — «Известия вузов СССР. Приборостроение», 1961, № 1.

71. Куртеев Н. Д., Свет Д. Я. Исследование погрешностей цифрового измерителя логарифма отношения. — «Известия вузов СССР. Приборостроение», 1961, № 2.

72. Мацкус К. П. Широкодиапазонная делительная схема. — В кн.: Радиоэлектроника. Материалы XXI Республиканской научно-технической конференции, Каунас, МВ и ССО ЛССР, 1971.

73. Левин Б. Р. Теория случайных процессов и ее применение в радиотехнике. М., «Сов. радио», 1957.

74. Новицкий П. В. Основы информационной теории измерительных устройств. Л., «Энергия», 1968

75. Полковский И. М. Стабилизированные усилительные устройства на транзисторах. М.—Л., «Энергия», 1965.

76. Эрглис К. Э., Степаненко И. П. Электронные усилители. М., «Наука», 1964.

77. Stabilized RF Ratio Meter. Application note. — «Microwave J.», 1969, v. 12, № 3.

78. Жилинскас Р.—П. П., Свешникова И. А. Приставка к панорамному индикатору КСВн. Авт. свидетельство № 257560. — «БИ», 1969, № 36.

79. Маграчев З. В. Вольтметры одиночных импульсов. М.—Л., «Энергия», 1967.

80. Шауб Ю. Б. Приборы для измерения отношения амплитуд переменного тока с высокой точностью. — В кн.: Геофизическое приборостроение. Вып. 8, М., Гостехиздат, 1961.

81. Соловьев Н. Н. Основы измерительной техники проводной связи. Ч. 3, М., Госэнергоиздат, 1959.

82. Hill J. J., Miller A. P. A seven-decade adjustable—ratio inductively-coupled voltage divider with 0,1 part per million accuracy. — Proc. IEE», 1962, № 3.

83. Бондаренко И. К., Дейнега Г. А., Маграчев З. В. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов. М., «Сов. радио», 1969.

84. Эли П. Ц. Методы измерений в полосе частот — «ТИИЭР», 1967, т. 55, № 1.

85. Жилинскас Р.—П. П., Буожис С. С. Моделирование погрешностей рефлектометра на ЭВМ методом Монте-Карло. — В кн.: «Труды Всесоюзной конференции по радиотехническим измерениям. Т. 2. Новосибирск, СНИИМ, 1970.

86. Weinschel V. O. Measurement of microwave parameters by the ratio method.— «Microwave J.», 1969, v. 12, № 8.

87. Измерители амплитудно-частотных характеристик и их применение. М., «Связь», 1968, Авт.: П. Ю. Адоменас, Я. А. Аронсон, Е. М. Бирманас, Т. Ю. Улявичус.

88. P e r e r J. H. Testing Analog Multipliers. — «EDN», 1971, v. 16, № 20.

89. Жилинскас Р.—П. П., Яронис Э. П. Использование измерителей отношения для измерения поглощения ультразвука в жидкостях. — «Мокслас ир техника», 1967, № 4.

90. Жилинскас Р.—П. П., Яронис Э. П., Рибикаускас А. С. Метод автоматического измерения поглощения ультразвука в биологических исследованиях. — В кн.: Развитие физиологического приборостроения для научных исследований в биологии и медицине. Труды II Всесоюзного научно-технического семинара. М., АН СССР, 1968.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

- Анализатор** цепей 7051/8000
222, 224
- Аттенюаторы** управляемые на диодах 104—105
- Быстродействие** измерителя отношения 20, 163
- Деление** амплитуд сигналов одной частоты 53—54
- Делитель:**
на оптроне 107, 111
напряжений импульсный 111—112
термокомпенсированный 106, 111
управляемый на полевом транзисторе 105—106, 111
электрохимический 12
- Делительная схема:**
время-импульсная 232
дискретная логарифмическая 158—161
извлечения квадратного корня 179, 180
на идентичных цепях 81—84
переменных напряжений 115—116
с двумя управляемыми элементами 87, 96—100
с логарифмическим усилителем 168—169
с магнитным модулятором 89—92
с *p-n* переходом транзистора 57—59
- с униполярным транзистором 66—68
с широтно-импульсным преобразованием 68—72
с экспоненциальным диодом 61—64, 166—168
- Делительные схемы:**
логарифмические 31
параметрические 32
с импульсной обратной связью 146—153
- Диапазон делительной схемы** динамический 17, 163, 179
- Диапазон измеряемых отношений** 18, 164
- Идентификатор** амплитудный 294
- Измеритель:**
амплитудно-частотной характеристики 296
— — панорамный 175—176
КСВ и ослабления панорамный 183—185, 271—278
логарифма отношения с коррекцией нелинейности транзисторный 77—79
- Измеритель отношения:**
близкого к единице *см.* Измеритель отношения напряжений, близких по величине ВЗ-21 и ВЗ-22 218—222
DM-1000 233

- импульсных напряжений 244
малых переменных напряжений 251—254
модели 1810 216—218
М25 243—244
с автоматически расширяемым динамическим диапазоном 234—236
с цифровой индикацией одноканальный 172
широкополосный 231
3540А 233
hp 416В 216
hp 3540А 243
- Индикатор КСВ и ослабления Я2Р-19 181, 224—231
- Ключи интегральные полупроводниковые 117—118
- Компенсатор 10—11
- Логометры 8
- Метод логарифмических амплитудных асимптотических характеристик 133—134
- Методы относительных измерений 5
- Ограничители амплитуды 54—55
- Преобразователь:
амплитудно-временной логарифмический 172—174
время-импульсный логарифмический 31
логарифма отношения в интервал времени 79—81
переменных напряжений с нелинейной обратной связью 239—240
с компенсацией нелинейности 240—242
- Погрешности:
грубые 23
данного измерения 195—196
дополнительные 23
основные 23
- серии измерителей отношения 198
систематические 22, 24
случайные 23
цикла измерений 196
- Погрешность измерения отношения:
абсолютная 20, 22, 43
относительная 16, 22, 43, 162
- Схема для измерения логарифма отношения двух напряжений *см.* Схема с экспоненциальным время-импульсным преобразованием
- Схема:
компенсации влияния внешнего воздействия 94—95
корректирующая нелинейная 90—91
сравнения 129—130
- Схемы последовательного действия *см.* Одноканальные делительные схемы
- Усилитель управляемый дифференциальный 101—104, 107—111
- Устройство множително-делительное 141—144
- Фазометр 39
- Характериограф амплитудный 281
- Характеристика амплитудно-частотная асимптотическая логарифмическая (ЛЛХ) 134, 136
- Характеристики канала делителя динамические 18
- Цепь фазосдвигающая 38, 41
- Частотный диапазон делительной схемы 19
- Чувствительность измерителя отношения 20, 209

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. ОТНОСИТЕЛЬНЫЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ	
1.1. Принципы относительных измерений	5
1.2. Устройства для автоматического деления и измерения отношения двух электрических величин	8
2. МЕТОДЫ И СХЕМЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТНОШЕНИЯ ДВУХ ВЕЛИЧИН	
2.1. Делительные схемы и измерители отношения	10
2.2. Основные параметры измерителей отношения	14
2.3. Погрешности делительных схем и измерителей отноше- ния	21
2.4. Классификация измерителей отношения и электронных делительных схем	26
2.5. Основные принципы построения делительных схем	30
3. ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ ОТКРЫТОГО ТИПА	
3.1. Фазовые делительные схемы	37
3.2. Использование свойств спектров для деления двух на- пряжений	46
3.3. Делительная схема, использующая гиперболические ха- рактеристики сопротивлений элементов	57
3.4. Делительная схема, использующая экспоненциальные вольт-амперные характеристики диодов	60
3.5. Делительные схемы с время-импульсным преобразова- нием	65
3.6. Схемы с экспоненциальным время-импульсным преобра- зованием	75
3.7. Делительные схемы с использованием логарифмиче- ских преобразователей	84
4. ЗАМКНУТЫЕ ДЕЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА	
4.1. Делительные схемы, основанные на принципе автома- тического регулируемого коэффициента передачи	86
4.2. Делительные схемы с множительными звеньями	87

4.3. Делительные устройства с электромеханическими следящими системами	92
4.4. Применение АРУ для деления двух сигналов	95
4.5. Элементы с электрически управляемым коэффициентом передачи	100
4.6. Делительные схемы с временным разделением каналов	113
4.7. Делительные схемы с частотным разделением каналов	119
4.8. Схемы делительных устройств с частотным разделением каналов	129
4.9. Устойчивость и быстрдействие замкнутых систем АРУ делительных схем	133
4.10. Время-импульсные схемы	141
4.11. Делительные схемы с дискретным уравниванием	153
4.12. Сравнение параметров делительных схем	162
4.13. Одноканальные делительные схемы	165
4.14. Расширение динамического диапазона делительных схем. Цепочечные делительные схемы	179

5. ИЗМЕРИТЕЛИ ОТНОШЕНИЯ

5.1. Узкополосные измерители отношения	182
5.2. Погрешности узкополосных измерителей отношения	194
5.3. Чувствительность узкополосных измерителей отношения с индикацией на ЭЛТ	209
5.4. Конструкция и параметры узкополосных измерителей отношения	215
5.5. Измерители отношения постоянных и переменных напряжений	231
5.6. Измерители отношения напряжений, близких по величине	245
5.7. Проверка измерителей отношения	254

6. ПРИМЕНЕНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ ОТНОШЕНИЯ В ТЕХНИКЕ РАДИОИЗМЕРЕНИЙ

6.1. Панорамные измерители КСВ и коэффициента передачи	267
6.2. Измерение амплитудных характеристик	281
6.3. Измерители отношения как индикаторы в измерительной линии	287
6.4. Настройка и проверка трактов и узлов на идентичность	291
6.5. Повышение точности ИАЧХ	296
6.6. Устройства допускового контроля	302
Таблица перевода отношений	308
Список литературы	310
Предметный указатель	316

Жилинскас Р.-П. П.

Ж72 Измерители отношения и их применение в радиоизмерительной технике. М., «Сов. радио», 1975.

320 с. с ил.

Излагаются вопросы построения измерителей отношения для постоянных, переменных и импульсных напряжений и их основных частей — делительных схем. Приводятся требования к элементам и узлам, анализируются погрешности измерения. Рассматриваются вопросы проверки делительных схем и измерителей отношения, метрологическое обеспечение, а также вопросы применения измерителей отношения в радиоизмерительной технике, в панорамных измерениях частотных и амплитудных характеристик цепей, а также для допускового контроля.

Книга предназначена для широкого круга специалистов, занимающихся разработкой, отладкой и эксплуатацией автоматизированной радиоэлектронной аппаратуры.

Ж 30405-020 23-75
046(01)-75

6Ф2.08

РИМВИДАС-ПОВИЛАС С. ГОВИЛО ЖИЛИНСКАС

**Измерители отношения и их применение
в радиоизмерительной технике**

Редактор Э. М. Горелик
Художественный редактор З. Е. Вендрова
Обложка художника Л. А. Рабенау
Технический редактор Г. А. Мешкова
Корректор Л. А. Максимова

Сдано в набор 30/II 1974 г. Подписано к печати 27/I 1975 г.

T-03130 Формат 70×100^{1/32} Бумага машиномелованная

Объем 13 усл. п. л., уч.-изд. л. 13,554

Тираж 10 000 экз. Зак 984 Цена 84 к.

Издательство «Советское радио», Москва, Главпочтамт,
а/я 693

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

