

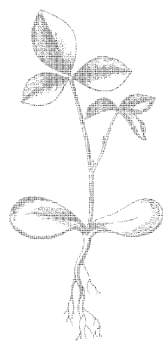


А.В.НИКОНОВ  
Л.З.ПАПЕРНОВ

**ИЗМЕРИТЕЛИ  
УРОВНЯ  
ЗВУКОВЫХ  
СИГНАЛОВ**

А.В.НИКОНОВ  
Л.З.ПАПЕРНОВ

# ИЗМЕРИТЕЛИ УРОВНЯ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ



МОСКВА  
•  
"РАДИО И СВЯЗЬ"  
•  
1981

ББК 32.871  
Н63  
УДК 321.317:534.79

**Никонов А. В., Папернов Л. З.**  
Н63 Измерители уровня звуковых сигналов. — М.: Радио и связь, 1981. — 112 с., ил.

40 к.

Рассматриваются свойства сигналов звукового вещания, принципы нормирования и контроля их уровня. Дается анализ структуры измерителей уровня и работы основных узлов. Описываются современные измерители уровня и устройства для его автоматического контроля. Кратко излагаются сведения о других приборах, применяемых для контроля и измерения сигналов звукового вещания.

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области радио- и телевизионного вещания.

Н  $\frac{30403-210}{046(01)-81}$  28—81 (С.) 2402020000 ББК 32.871  
6Ф2

РЕЦЕНЗЕНТ В. И. ШАНУРЕНКО

**Редакция литературы по почтовой связи,  
экономике связи и филателии**

*Александр Васильевич Никонов  
Лев Захарович Папернов*

**Измерители уровня звуковых сигналов**

Редактор Н. В. Сосновская  
Обложка художника Л. В. Брылева  
Художественный редактор Р. А. Клочков  
Технический редактор Л. К. Грачева  
Корректор Н. В. Козлова

**ИБ № 731 («Связь»)**

---

Сдано в набор 26.03.81 г. Подп. в печ. 30.6.81 г.  
Т-09779 Формат 60×90<sup>1/16</sup> Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная Печать высокая  
Усл. печ. л. 7,0 Усл. кр.-отт. 7,5 Уч.-изд. л. 8,26 Тираж 8000 экз. Изд. № 18789  
Зак. № 50 Цена 40 к.  
Издательство «Радио и связь». Москва 101000, Главпочтамт, а/я 693

---

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР  
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Радио и связь», 1981

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Качество звучания вещательных передач во многом зависит от того, насколько правильно производится регулировка динамического диапазона во время записи магнитных фонограмм и в процессе вещания, а также насколько строго выдерживается диаграмма уровней на протяжении всего вещательного канала от выхода источника (микрофона, магнитофона, видеомагнитофона, внешней линии) до выхода передатчика или до абонентской розетки сети проводного вещания.

Для контроля уровней во всех точках звукового вещательного канала установлены специальные приборы, называемые в соответствии с ГОСТ 21185—75 [8] *измерителями уровня звуковых сигналов* (ранее эти приборы назывались в различной литературе индикаторами уровня, указателями, импульсметрами и т. д.). Измерители уровня играют огромную роль в радиовещании, телевидении, звукозаписи, кинотехнике и других отраслях техники. Без них невозможно поддерживать правильность режима работы аппаратуры, получить качественное звучание передач.

В последний раз книга, специально посвященная измерителям уровня, вышла в свет более 15 лет тому назад (Л. З. Папернов. Индикаторы уровня. М.: Связь, 1964) [32] и быстро стала библиографической редкостью. За последние годы издано три книги по радиовещанию [3, 6, 13], однако в каждой из них объем глав по измерителям уровня не превышает 1,5 авторских листа.

В последнее время появилось много различных новых типов измерителей уровня: с индикацией на светодиодах, газоразрядных трубках, осциллографических трубках и т. д. Появились измерители уровня на интегральных микросхемах.

В настоящей книге рассматриваются общие вопросы, основные теоретические предпосылки, рекомендации по проектированию измерителей уровня, широкий круг практических вопросов, типовые схемы наиболее распространенных и новых измерителей уровня, разработанных с учетом последних достижений техники в этой области.

Авторы отмечают большую работу и ценные указания рецензента В. И. Шануренко, способствовавшие улучшению данной работы.

Все главы книги подготовлены авторами совместно.

Отзывы и замечания следует направлять в издательство «Радио и связь» по адресу: Москва, 101000, Главпочтамт, а/я 693.

*Авторы*

## **СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

- АЦ — центральная аппаратная радиодома или телецентра  
ВИПК — Всесоюзный институт повышения квалификации работников телевидения и радиовещания  
ВНИИРПА — Всесоюзный научно-исследовательский институт радиовещательного приема и акустики им. А. С. Попова  
ВНИИТР — Всесоюзный научно-исследовательский институт телевидения и радиовещания  
ВЗЭИС — Всесоюзный заочный электротехнический институт связи  
ГКРУ — Главное космическое и радиоуправление  
ГДРЗ — Государственный дом радиовещания и звукозаписи  
ГКТР — Государственный комитет СССР по телевидению и радиовещанию (Гостелерадио)  
МГРС — Московская городская радиотрансляционная сеть  
МС — Министерство связи СССР  
МЭИС — Московский электротехнический институт связи  
ИУ — измеритель уровня  
ОТРК — Олимпийский телерадиокомплекс  
РВ — радиовещание  
ТВ — телевидение  
ТТЦ — Телевизионный технический центр им. 50-летия Октября  
ТФП — тракт формирования программ  
ЦКБ МС — Центральное конструкторское бюро МС

## Глава 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ



### 1.1. Роль радиовещания и телевидения и перспективы их развития в СССР

Радиовещание и телевидение в наше время играют исключительно важную роль в социально-политической, идеологической, экономической и культурной жизни советского общества. Во взаимодействии с печатью, кино и другими средствами массовой информации и пропаганды радио и телевидение всесторонне, оперативно и систематически информируют советских людей о внутреннем и международном положении страны, помогают Коммунистической партии и Советскому правительству мобилизовать трудящихся на выполнение задач коммунистического строительства. Радиовещание и телевидение являются могучим средством идейно-политического и художественного воспитания трудящихся, важным фактором формирования общественного мнения и организации досуга советских людей.

Коммунистическая партия постоянно уделяет внимание развитию и совершенствованию советского радиовещания. В материалах ЦК КПСС к XXVI съезду КПСС «Основные направления экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года» говорится о необходимости «...развивать цветное телевидение и стереофоническое радиовещание, ...шире использовать искусственные спутники Земли для организации многопрограммного телевидения и радиовещания».

Техническая база радиовещания позволяет организовать передачи практически из любой точки земного шара, а также из космоса. Голос Москвы слышен во всем мире. Передачи Московского радио ведутся на 137 языках [11].

В настоящее время в Советском Союзе действуют 169 радиодомов и 122 телецентра. Сегодня Центральное радиовещание СССР включает в себя восемь основных программ, общий среднесуточный объем которых составляет 178 ч. Для зарубежных слушателей программы из Москвы передаются на 77 языках народов мира. Их объем составлял в 1980 г. 240 ч в сутки.

С 1971 г. в стране началось регулярное стереофоническое радиовещание. В 1980 г. стереопередачи вели 32 города, от 2 до 8 часов в сутки каждый.

Приемная сеть в нашей стране в 1980 г. насчитывала более 140 миллионов радиоприемников, радиол и радиотрансляционных точек.

Среднесуточный объем программ Центрального телевидения составляет более 71 ч.

Быстро совершенствуется система космической связи. В 1979 г. на околоземные орбиты было запущено три новых спутника связи — «Радуга», «Экран» и «Горизонт». Число приемных станций «Орбита» увеличилось до 84, а приемных устройств коллективного пользования «Экран» — до 474. Благодаря этому ведется планомерное развитие приемной телевизионной сети на громадных просторах Сибири, Крайнего Севера и Дальнего Востока.

В соответствии с долгосрочным прогнозом развития технических средств телевидения и радиовещания [51] главные тенденции развития ТВ и РВ до 1990 г. заключаются в следующем:

достижение полного охвата населения и территории страны многопрограммным телевизионным и радиовещанием с высоким качеством и в удобное для населения время;

дальнейшая централизация телевидения и радиовещания с ростом вклада крупнейших телецентров и радиодомов в общесоюзные программы;

реконструкция телецентров, радиодомов, сетей подачи и распространения программ на основе новейших достижений науки и техники.

В настоящее время в радиовещании и телевидении остается актуальной задача дальнейшего улучшения качества звучания передаваемых программ.

Если для каналов УКВ ЧМ вещания небольшой протяженности эта задача в принципе уже решена, то в целом для нашей страны, протяженность магистральных каналов связи которой очень велика, трудности в решении проблемы качества остались до сих пор. Анализ параметров качества отдельных звеньев трактов показывает, что они в большинстве случаев являются достаточно высокими: неравномерность амплитудно-частотной характеристики в нормируемой полосе частот не превышает 0,1—1 дБ, коэффициент гармонических искажений составляет 0,1—0,3%, уровень шумов не превышает —60—70 дБ и т. д. Однако суммарные искажения всех звеньев, входящих в сквозной радиовещательный канал, во многих случаях оказываются очень большими.

Решение проблемы в этом плане заключается в совершенствовании системы радиовещания и телевидения (спутниковые и цифровые линии связи) и замене устаревшего оборудования на современное.

В радиовещании так же, как и в телевидении, до сих пор не решена еще одна проблема — «проблема громкости». Речь идет прежде всего об оптимальном соотношении громкости при чередовании речь — музыка. В настоящее время поступает много писем радиослушателей и телезрителей с жалобами на то, что музыка во многих случаях звучит намного громче, чем речь. На соотношение громкости оказывает влияние много факторов: условия записи, прослушивания, отличия энергетических параметров речи и музыки, методы контроля и регулирования уровней и др. Решение этой

проблемы заключается прежде всего в разработке и установке в радиодомах и на телецентрах специальных автоматических регуляторов громкости.

В настоящее время в радиовещании и телевидении, развитие которых тесно связано с развитием других отраслей науки и техники, появились также такие сравнительно новые проблемы, как автоматизация технологических процессов подготовки, формирования и распределения программ на основе применения специальных управляющих устройств и ЭВМ, перевод оборудования на микроэлектронные элементы, переход на цифровую технику, изучение проблемы критериев оценки качества и создания оптимальной системы контроля с заменой субъективного контроля на объективный, внедрение новых видов радиовещания (стереофонического, квадрофонического) и т. д. Все эти проблемы должны решаться во имя главной задачи — улучшения качества звучания радиовещательных и телевизионных передач при одновременном увеличении количества доводимых до слушателя программ.

## 1.2. Каналы и тракты звукового вещания

В соответствии с ГОСТ 11515—75 [7] сквозной канал звукового вещания делится на три составных тракта (рис. 1.1): формирования программ (ТФП), первичного (ТПРП) и вторичного (ТВРП) распределения программ.

*Тракт формирования программ* — это часть электрического канала, которая начинается на выходе источника (микрофона, магнитофона, видеомэгнитофона, внешней линии и др.) и заканчивается на выходе центральной аппаратной (АЦ). Таким образом, ТФП является трактом формирования и передачи сигналов звукового вещания в пределах радиодома или телецентра.

Обобщенная структурная схема ТФП представлена на рис. 1.2. При этом три группы источников соответствуют следующим случаям. Два верхних источника соответствуют наиболее распространенному в настоящее время варианту, когда коммутация источников осуществляется в вещательной аппаратной (ВА). Входы низкого уровня «Вх. 1» ( $-30 \div -70$  дБн) относятся к микрофонному тракту, а ко входам высокого уровня «Вх. 2» ( $-12 \div +12$  дБн) подключаются магнитофоны, расположенные в ВА. Входы 3 низкого и 4 высокого уровня соответствуют случаю, когда вещание осуществляется из комплекса, предназначенного для записи. При этом сигналы звукового вещания проходят вначале через тракт

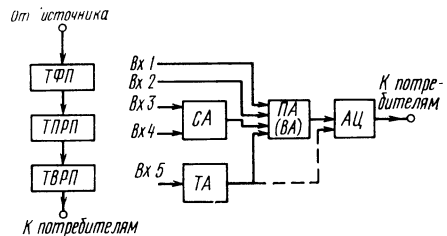


Рис. 1.1. Структурная схема сквозного канала звукового вещания

Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема ТФП

студийной аппаратной записи (СА) и уже затем поступают в ВА. Вход 5 (высокого уровня) используется в случае, когда вещание осуществляется с трансляционного пункта. При этом сигналы высокого уровня поступают сначала в трансляционную аппаратную (ТА), откуда затем подаются в ВА или АЦ. Пульт ТА чаще всего представляет собой часть пульта АЦ — его входные линейки.

Соединительные линии (СЛ) на рис. 1.2 не показаны, так как они в радиодомах и на телецентрах обычно бывают короткими и поэтому практически не влияют на суммарные искажения и помехи в ТФП.

На рис. 1.3 приведена упрощенная структурная схема ТФП, состоящая из вещательного пульта РКС-06 и пульта центральной аппаратной РАС-02 производства завода БЕАГ (ВНР). Эта схема является в настоящее время одной из наиболее распространенных для радиодомов Советского Союза.

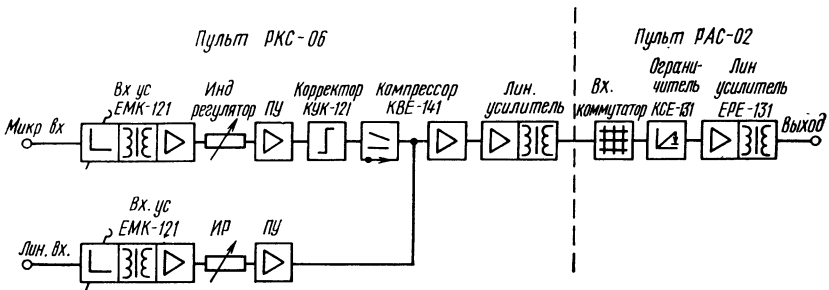


Рис. 1.3. Схема ТФП, состоящего из пультов РКС-06 и РАС-02

Тракт первичного распределения программ начинается на выходе АЦ и заканчивается выходом СЛ от коммутационно-распределительной аппаратной (КРА), АЦ или междугородного канала звукового вещания (МКЗВ). Таким образом, ТПРП может представлять собой от простейшей СЛ до сложного тракта, состоящего из КРА, МКЗВ, КРА (или АЦ) другого города и нескольких СЛ. Два типовых ТПРП приведено на рис. 1.4.

Тракт вторичного распределения программ представляет собой часть электрического канала звукового вещания, предназначенную

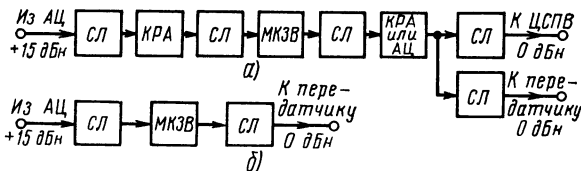


Рис. 1.4. Схемы ТПРП:

а) радиовещательные; б) звуковые телевизионные

для передачи программ непосредственно к потребителям. Фактически ТВРП бывает двух типов: тракт передатчика (рис. 1.5 а) и тракт проводного вещания (рис. 1.5 б).

Более подробно структура трактов и нормы на основные параметры качества рассмотрены в ГОСТ 11515—75 [7] и в книгах И. Е. Горона, А. П. Ефимова, А. А. Глухова [3, 6, 13].

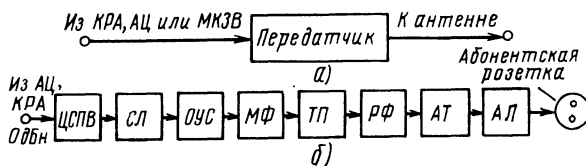


Рис. 1.5. Схемы ТВРП:  
а) передатчик; б) сеть проводного вещания

### 1.3. Понятие об уровнях сигналов звукового вещания

Сигналы звукового вещания, передаваемые по трактам, представляют собой нестационарные случайные процессы. Амплитуда сигналов, непрерывно изменяющаяся во времени, определяет восприятие громкости звука. В соответствии с психофизиологическим законом Вебера — Фехнера громкость находится не в прямой, а примерно в логарифмической зависимости от амплитуды сигнала. При увеличении амплитуд в равное число раз громкость возрастает приблизительно на одну и ту же величину. Поэтому было введено понятие *уровней сигналов* как выраженное в логарифмическом масштабе отношение двух сигналов различной величины.

Следует отметить, что понятие уровня, при детальном углублении в изучение этого вопроса, не является таким простым, как это кажется на первый взгляд. Поэтому не удивительно, что до сих пор в технической литературе встречаются различные толкования понятия уровня. Основная трудность в определении понятия уровня сигналов звукового вещания связана с необходимостью его оперативного измерения каким-либо контрольным прибором.

Различают следующие разновидности понятия уровней:

электрические и акустические;

абсолютные и относительные;

стационарные и динамические;

мгновенных значений и полученные путем измерения прибором с определенными параметрами усреднения — максимальные, квазисредние, средние, минимальные.

*Электрические уровни*, в свою очередь, разделяются на уровни мощности, напряжения и тока. В тех случаях, когда *уровень* определяется относительно некоторой начальной («нулевой») величины, например порога слышимости, то он называется *абсолютным*. За начальную величину принято считать мощность  $P_0 = 1$  мВт, напряжение  $U_0 = 0,775$  В, ток  $I_0 = 1,29$  мА, давление  $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Па, интенсивность звука  $J_0 = 10^{-12}$  Вт/м<sup>2</sup>.

Абсолютные электрические уровни мощности, напряжения и тока определяются соответственно по следующим формулам:  $N_P = 10 \lg P/P_0 = 10 \lg P/10^{-3}$ ;  $N_U = 20 \lg U/U_0 = 20 \lg U/0,775$ ;  $N_I = 20 \lg I/I_0 = 20 \lg I/1,29 \cdot 10^{-3}$ .

Между  $N_U$  и  $N_P$  существует следующее соотношение:  $N_U = N_P + 10 \lg R_n/R_0$ , где  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $R_0 = 600$  Ом.

Аналогично определяются абсолютные акустические уровни интенсивности звука и давления:  $L = 10 \lg J/J_0 = 10 \lg J/10^{-12}$ ;  $L = 20 \lg p/p_0 = 20 \lg p/2 \cdot 10^{-5}$ .

В тех случаях, когда берется отношение двух различных величин, не связанных с нулевым значением, говорят об *относительных уровнях*. Например, если  $U_1$  — напряжение на входе усилителя, а  $U_2$  — напряжение на его выходе, то из выражения  $N_U = 20 \lg U_2/U_1$  можно определить, что уровень напряжения на выходе на  $N_U$  больше (или меньше) относительно уровня напряжения на его входе.

*Единицей уровня* считается 1 Бел, что соответствует отношению  $P/P_0 = 10$ . Однако для практических инженерных целей удобней применять десятую часть бела, т. е. децибел (1 дБ). Именно изменение уровня на 1 дБ приводит к субъективному ощущению изменения громкости.

В настоящее время на практике при определении величины сигналов звукового вещания, особенно при построении диаграмм уровней, чаще всего используется понятие абсолютного электрического уровня по напряжению. При этом для указания того, что уровень абсолютный, вместо обозначения «дБ» стали применять обозначение «дБн». Например, если напряжение в какой-либо точке тракта составляет  $U = 1,55$  В, то, следовательно, абсолютный электрический уровень по напряжению равен:  $N_U = 20 \lg U/U_0 = 20 \lg 1,55/0,775 = +6$  дБн.

На практике инженерам, связанным с контролем и регулированием уровней, полезно «на память» помнить следующие соотношения между абсолютным уровнем в дБн, отношением напряжений «в раз» и напряжением в вольтах, приведенные в табл. 1.1 (для облегчения запоминания некоторые значения приведены округленные, следовательно, приближительные).

Таблица 1.1

$N_U$ , дБн	0	1	2	3	6	10	20	40	60
$U/U_0$	1	1,12	1,26	1,41	2	3	10	100	1000
$U$ , В	0,775	0,87	1	1,1	1,5	2,4	7,75	77,5	775

В действующих международных рекомендациях МККТТ и МККР принято для значений уровня напряжений применять обозначения «дБВ» или «дБмВ», если уровень определяется относительно напряжений в 1 В или 1 мВ, а уровень мощности — «дБм», если уровень определяется по отношению к мощности в 1 мВт. Очевидно, что если сопротивление нагрузки, параллельно которому подключаются измерители уровня (ИУ), равно 600 Ом, то значения уровней в дБн и дБм совпадают.

Другие вопросы, связанные с понятиями уровней и динамических диапазонов, будут рассмотрены во второй главе.

#### 1.4. Измерение и контроль уровней в каналах и трактах звукового вещания

Измерение уровней напряжения стационарных звуковых сигналов может производиться с помощью *вольтметров*. Однако вследствие своей инерционности они совершенно непригодны для контроля уровней сигналов звукового вещания. Время интеграции большинства вольтметров составляет не менее 500 мс. А реальные сигналы звукового вещания могут быть гораздо менее длительными, например длительность одного слога составляет в среднем примерно 200 мс. Поэтому вольтметры «недопоказывают» максимальные уровни речевых сигналов на 15—20 дБ и более. На музыкальных произведениях эта величина зависит от характера музыки.

Приборы для контроля уровней вещательных передач должны регистрировать любые вещательные сигналы: как длительные, так и короткие. Их показания не должны зависеть от полярности отдельных импульсов напряжения. В то же время от этих приборов не требуется очень высокой точности отсчета, да ее и невозможно получить, учитывая характер непрерывно изменяющихся сигналов. Поэтому ранее, до 1975 г. включительно, приборы для контроля уровней вещательных сигналов назывались индикаторами или указателями. В настоящее время в соответствии с ГОСТ 21185—75 эти приборы называются *квазипиковыми измерителями уровня (ИУ)*.

Помимо квазипиковых ИУ на практике для контроля уровней находят также применение приборы многих других типов. Так, в бытовой радиоаппаратуре широко распространены *ИУ средних значений*. Они отличаются тем, что их показания пропорциональны не квазипиковым, а средним значениям измеряемых сигналов. Для контроля глубины модуляции часто применяются *безынерционные приборы с индикацией на осциллографических трубках*. В ряде стран находят применение ИУ, которые отличаются от стандартизованных в СССР. Например, в некоторых европейских странах применяются квазипиковые ИУ второго типа<sup>1</sup> по МЭК-268-10. В США широко применяются ИУ средних значений, называемые воллометрами.

Контроль за уровнями вещательных сигналов с помощью квазипиковых ИУ должен производиться во всех звеньях вещательного канала, так как от выдерживания уровней в конечном итоге во многом зависит качество звучания передач у радиослушателей и телезрителей. Это происходит потому, что если уровни сигналов превышают нормируемые значения, то могут появиться большие нелинейные искажения. Если же уровни занижены, то это приводит к ухудшению соотношения сигнал/шум.

На рис. 1.6 приведена упрощенная структурная схема канала звукового вещания и показаны основные точки, к которым подключаются ИУ. Назначение измерителей уровня, включаемых в студийной аппаратуре, имеет свои особенности по сравнению с другими ИУ. Только в этом звене канала звукорежиссером или оператором производится оперативная регулировка уровней. Поэтому здесь, на «микшерном» пульте, устанавливаются ИУ первого типа — приборы, предназначенные для оценки уровней сигналов в процессе их оперативного регулирования. Эти приборы имеют большой динамический диапазон измеряемых уровней (от 44 до 55 дБ) и сравнительно большую шкалу (примерно 160 мм). Они должны обеспечивать высокую точность и стабильность показаний.

<sup>1</sup> Подробно принцип деления ИУ на типы дан в § 3.1.

Во всех остальных точках вещательного канала производится только уставочная регулировка при проверке диаграммы уровней. Производить оперативную регулировку здесь запрещено. Поэтому для контроля уровней в этих точках тракта устанавливаются ИУ второго типа. Они имеют меньший динамический диапазон измеряемых уровней (23 дБ) и гораздо проще по устройству, вследствие чего их легче выполнить более надежными и стабильными при меньшей стоимости.

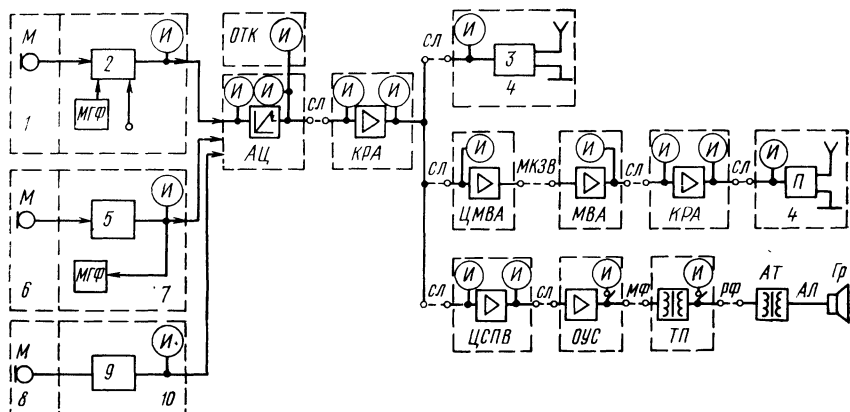


Рис. 1.6. Схема канала звукового вещания с указанием мест подключения измерителей уровня:

1 — речевая студия; 2 — вещательный микшерный пульт; 3 — передатчик; 4 — радиопередающий центр; 5 — микшерный пульт записи; 6 — студия; 7 — аппаратная звукозаписи; 8 — спортивные сооружения; 9 — комментаторский пульт; 10 — трансляционный пункт

Измерители уровня постоянно совершенствуются, о чем свидетельствуют, в частности, постоянно выдаваемые авторские свидетельства и патенты, например [17—18, 43, 46], а также сообщения о новых разработках [12, 19, 21, 24, 45, 47 и др.].

## Глава 2. СТАТИСТИЧЕСКИЕ СВОЙСТВА СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

### 2.1. Сигналы звукового вещания как случайный процесс

Сигналы звукового вещания, передаваемые по каналам систем электросвязи, получают электроакустическим преобразованием звуковых сигналов и последующей обработкой электрических сигналов с целью оптимизации их характеристик применительно к условиям передачи и звуковоспроизведения. Первичные звуковые сигналы отличаются большим разнообразием в зависимости от особенностей источников передаваемых звуков.

Так как в процессе передачи меняются как источники передаваемых сигналов, так и характер самих звучаний, то сигналы

звукового вещания могут рассматриваться как случайные. Однако, в отличие от шумовых сигналов, сигналы звукового вещания несут обширную информацию: как семантическую (смысловую), так и эмоциональную. *Семантическая информация* передается в основном спектральными составляющими (форманты звуков речи, тональные составляющие музыкальных звучаний), а *эмоциональная* — огибающей сигналов звукового вещания. Поэтому в течение коротких интервалов времени, необходимых для передачи отдельных компонентов естественных звучаний, сигналы звукового вещания в той или иной степени детерминированы. Это касается не только спектра и уровня сигналов отдельных элементов звучаний, но и переходных процессов. Поэтому при статистическом описании сигналов звукового вещания следует всегда иметь в виду, что восприятие сигналов звукового вещания зависит не только от их статистических характеристик, но и от полноты воспроизведения каждого из них, т. е. от того, насколько полно передана вся семантическая и эмоциональная информация.

*Передача сигналов звукового вещания* характеризуется чередованием сигналов отдельных звучаний и пауз между ними. Шумы в паузах могут быть помехами, но могут и нести полезную информацию об условиях приема первичного звучания, помогая созданию «эффекта присутствия». Длительность и частота пауз зависят от характера передаваемых звучаний. В речевых передачах паузы разделяют фразы, слова и частично слоги. В музыкальных передачах отдельные фразы, а часто и части произведения звучат без пауз. На рис. 2.1 показана относительная частота пауз в зависимости от их длительности. Эти данные получены при исследовании сигналов первой программы Центрального радиовещания [3]. Паузы длительностью более 50 мс встречаются в среднем через 7 с. Длительность пауз составляет не более 5% времени передачи.

Статистические характеристики сигналов звукового вещания исследовались с целью изучения особенностей слухового восприятия и для определения условий работы аппаратуры каналов и трактов звукового вещания. В первом случае при статистическом анализе различных характеристик паузы, как правило, исключались, а во втором случае сигналы анализировались независимо от их происхождения. Поэтому при рассмотрении отдельных статистических характеристик необходимо учитывать условия их получения.

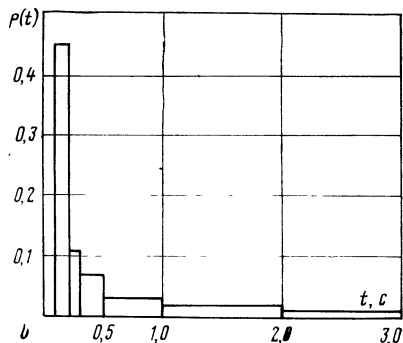


Рис. 2.1. Гистограмма распределения семантических пауз в радиовещательных программах

## 2.2. Предел однородности и интервал когерентности сигналов звукового вещания

Одной из основных статистических характеристик любого сигнала является его средняя мощность. Величина средней мощности, как и среднее значение любого другого меняющегося параметра сигнала, зависит от длительности интервала времени  $T$ , в течение которого происходит усреднение мощности сигнала  $P(t)$ , и от времени начала усреднения  $t_0$ :

$$\bar{P}(t_0, T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} P(t) dt.$$

Сигналы, средняя мощность которых с увеличением  $T$  стремится к постоянной величине  $\bar{P}$ , не зависящей от  $t_0$ , называются *однородными*. Для однородных сигналов всегда можно указать такое  $T_0$ , называемое *пределом однородности*, что при  $T \geq T_0$  разностью между  $\bar{P}(t_0, T)$  и  $\bar{P}$  можно пренебречь. По данным В. В. Фурдьева [48] речевые сигналы можно считать однородными с пределом однородности 40—60 с. Музыкальные звучания могут сильно различаться по своему характеру. В некоторых случаях сигналы музыкальных передач нельзя считать однородными, и мощности сигналов, усредненные за различные интервалы времени, меняются в широких пределах. В тех же случаях, когда сигналы музыкальных передач однородны, предел однородности составляет 2—3 мин.

*Ощущение громкости* определяется текущей мощностью передаваемого сигнала с учетом того, что с течением времени влияние ранее прозвучавших звуков ослабевает по экспоненциальному закону:

$$P_T(t) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t e^{-(t-x)/T} U^2(x) dx.$$

Если передается одновременно два вещательных сигнала  $U_1(t)$  и  $U_2(t)$ , то их *текущая мощность* будет равна:

$$P_T = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t e^{-(t-x)/T} (U_1 + U_2)^2 dx = P_{T1} + P_{T2} + 2r_{12},$$

$$\text{где } r_{12} = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t e^{-(t-x)/T} U_1(x) U_2(x) dx$$

является функцией взаимной корреляции сигналов  $U_1$  и  $U_2$ . Параметр  $T$ , определяемый инерцией слухового восприятия, равен примерно 30 мс.

Если сигналы  $U_1$  и  $U_2$  совпадают, т. е.  $U_1(t) = U_2(t)$ , то  $r_{12} = P_{T1} = P_{T2}$  и текущая мощность суммы равна  $P_T = 4P_{T1}$ .

Если же взаимная корреляция двух равных по мощности сигналов равна нулю, то мощность их суммы равна  $P_{\tau} = P_{\tau_1} + P_{\tau_2}$ .

Сигналы звукового вещания, изменяясь, в течение некоторого времени сохраняют корреляцию с предшествующими значениями. Она характеризуется *функцией текущей автокорреляции*:

$$r(t, \tau, T) = \frac{1}{T} \int_{-\infty}^t e^{-(t-x)/T} U(x) U(x-\tau) dx.$$

Очевидно, что при  $\tau=0$  функция  $r(t, \tau, T) = P_{\tau}$ . При увеличении  $\tau$  функция текущей автокорреляции изменяется по величине и по знаку. Поэтому для оценки возможности интерференционных явлений, т. е. степени когерентности запаздывающих сигналов, пользуются нормированным среднеквадратичным значением функции автокорреляции, которое называют *коэффициентом когерентности*:

$\mu(\tau) = \sqrt{\frac{[r(t, \tau)]^2}{[r(t, 0)]^2}}$ , где  $[r(t, \tau)]^2$  — среднее значение по времени  $[r(t, \tau)]^2$ ;  $[r(t, 0)]^2$  — среднее значение квадрата текущей мощности.

На рис. 2.2 приведены характеристики  $\mu(\tau)$  для нескольких музыкальных произведений (кривые 1—4). При  $\tau > 10$  мс коэффициент когерентности большинства музыкальных сигналов уменьшается до 0,2—0,25. Так как такие значения получаются даже для сигналов двух разных произведений, близких по характеру, то их можно считать *критерием некогерентности*. Для речи при  $\tau > 10$  мс коэффициент когерентности падает до 0,05. Значение  $\tau$ , при котором коэффициент когерентности уменьшается до такой величины, которая практически исключает возможность интерференции, называется *интервалом когерентности*.

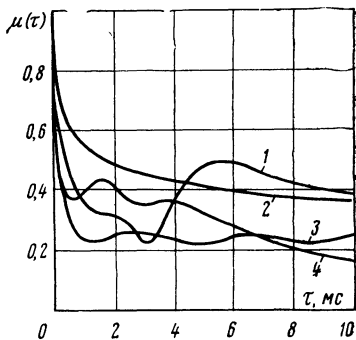


Рис. 2.2. Зависимость коэффициента когерентности от запаздывания

### 2.3. Функции распределения мгновенных значений и уровней сигналов звукового вещания

Вероятность появления различных мгновенных значений напряжения сигналов звукового вещания описывается законами, существенно отличными от нормального распределения. Это видно, например, из рис. 2.3, где по оси абсцисс отложены нормированные значения речевого сигнала, а по оси ординат — нормированная плотность вероятности. Нормирующий множитель — среднеквадратичное значение сигнала  $\sigma$ . Для сравнения пунктиром показана плотность вероятности для нормального распреде-

ления. Большая заостренность характеристики распределения связана прежде всего с неизбежными паузами в речи.

Количественной мерой отклонения распределения вероятности от нормального является *эксцесс* [1]. У сигналов речи он достигает 6,5, тогда как у музыкальных сигналов, он, как правило, не превышает 4.

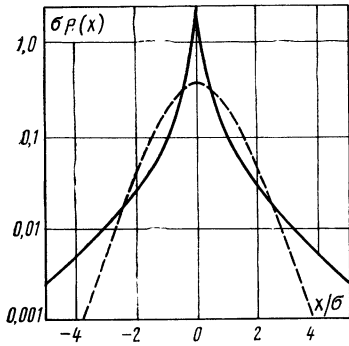


Рис. 2.3. Распределение мгновенных значений речевого сигнала

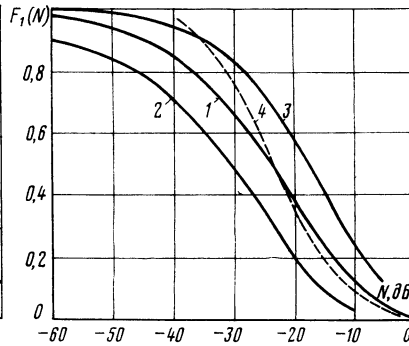


Рис. 2.4. Интегральные кривые распределения радиовещательных сигналов

Распределение вероятности превышения уровня для сигналов звукового вещания близко к нормальному. Это видно из интегральных кривых [6], приведенных на рис. 2.4. Кривая 1 соответствует усредненному распределению для более чем 70 фонограмм, а кривые 2 и 3 — границы, в которых лежат распределения уровней 90% фонограмм. Для сравнения показана кривая 4 для нормального закона распределения:

$$F_1(N) = 1 - \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^N e^{-(x-\bar{N})^2/2\sigma^2} dx,$$

где  $\bar{N} = -24$  дБ,  $\sigma = 10$  дБ.

Отклонения от нормального закона имеют место на краях *динамического диапазона*. При низких уровнях, как показано в [28], на характеристике плотности вероятности имеется второй максимум. Эта бимодальность связана с распределением уровней шумов в паузах.

Следует иметь в виду, что обработка сигналов звукового вещания, в частности его *компрессия*, приводит к приближению распределения уровней к нормальному. Поэтому распределение уровней сигналов в каналах и трактах звукового вещания отличается от распределения уровней естественных звучаний.

## 2.4. Динамический диапазон и уровень средней мощности

Под *динамическим диапазоном передаваемых звучаний* понимают разность между максимальным и минимальным значениями уровней звукового давления. Соответственно под *динамическим диапазоном электрических сигналов звукового вещания* понимают разность между максимальным и минимальным уровнями полезных сигналов. Динамический диапазон естественных звуков зависит от их природы. Речь диктора имеет сравнительно небольшой динамический диапазон, примерно 25—35 дБ. Динамический диапазон симфонического оркестра достигает 65—75 дБ [6]. В условиях жилого помещения такой диапазон воспроизводить нельзя, так как звуки низкого уровня будут маскироваться шумами, а звуки высокого уровня создадут недопустимые по санитарным нормам шумы в здании. Поэтому динамический диапазон уровней сигналов звукового вещания должен быть не более 40 дБ.

Ограничение динамического диапазона обеспечивается обработкой сигналов в процессе их формирования. Основные операции обработки сигналов выполняются звукорежиссером. Кроме того, такая обработка в трактах звукового вещания ведется с помощью многочисленных автоматических устройств, в том числе ограничителей максимальных уровней.

Как указывалось выше, распределение уровней аппроксимируется нормальным законом со среднеквадратическим отклонением  $\sigma=10$  дБ. Динамическому диапазону 40 дБ в этом случае соответствуют пределы  $\pm 2\sigma$ . За пределами лежит по 2% возможных значений. Однако необходимо учитывать, что нормальный закон распределения за пределами динамического диапазона нельзя рассматривать как аппроксимацию реальных законов распределения уровней сигналов звукового вещания.

В то время, как уровни звукового давления измеряются стандартными шумомерами с временем интеграции и временем возврата порядка 200 мс, измерители квазипикового уровня имеют время возврата до 4 с и не фиксируют минимальные уровни сигналов многих видов звучаний. Поэтому фиксируемые с помощью таких ИУ динамические диапазоны могут быть много меньше 40 дБ, в ряде случаев 15—20 дБ.

При динамическом диапазоне 40 дБ средний уровень сигнала равен примерно  $\bar{N}=-20$  дБ относительно максимального уровня. Однако было бы неправильным считать, что средняя мощность сигналов равна мощности, соответствующей  $\bar{N}$ . Она должна быть больше, так как мощность пропорциональна квадрату напряжения.

Среднее значение мощности сигнала зависит от длительности времени усреднения  $T$ :

$$\bar{P}(t) = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} P(t) dt.$$

Время усреднения может быть взято различным. Среднее значение за все время передачи программы называют *долговременным средним*. Кроме того, усредняя мощность за час, минуту или секунду, получают соответственно *среднечасовые, среднeminутные и среднесекундные значения*. Абсолютные значения мощности сигналов зависят от их номинального уровня в той точке тракта, где производятся измерения. Поэтому для сравнения средних мощностей сигналов в разных точках трактов звукового вещания вводят безразмерную характеристику — *относительную среднюю мощность (ОСМ)* [30], определяемую как  $P_{\text{отн}} = \bar{P}(t)/P_{\text{ном}}$ , где  $P_{\text{ном}}$  — мощность гармонического сигнала, уровень которого равен номинальному значению (точнее — номинальному значению максимального уровня);  $\bar{P}(t)$  — средняя мощность реального сигнала звукового вещания.

Очевидно, что в нормальных условиях  $P_{\text{отн}} < 1$ . Чаще всего ОСМ составляет примерно 0,1. Однако в реальных условиях эксплуатации номинальный уровень не всегда выдерживается. Поэтому в этих случаях следует говорить не просто об ОСМ, а об

*ненормализованной ОСМ*. Теоретически в тех условиях, когда сигналы идут со значительным превышением номинального уровня, можно получить значение ненормализованной ОСМ  $> 1$ .

На рис. 2.5 приведены интегральные кривые распределения среднeminутных *a* и среднесекундных *б* ОСМ для первой программы Центрального радиовещания (за 10 ч) и программы «Маяк» (за 5 ч). Из этих кривых видно, что вероятность больших ОСМ очень мала. Знание законов распределения ОСМ необходимо для

определения надежности многоканальных систем связи, используемых для передачи сигналов звукового вещания, а также для определения теплового режима мощных усилительных и радиопередающих устройств. Однако из малой вероятности больших ОСМ нельзя делать вывод о том, что сигналы такого высокого уровня необязательно строго выдерживать. Искажение даже относительно редко встречающихся сигналов с уровнем, близким к номинальному, вызывает заметное ухудшение качества звучания.

## 2.5. Спектры сигналов звукового вещания

Сигналы звукового вещания формируются из сигналов естественных звучаний, спектры которых охватывают весь диапазон

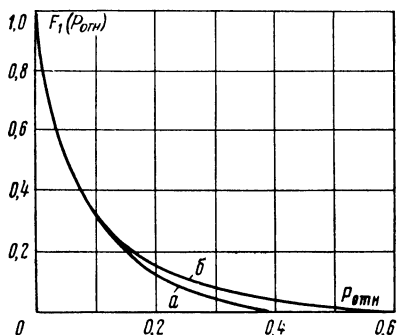


Рис. 2.5. Интегральные кривые распределения ОСМ

звуковых частот (20—20 000 Гц). В процессе формирования спектры сигналов меняются как вследствие ограничения частотного диапазона, так и в результате специально вводимой частотной коррекции.

По определению спектры являются усредненными по времени характеристиками. Наиболее часто для описания энергетического спектра пользуются *уровнями спектральной плотности  $B$*  (уровни мощности в полосе 1 Гц) и *уровнями мощности  $N_P$*  в октавных или третьоктавных полосах. Иногда кроме средних характеристик для данного вида сигналов приводят характеристики для заданных значений вероятности превышения уровня  $N_P$  или  $B$ .

На рис. 2.6 приведены характеристики спектральной плотности речи. Кривая 1 является частотной характеристикой средних значений  $B$  для мужской русской речи на расстоянии 1 м от рта (общий уровень 71,6 дБ), кривая 2 — для женской речи (общий уровень 70,1 дБ). Средняя спектральная характеристика показана кривой 3 (общий уровень 71 дБ). Из этих характеристик видно, что максимальный уровень спектральной плотности речи лежит вблизи частоты 300 Гц.

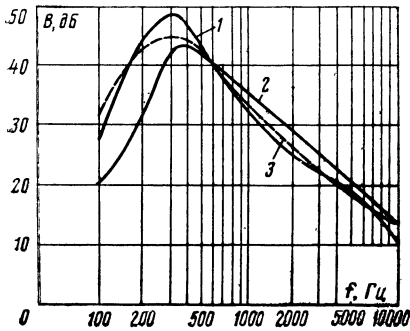


Рис. 2.6. Уровни спектральной плотности речи

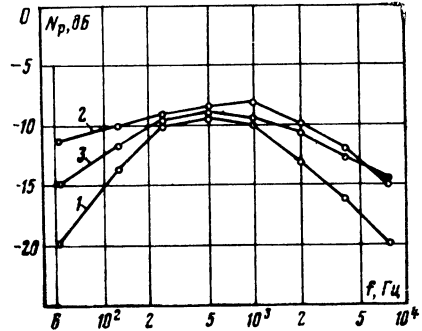


Рис. 2.7. Усредненные спектры музыкальных фрагментов

На рис. 2.7 приведены частотные характеристики для уровня средней мощности в октавных полосах [49]. Кривые 1, 2 и 3 относятся к камерной (фортепиано, вокал), легкой и эстрадной и к симфонической музыке. Во всех случаях нулевому уровню соответствует максимальный уровень общей мощности. Из этих характеристик видно, что наиболее равномерным спектром обладают сигналы легкой и эстрадной музыки.

Резко выраженный спад спектральной плотности речи к высоким частотам нельзя рассматривать как признак их малой ценности для передачи речи. Форманты речи, от передачи которых за-

висит разборчивость, лежат в диапазоне 100—7000 Гц. При этом у звонких согласных, как, например, у звуков «С», максимум спектральной плотности лежит вблизи частот 5—6 кГц.

## 2.6. Влияние динамической и частотной обработки на характеристики вещательных сигналов

В каналах и трактах звукового вещания сигналы подвергаются обработке для их оптимизации как применительно к условиям передачи, так и к условиям воспроизведения. Для улучшения защищенности от шумов в каналах и трактах различных систем применяют *предыскажения* с последующим восстановлением исходного спектра на приемном конце.

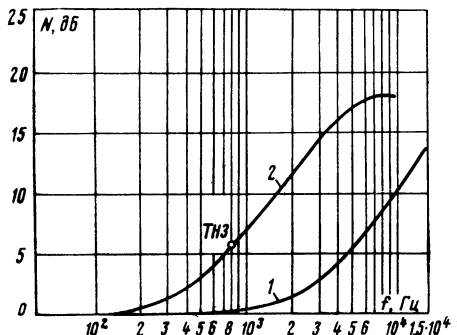


Рис. 2.8. АЧХ предкорректирующих контуров (ТНЗ — точка нулевого затухания)

нии сигналов радиовещания на зарубежные страны для сжатия динамического диапазона и повышения среднего уровня также применяют сжиматели.

Сжатие динамического диапазона и частотная коррекция приводят к увеличению ОСМ. Ниже приведены значения долговременной ОСМ в различных точках трактов звукового вещания [30].

Место измерения	ОСМ в каналах внутрисоюзного радиовещания	ОСМ в каналах радиовещания на зарубежные страны
Вход АЦ ГДРЗ . . . . .	0,07	0,053
Выход АЦ ГДРЗ . . . . .	0,13	0,12
Вход аппаратуры АВ 2/3 (или АВО) . . . . .	0,15	0,17
Точка тракта после сжимателя и предыскажающего контура . . . . .	0,28	0,23

Увеличение долговременной и кратковременной ОСМ приводит к увеличению загрузки каналов и увеличению частоты максимальных показаний ИУ. Последнее затрудняет контроль диаграммы уровней путем сравнения показаний ИУ в разных точках трактов. Поэтому сравнивать уровни нужно при передаче специальных измерительных сигналов или при таких стандартных вещательных сигналах, как сигналы проверки времени.

## Глава 3. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ КВАЗИПИКОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УРОВНЯ

### 3.1. Назначение квазипиковых измерителей уровня

*Измерители уровня предназначены* для визуального контроля уровней нестационарных электрических сигналов. Они используются в передающих трактах радиовещания, телевидения, киностудиях, студийных аппаратных записи, перезаписи и монтажа, комнатах прослушивания, отделах технического контроля, бытовой радиоаппаратуре и т. д.

Нормируемые параметры качества трактов звукового вещания в процессе эксплуатации оборудования могут быть обеспечены только при условии выдерживания установленной диаграммы уровней. Несоблюдение этого вызывает либо увеличение нелинейных искажений, либо ухудшение соотношения сигнал/шум. Поэтому проблеме выдерживания уровней вещательного сигнала уделяется большое внимание.

Сигналы звукового вещания являются случайными: амплитуды их напряжения непрерывно изменяются во времени. Причем изменения уровней могут быть как плавными, так и скачкообразными. Поэтому приборы для контроля уровней нестационарных звуковых сигналов должны регистрировать не только длительные, но и короткие сигналы.

Исследования, проведенные на заметность нелинейных искажений в зависимости от длительности превышения сигналами нормируемого номинального значения, показали, что нелинейные искажения становятся заметными при длительностях превышения более 10 мс [25, 39]. Следовательно, приборы для контроля уровней звуковых сигналов должны регистрировать с достаточной точностью амплитуды таких сравнительно коротких импульсов.

С другой стороны, в ИУ должны быть заложены и инерционные свойства, чтобы обеспечить возможность отсчета уровней и уменьшить утомляемость обслуживающего персонала при наблюдении за показаниями прибора.

В качестве выхода из этого положения было принято следующее компромиссное решение: применять ИУ с небольшим временем интеграции и большим временем возврата [3, 6, 13, 22, 32]. Именно такие ИУ называются *квазипиковыми*, то есть приборами, показания которых близки к пиковым значениям («почти пиковые»).

Первой попыткой унифицировать в нашей стране характеристики квазипиковых ИУ явилась разработка межведомственных республиканских технических условий МРТУ 45-1029—66 [23]. Этот документ распространялся на ИУ, установленные в контрольных точках звуковых трактов телевидения и радиовещания. В соответствии с МРТУ квазипиковые измерители уровня должны иметь время интеграции 10 мс при верности 90%.

Опыт эксплуатации квазипиковых измерителей уровня был обобщен в [2]. Было показано, что восьмилетний период действия МРТУ позволил унифицировать характеристики измерителей уровня. На его основе был разработан и утвержден ГОСТ 21185—75 [8], срок действия которого установлен с 01.01.77 г.

Этот стандарт распространяется на измерители квазипикового уровня с временем интеграции 5 мс, применяемые для визуальной оценки уровня напряжения электрического сигнала в каналах и трактах звукопередачи звукового и телевизионного вещания, записи и воспроизведения звука, звуковой кинотехники и др., а также на измерители квазипикового уровня, входящие в состав приборов для визуальной оценки глубины амплитудной модуляции или величины частотной девиации на выходах радиовещательных передатчиков.

Стандарт не распространяется на измерители шумов в электрических трактах. В нем учтены рекомендации ОИРТ № 59 1967 г. и № 69 1971 г. В свою очередь, основные положения ГОСТ 21185—75 учтены в стандарте МЭК-268-10А [36].

В соответствии с ГОСТ 21185—75 в зависимости от назначения и технических характеристик квазипиковые ИУ делятся на два типа:

приборы первого типа — ИУ, предназначенные для оценки уровней сигналов звукового вещания в процессе его оперативного регулирования (приборы для оперативного контроля); основная их особенность заключается в том, что они имеют большой динамический диапазон измеряемых уровней (от 44 дБ и выше);

приборы второго типа — ИУ, предназначенные для оценки уровней сигналов звукового вещания, не сопровождающихся их оперативным регулированием (приборы для эксплуатационного контроля); они более просты по устройству, однако имеют небольшой динамический диапазон измеряемых уровней (23 дБ).

Рассмотрим основные термины и определения, относящиеся к измерителям уровня.

*Квазипиковый уровень* — уровень огибающей амплитудных значений напряжения сигнала звукового вещания, измеряемый с погрешностью, обусловленной временными характеристиками применяемого прибора.

*Измеритель квазипикового уровня* — измерительный прибор прямого действия, предназначенный для непосредственной оценки квазипикового уровня сигнала звукового вещания.

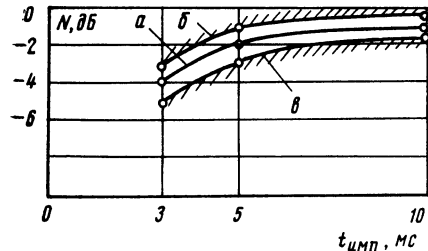


Рис. 3.1. Динамическая характеристика ИУ (а) с допусками на ее отклонение (б и в)

*Номинальный уровень* — уровень напряжения непрерывного синусоидального сигнала частоты 1000 Гц на входе измерителя уровня, при котором показания равны 0 дБ (100%).

*Динамическая характеристика* — зависимость показания измерителя квазипикового уровня от длительности одиночного радиоимпульса относительно показания на непрерывном сигнале,

имеющем частоту и амплитуду сигнала заполнения радиоимпульса. Под радиоимпульсом, в свою очередь, в соответствии с принятой терминологией понимается гармонический сигнал конечной длительности с прямоугольной огибающей.

Динамическая характеристика нормируется для длительностей радиоимпульсов 3; 5 и 10 мс (рис. 3.1):

Длительность одиночного радиоимпульса, мс	Показания ИУ с допусками, дБ
10	— $1 \pm 0,5$
5	— $2 \pm 1,0$
3	— $4 \pm 1,0$

### 3.2. Параметры измерителей уровня

Так как измерители уровня являются приборами, предназначенными для контроля напряжения в трактах звуковой частоты, то к ним предъявляются те же технические требования, что и к обычным электронным приборам для измерения напряжения: нормируются чувствительность и входное сопротивление, тип шкалы и точность градуировки, рабочий диапазон частот и погрешность в зависимости от частоты, динамический диапазон и др. Но в отличие от обычных приборов ИУ предназначены для контроля уровней нестационарных сигналов. Поэтому основными техническими характеристиками ИУ являются их динамические (временные) характеристики.

Различают следующие четыре динамические характеристики ИУ:

*Время интеграции  $t_{\text{и}}$*  — длительность одиночного радиоимпульса, при которой указатель показывающего прибора доходит до отметки, лежащей на 2 дБ ниже показания на непрерывном гармоническом сигнале, имеющем частоту и амплитуду сигнала заполнения радиоимпульса.

*Время срабатывания указателя  $t_{\text{ср}}$*  — интервал времени между моментом подачи непрерывного гармонического сигнала частоты 1000 Гц номинального уровня на вход ИУ и тем моментом, когда указатель показывающего прибора доходит до отметки —1 дБ.

*Время возврата указателя  $t_{\text{в}}$*  — интервал времени между моментом выключения непрерывного гармонического сигнала частоты 1000 Гц номинального уровня на входе ИУ и тем моментом, когда указатель показывающего прибора доходит до отметки —20 дБ (10%).

*Переброс указателя  $\delta$*  — разность между максимальным показанием при скачкообразной подаче непрерывного гармонического сигнала на вход ИУ и его показанием в стационарном режиме, то есть после окончания процесса успокоения подвижной системы. Переброс выражается в децибелах или процентах относительно показания в стационарном режиме.

Основным из этих параметров является время интеграции, характеризующее способность прибора регистрировать короткие звуковые сигналы. Время интеграции обоих типов квазипиковых измерителей уровня должно составлять 5 мс. Как указывалось выше, эта величина получена исходя из заметности нелинейных иска-

жений сигналов различной длительности. Время интеграции определяется по динамической характеристике.

Так как ранее время интеграции нормировалось величиной 10 мс и это значение приведено в большинстве технической документации на ИУ разработки периода до 1975 г., то с утверждением ГОСТ 21185—75 у работников эксплуатации возник вполне обоснованный вопрос — что делать с такими ИУ, как уменьшить их время интеграции до 5 мс. К счастью, никакой переделки приборов производить не требуется, все эти приборы по параметру «время интеграции» соответствуют новому ГОСТ. Все объясняется самим определением этого параметра: раньше главной точкой динамической характеристики считалась та, достоверность которой составляла 90%, т. е. примерно —1 дБ, а в настоящее время главной считается точка с достоверностью 80%, т. е. примерно —2 дБ. Как видно из рис. 3.1, при длительности тональной посылки 5 мс показание ИУ должно составлять —2 дБ, при длительности 10 мс — составлять —1 дБ. Таким образом, время интеграции 10 мс (по старому определению ИУ) соответствует времени интеграции 5 мс по ГОСТ 21185—75. Уточнение определения времени интеграции ИУ было сделано в связи с необходимостью приведения его в соответствие с рекомендациями международных радиовещательных организаций.

В настоящее время еще используются ИУ с временем интеграции 60 мс. Показания этих приборов лучше, чем показания 5-миллисекундных ИУ, соответствуют слышимой громкости сигналов, поэтому они могут использоваться, например, при монтаже магнитных фонограмм (в качестве дополнительных). Однако следует помнить, что они «недопоказывают» на реальных музыкальных программах в среднем 4 дБ, а на речевых еще больше — до 10—12 дБ.

Заданная величина времени интеграции не определяет, однако, длительности сигналов, на которые прибор не реагирует. При исследовании величины показаний ИУ различных типов при подаче на их вход тональной посылки номинального уровня длительностью 0,4 мс (эту величину можно было бы назвать *временем нереагирования*) были получены результаты от —37 до —8 дБ [2]. Проектом рекомендации МЭК-268-10 предусматривалось нормирование величины —  $15 \pm 4$  дБ. Однако пока эта точка динамической характеристики не нормирована. Это объясняется трудностями измерения. Чтобы при измерениях за интервал времени 0,4 мс уложилось несколько периодов измерительного сигнала, необходимо использовать частоту более 10 кГц и при этом обеспечивать подачу сигнала с нулевой фазы.

Время срабатывания ИУ с показывающим прибором электро-механической системы должно быть в пределах от 100 до 200 мс. Эти значения установлены исходя из субъективного восприятия передвижения указателя. Если время срабатывания меньше 100 мс, то оператор не успевает следить за ним. К тому же такое значение очень трудно получить технически. Если же время срабатыва-

ния больше 300 мс, то, во-первых, начинает наблюдаться расхождение зрительного образа со слуховым и, во-вторых, при этом значительно труднее получить требуемое значение времени интеграции.

Время срабатывания определяется по *баллистической характеристике*. На рис. 3.2 приведены баллистические характеристики для трех известных режимов работы показывающего прибора электромеханической системы: *колебательного а* и *б*, *апериодического г* и *граничного* между ними — *критического в*. Для показывающих приборов ИУ рекомендуется выбирать колебательный режим, близкий к критическому, т. е. режим, изображенный кривой *б*. При этом удается обеспечить два положительных фактора: сравнительно небольшое время срабатывания и небольшой перебор указателя.

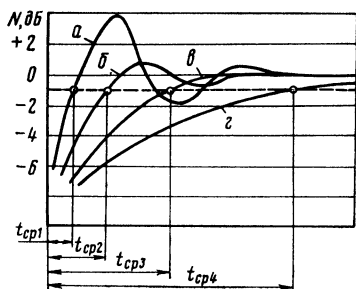


Рис. 3.2. Баллистические характеристики приборов магнитоэлектрической системы

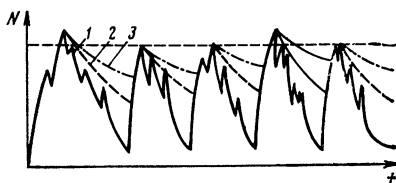


Рис. 3.3. Уровнеграммы сигналов

Показывающие приборы неэлектромеханической системы могут иметь гораздо меньшие значения времени срабатывания (менее 1 мс). В связи с этим такие приборы называют *безынерционными*. При этом точный отсчет уровня затрудняется. Поэтому для них рекомендуется как бы имитировать время срабатывания, осуществляя задержку сигналов на 100—200 мс.

Время возврата для ИУ первого и второго типов нормируется различным. У приборов первого типа время возврата должно составлять  $1,7 \pm 0,3$  с, второго типа —  $3 \pm 1$  с. Это объясняется их различным назначением. Чем больше время возврата, тем более завышенными получаются показания ИУ на сигналах низкого уровня, следующих после высоких уровней. Для иллюстрации этого на рис. 3.3 приведены уровнеграммы измеряемых сигналов (график 1) и форма напряжения на конденсаторе интегрирующей цепи применительно к значениям времени возврата 1,7 и 3 с (графики 2 и 3). Из графиков видно, что показания приборов первого типа с временем возврата 1,7 с более точно отражают минимальные уровни и соответственно динамический диапазон измеряемых уровней. Это очень важно, так как приборы первого типа предназначены прежде всего для звукорежиссеров, одной из основных функций которых является именно регулирование динамического диапазона передачи.

Для ИУ второго типа главным является фиксация квазимаксимальных уровней, обеспечение возможности определения по ним,

превышается номинальный уровень (0 дБ) или нет. А это легче осуществить, когда время возврата сравнительно велико, порядка 3—4 с.

Обязательным требованием является выполнение условия постоянной, без резких скачков, скорости движения указателя в процессе возврата в децибелах в секунду.

Время возврата указателей ИУ с показывающими приборами неэлектромеханической системы устанавливается в технической документации с учетом особенностей субъективного восприятия. Так, для ИУ с показывающими приборами на газоразрядной трубке, характеризующихся изменением высоты горящего столбика, предположительно должно выбираться несколько меньшее значение времени интеграции, чем, например, для ИУ со световым штрихом. Однако при проведении исследований большой разницы обнаружено не было и поэтому для таких ИУ время возврата устанавливается таким же, как и для приборов электромеханической системы.

Величина переброса указателя показывающего прибора должна быть не более 1 дБ (12%). При большем значении переброса получаются слишком завышенные показания уровней по сравнению с их действительным значением и как следствие этого — недомодуляция передатчиков.

Важным параметром ИУ является *динамический диапазон измеряемых уровней*. Приборы первого типа должны иметь большой динамический диапазон: от —40 до +4 дБ или —50 до +5 дБ. Участок от —50 до 0 дБ называется *рабочим участком шкалы*, а от 0 дБ до +5 дБ — *участком перегрузки*. Такой динамический диапазон является вполне достаточным, хотя в последнее время и появились ИУ отечественного и венгерского производства с диапазоном от —60 до +5 дБ (в соответствии с требованиями МЭК-268-10А). Нижняя граница в 40 дБ достаточна в связи с тем, что тракты звукового вещания и условия прослушивания передач не позволяют осуществлять прослушивание в домашних условиях с диапазоном более 40 дБ. Верхняя граница в +4 дБ является даже излишней. Она была установлена в то время, когда было выяснено, что даже звукорежиссеры могут выдерживать квазимаксимальные уровни с точностью не выше  $\pm 4$  дБ. Однако за последнее время в практике радиовещания нашли широкое применение различные типы автоматических регуляторов уровня и прежде всего ограничители квазипиковых уровней, которые позволяют обеспечить выпуск и передачу по каналам программ с уровнями не более +1 дБ сверх номинального значения. Поэтому со временем можно будет вновь установить для ИУ первого типа максимальное значение измеряемых уровней +1 дБ, как это было сделано ранее в некоторых типах ИУ, что позволит более рационально использовать их шкалу.

Шкалы ИУ обоих типов градуируются в децибелах и процентах относительно номинального уровня. В некоторых случаях градуировка производится в децибелах и в вольтах эффективных.

Длина шкалы ИУ первого типа с показывающим прибором электромеханической системы должна быть не менее 160 мм для приборов со световым указателем и не менее 80 мм для приборов со

стрелочным указателем; для ИУ второго типа с показывающим прибором электромеханической системы — не менее 60 мм. Длина шкалы ИУ обоих типов с показывающим прибором неэлектромеханической системы (осциллографической, газоразрядной, светодиодной и др.); а также ИУ в портативной аппаратуре устанавливается в технической документации на конкретные изделия.

Такие размеры установлены, исходя из учета выпускающихся промышленностью конкретных типов микроамперметров магнитоэлектрической системы (М24, М96, М4200, М4220 и др.), а также субъективных факторов. Ясно, что чем меньше шкала, тем труднее произвести отсчет уровня и тем больше получается погрешность измерения. С другой стороны, чрезмерное увеличение длины шкалы также может привести к нежелательному эффекту: вместо поворота на определенный угол глаз человек должен будет постоянно поворачивать голову. Было определено, что при расстоянии между человеком и пультом примерно 1—1,5 м оптимум длины шкалы с учетом утомляемости при постоянном наблюдении за показаниями ИУ составляет примерно 160—200 мм.

Интересным является также вопрос о том, как располагать шкалу — вертикально или горизонтально?

Раньше, когда на практике использовались показывающие приборы фактически только одного типа — магнитоэлектрической системы, такого вопроса не существовало. Исходя из конструктивных особенностей приборов, шкала получалась горизонтальной. Такое расположение не вызывало отрицательных эмоций, тем более, что глазу удобнее перемещаться в горизонтальной плоскости, чем в вертикальной. Но вот появилось стереофоническое радиовещание и обнаружилось первое неудобство: каналы называются левым и правым, а закрепленные за ними ИУ с оптическим штрихом являются верхним и нижним. Пришлось условиться, что показания верхнего ИУ соответствуют уровню в левом канале, а показания нижнего ИУ — уровню в правом канале.

Субъективно напрашивается также вертикальное расположение шкал ИУ, закрепленных за выходными каналами пультов АЦ, КРА и др.

Сейчас, когда появились ИУ с индикацией на светодиодах, газоразрядных и осциллографических трубках, стали выпускаться приборы как с горизонтальной, так и с вертикальной шкалой.

В ГОСТ 21185—75 нормируется также погрешность ИУ. Так как ИУ предназначены для измерения нестационарных сигналов, то погрешности допускаются сравнительно большие. Так, основная погрешность ИУ вблизи отметки номинального уровня (0 дБ) допускается до  $\pm 0,3$  дБ, т. е.  $\pm 3,5\%$ . С понижением уровня отклонения увеличиваются (рис. 3.4).

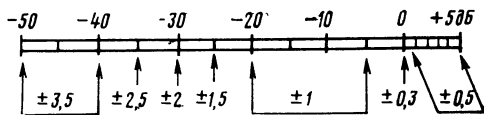


Рис. 3.4. Градуировка шкалы ИУ (верхние цифры) и ее допускаемая погрешность (нижние цифры)

Дополнительные погрешности ИУ обоих типов, возникающие от изменения температуры, напряжения питания, рабочего режима, продолжительности непрерывной работы и других факторов, устанавливаются в соответствующей нормативно-технической документации.

Точность отсчета при светящихся указателях ИУ зависит также от их яркости. Яркость современных светодиодов составляет 10—40 кд/м<sup>2</sup>. При диаметре светодиода 5 мм это соответствует силе света 0,5—2 мкд. Этого вполне достаточно для восприятия свечения светодиода без напряжения зрения. Яркость же газоразрядных трубок ИН-13 недостаточна. При наблюдении по таким приборам приходится напрягать зрение.

Частотный диапазон ИУ должен соответствовать частотному диапазону тракта, где устанавливается ИУ. Однако чаще всего, когда в технической документации не указаны другие значения, частотный диапазон ИУ выбирается в пределах от 31,5 до 16 000 Гц с неравномерностью не более  $\pm 0,5$  дБ. За пределами частотного диапазона не должно быть подъема АЧХ. Более того, рекомендуется обеспечить спад АЧХ с крутизной не менее 6 дБ на октаву.

Номинальный входной уровень ИУ выбирается, исходя из существующей диаграммы уровней для точек тракта, к которым подключается ИУ. Рекомендуется выбирать номинальный уровень

Таблица 3.1

Тип ИУ	Время интеграции, мс	Время срабатывания, мс	Время возврата, с	Переброс, дБ, не более	Динамический диапазон, дБ	Диапазон частот, Гц	Неравномерность АЧХ, дБ, не более
I	5	100—200	$1,7 \pm 0,3$	1	$-40 \div +4$ $-50 \div +5$	31,5—16 000	$\pm 0,5$
II	5	100—200	$3,0 \pm 1,0$	1	$-20 \div +3$	31,5—16 000	$\pm 0,5$

Таблица 3.2

Марка ИУ	Страна-изготовитель	Диапазон изменения, дБ	Время интеграции, мс	Время возврата, с	Переброс, дБ, не более	Неравномерность АЧХ в диапазоне 31,5—16 000 Гц, дБ
WSW	Австрия	от -50 до +5	5	1,5	1,0	$\pm 1,0$
KA-043	ВНР	от -40 до +4	5	1,5	1,0	$\pm 1,0$
MAE-121	»	от -40 до +4	5	1,5	1,0	$\pm 0,5$
MAE-011	»	от -40 до +4	5	1,5	0,5	$\pm 0,5$
MAE-113	»	от -60 до +5	5	1,7	0	$\pm 0,5$
MVE-191	»	от -20 до +3	5	4,0	1,0	$\pm 0,5$
ИУ-1	СССР	от -40 до +4	5	1,5	1,0	$\pm 1,0$
ИУ-3	»	от -20 до +3	20	3,0	1,0	$\pm 1,0$
ИР-70	»	от -20 до +3	5	3,0	1,0	$\pm 0,5$
МЭЗ-903	»	от -40 до +4	5	1,75	1,0	$\pm 1,0$
РИ-58	»	от -35 до +3	60	1,5	0,5	$\pm 1,0$
КРА МДРСВ	»	от -20 до +2	5	3,5	1,0	$\pm 0,5$
ИУ-12	»	от -40 до +4	5	1,7	0	$\pm 0,5$
ИУ-14	»	от -50 до +5	5	1,7	0	$\pm 0,5$
EIS-501	ЧССР	от -50 до +2	5	1,5	0,5	$\pm 0,2$

ИУ из следующих значений: 0 дБн (0,775 В), 6 дБн (1,55 В), 9 дБн (2,2 В), 12 дБн (3,1 В) и 15 дБн (4,4 В).

Входное сопротивление ИУ выбирается из тех соображений, чтобы при его подключении не происходило шунтирования контролируемой цепи. Если исходить из величины нагрузки 600 Ом, то для выполнения этого условия необходимо обеспечить входное сопротивление не менее 6 кОм. Если сопротивление нагрузки составляет 5 кОм, как это принято во многих «микшерных» пультах, то входное сопротивление ИУ должно быть соответственно порядка 50 кОм. У большинства современных ИУ входное сопротивление больше 10 кОм.

Основные нормируемые параметры ИУ первого и второго типов приведены в табл. 3.1.

В табл. 3.2 приведены паспортные данные некоторых квазипортовых ИУ отечественной и зарубежной разработок, которые нашли широкое применение в трактах звукового вещания.

### **3.3. Методика измерения динамических параметров ИУ**

Для измерения динамических параметров ИУ рекомендуется использовать следующие приборы:

1. Генераторы сигналов низкочастотные (ГЗ-36, ГЗ-56 и др.).
2. Вольтметры переменного тока (ВЗ-39, ВЗ-41, В7-16, В7-18 и др.).
3. Частотомер (ЧЗ-30).
4. Измеритель нелинейных искажений (С6-5).
5. Осциллограф (С1-19).
6. Генератор импульсов (Г5-46).

Могут использоваться также и другие, более современные приборы, которые удовлетворяют требованиям ГОСТ 21185—75.

Динамические параметры ИУ могут измеряться также с помощью специальных *датчиков радиоимпульсов* (ДРИ), ранее получивших распространение под названием датчиков тональных импульсов. В состав простейшего ДРИ (рис. 3.5) входит генератор звуковых частот, генератор импульсов и ключевая схема.

К ДРИ предъявляются следующие требования:

длительности радиоимпульсов должны выбираться из следующего ряда: 3, 5, 10, 80, 100, 120, 140, 160, 180, 200, 220 мс;

погрешность по длительности не должна превышать  $\pm 10\%$ ;

частота заполнения должна составлять 1 и 5 кГц;

длительность фронта нарастания амплитуды огибающей — не более 0,1 мс;

выброс амплитуды огибающей — не более 2% установившегося значения;

длительность процесса установления амплитуды огибающей — не более 10% длительности радиоимпульса;

коэффициент гармоник синусоидального сигнала частоты заполнения на выходе ДРИ — не более 2%;

уровень сигнала частоты заполнения на выходе ДРИ должен превышать уровень помех при закрытом состоянии ключевой схемы не менее чем на 60 дБ.

Время интеграции ИУ и их динамическую характеристику в соответствии с ГОСТ 21185—75 и международным стандартом МЭК-268-10А измеряют путем подачи на вход радиоимпульсов заданной длительности. Радиоимпульсы должны начинаться и кончаться в моменты, когда напряжение гармонического сигнала равно нулю, и содержать целое число периодов. Амплитуда гармонического сигнала, заполняющего радиоимпульс, должна быть постоянной и равной амплитуде стационарного гармонического сигнала, который дает заданное показание ИУ.

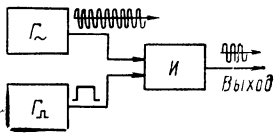


Рис. 3.5. Структурная схема простейшего ДРИ

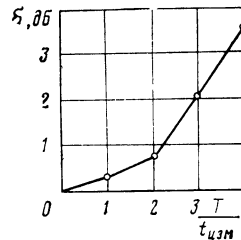


Рис. 3.6. Зависимость погрешности измерения от фазы включения сигнала

Результаты исследования зависимости показаний ИУ от фазы включения измерительного сигнала приведены в [31]. На рис. 3.6 приведена зависимость погрешности измерения уровня от соотношения  $T/t_{изм}$ , где  $T$  — период измеряемого сигнала, а  $t_{изм}$  — время измерения. Исходя из нормируемого значения времени интеграции ИУ, график приведен применительно к времени измерения  $t_{изм} = 5$  мс. Из графика видно, что влияние фазы включения сигнала на результаты измерения уровня начинает заметно сказываться, когда за время измерения на вход ИУ поступает менее одного периода измеряемого сигнала ( $T/t_{изм} > 1$ ). Для частоты 50 Гц ( $T/t_{изм} = 4$ ) погрешность за счет различной фазы включения сигнала достигает недопустимо большой величины — около 4 дБ. Для частоты 100 Гц ( $T/t_{изм} = 2$ ) погрешность уже значительно меньше, хотя еще достаточно большая (примерно 0,8 дБ). Для частоты 200 Гц ( $T/t_{изм} = 1$ ) погрешность уменьшается до 0,32 дБ. Для частот свыше 1 кГц погрешность не превышает 0,1 дБ.

Если измерения производить при  $t_{изм} = 0,5$  мс, то для получения тех же погрешностей частоты следует увеличить в 10 раз. Таким образом, для получения погрешности не более 0,1 дБ при времени измерения 0,5 мс требуется частоту измерительного сигнала увеличить до 10 кГц.

В приборах, шкала которых градуирована в дБ и соответствует ГОСТ 21185—75, отсчет ведется относительно деления 0 дБ. В ИУ первого типа дополнительно могут измеряться время интеграции и динамическая характеристика при уровнях примерно на 20 дБ ниже номинального уровня. В ИУ с другими шкалами (градуированными в %, вольтах и т. п.) измерения должны выполняться при уровнях сигналов, обеспечивающих стационарное показание ИУ на 4—6 дБ ниже предельного отсчета по шкале. В приборах с переключателем шкал измерения времени интеграции должны выполняться для разных

положений этого переключателя, например для номинального, максимального и минимального значений уровней измеряемых каналов.

Измерение динамических характеристик ИУ проводится путем определения показаний прибора при одиночных радиоимпульсах длительностью 3; 5 и 10 мс. Международный стандарт МЭК-268-10А (дополнение 1976 г.) предусматривает измерения также при длительности радиоимпульсов 100; 1,5 и 0,5 мс. Частота гармонического сигнала, заполняющего радиоимпульс, должна быть 5000 Гц, кроме последнего случая (0,5 мс), когда ее необходимо повысить до 10 кГц.

Для проверки соответствия характеристик ИУ действующим нормам на его вход подают радиоимпульсы требуемой длительности и регистрируют максимальные значения показаний прибора. Если они лежат в пределах установленных стандартом допусков, то ИУ считается годным к применению. Для измерения времени интеграции постепенно меняют длительность радиоимпульса, подаваемого на вход ИУ.

Для измерения времени интеграции и динамической характеристики может быть использована измерительная установка, схема которой приведена на рис. 3.7. Источником гармонического сигнала является генератор 1, дающий требуемое стабильное напряже-

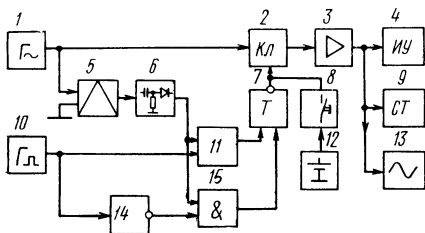


Рис. 3.7. Структурная схема установки для измерения динамической характеристики и времени интеграции ИУ

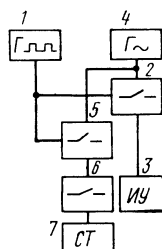


Рис. 3.8. Структурная схема установки для измерения времени возврата ИУ

ние частотой 5000 Гц с погрешностью не более 1%. В случае необходимости частота этого сигнала контролируется частотомером. Это напряжение подается на вход ИУ через электронный ключ 2. Между ним и контролируемым прибором 4 в случае необходимости включается дополнительный усилитель 3. В качестве ключа 2 может быть использован полевой транзистор, например, типа КП103М.

Управление ключом осуществляется с помощью устройства, формирующего прямоугольные импульсы отпирающего напряжения, подаваемого на ключ 2. Импульсы требуемой длительности формируются генератором импульсов 10. Они поступают на один из входов схемы И 11. На другой вход элемента 11 поступают по-

ложительные импульсы, которые формируются из гармонического сигнала с помощью компаратора 5 и дифференцирующей цепочки 6. Компаратор преобразует гармонический сигнал в прямоугольный биполярный импульс, а дифференцирующая цепочка с малой постоянной времени формирует чередующиеся положительные импульсы длительностью не более 10 мкс.

Когда на обоих входах элемента 11 появляется положительный потенциал, на его выходе появляется импульс, отпирающий триггер 7 с двумя стабильными положениями. С его выхода отпирающее напряжение поступает на ключ 2. Это напряжение сохраняется до тех пор, пока на второй вход триггера не поступит запирающий импульс. Для его получения используется инвертор 14, с выхода которого напряжение подается на вход схемы И 15. Контроль длительности и формы подаваемых сигналов осуществляется с помощью электронного счетчика 9 и осциллографа 13. Включение ключа 2 при измерениях на стационарном сигнале осуществляют, подавая на него с помощью ключа 8 постоянное напряжение от источника питания 12.

*Время возврата указателя ИУ* можно отсчитать по секундомеру с момента выключения сигнала частоты 1 или 5 кГц номинального уровня на входе ИУ. При этом для повышения достоверности измерения рекомендуется каждое измерение повторять 5 раз и вычислять среднюю арифметическую величину.

Для измерения времени возврата с помощью электронных приборов по схеме рис. 3.8 нужен генератор непрерывной последовательности прямоугольных сигналов с регулируемой частотой повторения от 1 до 0,1 Гц. Длительность отдельных импульсов можно контролировать с помощью электронного счетчика. При положительном напряжении на выходе генератора импульсов 1 ключ 2 отпирается и с генератора 4 измерительного сигнала частотой 5 кГц напряжение подается на вход измеряемого прибора 3. При отрицательном напряжении на выходе генератора 1 ключ 2 запирается и показания прибора уменьшаются, пока ключ 2 снова не откроется. Одновременно отпирается вспомогательный ключ 5, через который измерительный сигнал поступает через кнопку 6 на счетчик 7. Длительность пауз изменяют до тех пор, пока снижение показаний ИУ в течение паузы не достигнет 20 дБ. Полученное значение длительности паузы равно времени возврата ИУ.

Наибольшие трудности связаны с *определением времени срабатывания*. По ГОСТ 21185—75 время срабатывания ИУ с прибором магнитоэлектрического типа должно быть в пределах от 100 до 200 мс (стандарт МЭК-268-10А допускает до 300 мс). Такие малые интервалы времени нельзя зафиксировать с помощью секундомера. Поэтому в ГОСТ 21185—75 предлагаются различные методы, связанные со вскрытием прибора и нарушением его схемы. Эти методы нельзя считать приемлемыми в условиях эксплуатации, так как нарушается заводская гарантия надежности прибора. В стандарте МЭК-268-10А рекомендуется применение стробоскопических методов. Однако стробоскопический метод трудно применять

при светящихся указателях. Поэтому там, где имеется такая возможность, целесообразным является применение синхронной видеозаписи счетчика времени и изображения ИУ в процессе установления показаний после подключения источника измерительного сигнала заданного уровня. При этом появляется возможность проверки дополнительного параметра — плавного, без рывков, изменения показаний прибора.

*Переброс ИУ* определяется следующим образом. Сначала на входе прибора устанавливают такой уровень измерительного сигнала, при котором его показание равно 0 дБ. Если такого деления на шкале ИУ нет, то устанавливают уровень, при котором показание прибора на 3—4 дБ (на 30—40%) меньше максимально возможного отсчета по шкале ИУ. Затем после того, как показание ИУ при выключенном источнике сигнала достигнет исходного состояния (0% или  $-\infty$  дБ), снова включают источник измерительного сигнала. Превышение максимального показания прибора над стационарным дает величину переброса. ГОСТ 21185—75 рекомендует измерять переброс также при уровне измерительного сигнала —20 дБ для ИУ первого типа и —8 дБ для ИУ второго типа.

#### Глава 4. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УРОВНЯ

Структурные схемы построения измерителей уровня зависят от их назначения, динамических параметров, динамического диапазона измерения, типа показывающего прибора и т. д.

При рассмотрении структурных схем ИУ будут применяться следующие сокращенные обозначения: ВУ — входное устройство; УЗЧ — усилитель звуковых частот; УПТ — усилитель постоянного тока; Д — детектор; ИЦ — интегрирующая цепь; ЛОГ — логарифматор; КОМП — компаратор; КС — ключевая схема; ПП — показывающий прибор.

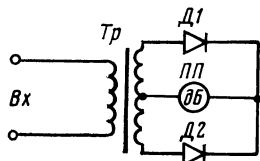


Рис. 4.1. Схема измерителя уровня средних значений

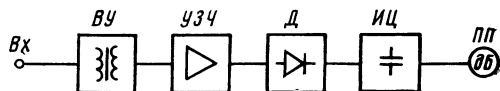


Рис. 4.2. Структурная схема квазипикового ИУ второго типа

На рис. 4.1 приведена *простейшая схема*, по которой могут быть выполнены ИУ средних значений.

В этой схеме входной трансформатор *Tr* обеспечивает симметричный вход ИУ, диоды осуществляют двухполупериодное выпрямление измеряемых сигналов, а показывающий прибор помимо выполнения своей основной функции индикации сигналов выполняет одновременно функцию интегрирующего контура средних значений. Для того чтобы  $t_{и}$  и  $t_{в}$  были равны 200 мс, необходимо,

чтобы собственная частота подвижной системы была равна 1 Гц, а режим работы был близок к критическому (переброс  $\leq 1$  дБ). При чувствительности микроамперметра 1 мА и сопротивлении 1 кОм прибор потребляет мощность 1 мВт. Это позволяет подключать его через ограничительное сопротивление практически к любой цепи звуковой частоты, в которой уровень превышает 0 дБн.

*Структурная схема квазишумового ИУ* второго типа также является достаточно простой (рис. 4.2). В этой схеме каждый из элементов выполняет следующие основные функции. Входное устройство обычно обеспечивает большое входное сопротивление ИУ, симметричность входа и регулировку чувствительности. Большое входное сопротивление необходимо для того, чтобы не шунтировать контролируруемую цепь и не изменять ее характеристик. Оно обеспечивается резисторами  $R_1$  и  $R_2$  (рис. 4.3), величина сопротивления которых обычно не менее 10 кОм. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  называются *защитными*, так как они предохраняют контролируемую цепь от шунтирования даже в тех случаях, когда ИУ неисправен, например при коротком замыкании в трансформаторе.

Симметричность входа ИУ необходима для того, чтобы можно было подключить его как к несимметричным, так и к симметричным цепям. Симметрия входа обеспечивается трансформатором *Тр*. Можно применить также электронные схемы симметрирования, например использовать для этого дифференциальные операционные усилители.

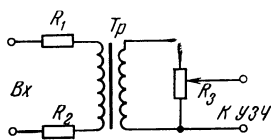


Рис. 4.3. Схема входного устройства

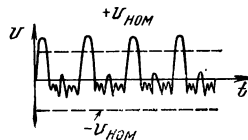


Рис. 4.4. Осциллограмма звука «а»

Регулировка чувствительности нужна прежде всего для обеспечения возможности подключения ИУ к точкам тракта с различным номинальным уровнем. Она может быть как плавной (с помощью резистора  $R_3$ , см. рис. 4.3), так и скачкообразной с помощью переключателя.

Устройство УЗЧ выполняет три основные функции:

- обеспечивает электрическую развязку детектора и контролируемой цепи, так как детектор с фильтром является нелинейной цепью и его непосредственное подключение к контролируемой цепи может вызвать большие нелинейные искажения;

- обеспечивает усиление сигналов до величины, необходимой для детектирования;

- обеспечивает низкое выходное сопротивление, которое входит в цепь заряда интегрирующей цепи, а при его большой величине получение нужного времени интеграции 5 мс становится невозможным.

Мощность УЗЧ определяется максимальным напряжением на входе детектора и величиной выходного сопротивления УЗЧ. Это объясняется тем, что вначале, когда конденсатор интегрирующей цепи разряжен, его сопротивление равно нулю. Однако в стационарном режиме, когда конденсатор уже заряжен и его сопротивление бесконечно, усилитель работает практически в режиме холостого хода, точнее, на нагрузку, равную разрядному сопротивлению интегрирующей цепи, а оно обычно большое, сотни килоом или мегомы. Поэтому в отличие от обычных усилителей УЗЧ измерителей уровня рассчитывают, исходя из заданного выходного сопротивления и максимального импульса тока. Как правило, для выполнения этих требований усилители делают с глубокой отрицательной обратной связью.

В звуковом оборудовании первого поколения УЗЧ выполнялись на радиоэлектронных лампах, второго поколения — на биполярных или полевых транзисторах, третьего — на интегральных микросхемах. В настоящее время начата разработка оборудования четвертого поколения — на основе использования цифровой техники.

*Детекторы в ИУ* также имеют ряд особенностей. Во-первых, они обязательно выполняются по двухполупериодной схеме. Это объясняется тем, что вещательные сигналы могут быть несимметричными. Как видно из рис. 4.4, на котором в качестве примера приведена осциллограмма звука «а», по этой причине возможны случаи, когда во время одного полупериода сигнал не превышает нормируемого номинального значения, а во время второго полупериода значительно превышает его. Следовательно, при однополупериодном детекторе возможна ситуация, когда в тракте существует перегрузка, а ИУ этого не показывает.

Во-вторых, для детектирования используется по возможности линейный участок вольт-амперной характеристики диодов. Минимальная амплитуда детектируемого сигнала ограничивается в зависимости от типа диода величиной  $U_{\min}=0,1-0,5$  В. Поэтому при динамическом диапазоне измеряемых уровней 44 дБ, т. е. при  $D=158$ , максимальная амплитуда детектируемого сигнала должна составлять величину  $U_{\max}=U_{\min}D=0,5 \cdot 158=79$  В.

При динамическом диапазоне 55 дБ значение  $U_{\max}$  превышает 100 В. Это представляло одну из основных трудностей при разработке транзисторных ИУ. Сейчас при разработке ИУ на интегральных микросхемах эта проблема совершенно отпала, так как операционные усилители позволяют осуществлять линейное детектирование начиная с  $U_{\min} \leq 10$  мВ. Однако сам детектор на операционном усилителе стал несколько сложнее, чем детектор на полупроводниковых приборах.

В-третьих, поскольку в квазипиковых ИУ соотношение сопротивлений разряда и заряда составляет примерно  $10^3$ , это накладывает соответствующие требования на соотношение сопротивлений детектора в обратном и прямом направлениях. Оно должно составлять не менее  $10^4$ . В противном случае будет трудно обеспе-

чить либо требуемое малое значение времени интеграции (5 мс), либо требуемое большое значение времени возврата (до 4 с).

*Интегрирующая цепь* является основным звеном ИУ; от которого зависят два его самых важных динамических параметра — время интеграции и время возврата. От классического интегратора, у которого время разряда конденсатора  $t_p \rightarrow \infty$ , интегрирующая цепь ИУ отличается тем, что она имеет хотя и большое значение  $t_p$ , обычно совпадающее с величиной времени возврата, но все же конечное, от 1,4 до 4 с. А так как время заряда примерно равно времени интеграции, т. е. 5 мс, то соотношение сопротивлений разряда и заряда в ИУ обычно составляет  $R_p/R_z = 500 \div 1300$ .

Так как интегрирующая цепь за счет большого значения времени разряда осуществляет, в известной степени, задержку сигнала, то в книге [6] ИЦ названа ячейкой памяти.

В качестве *показывающих приборов* ПП в измерителях уровня находят применение следующие устройства (рис. 4.5 и 4.6):

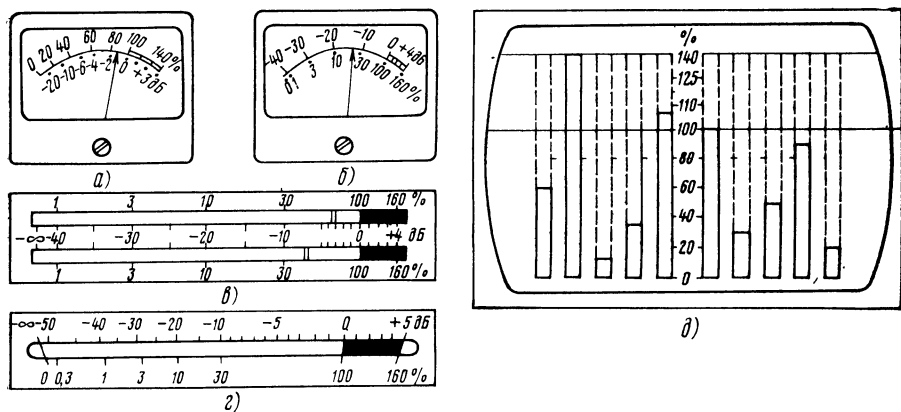


Рис. 4.5. Внешний вид показывающих приборов: стрелочные с линейной (а) и логарифмической (б) шкалами, стереофонический с диапазоном 44 дБ (в) и монофонический с диапазоном 55 дБ (г) со световым отсчетом, десятиканальный на электронно-лучевой трубке (д)

стрелочные микроамперметры (миллиамперметры) магнитоэлектрической системы;

миллиамперметры магнитоэлектрической системы со световым указателем («зайчиковые» ПП);

электронно-лучевые трубки;

газоразрядные трубки;

светодиоды.

От типа показывающего прибора зависят два других динамических параметра ИУ — время срабатывания и переброс. Время срабатывания  $t_{ср}$  приборов магнитоэлектрической системы должно быть не более 200 мс. По этой причине, в частности, для ИУ непригодно большинство из показывающих приборов, которые

используются в вольтметрах. У них время срабатывания составляет 0,5—1 с и более. Для измерения стационарных сигналов это является вполне подходящим, а для ИУ такие значения неприемлемы, так как при контроле уровней вещательных сигналов приборами с  $t_{ср} > 300$  мс звукорежиссеры начинают ощущать расхождение зрительного образа со слуховым: если после нарастания

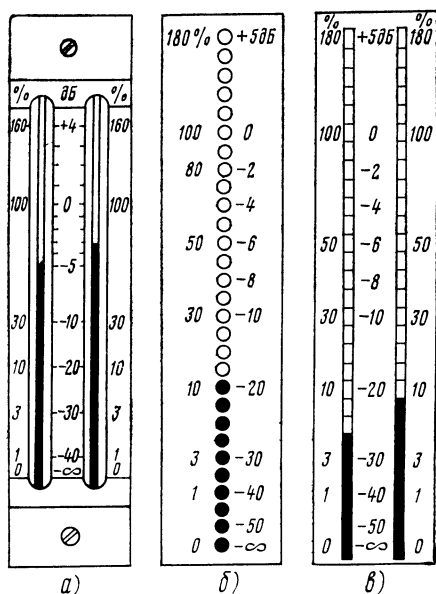


Рис. 4.6. Внешний вид показывающих приборов: стереофонический на газоразрядных трубках (а), монофонический (б) и стереофонический (в) на светодиодах

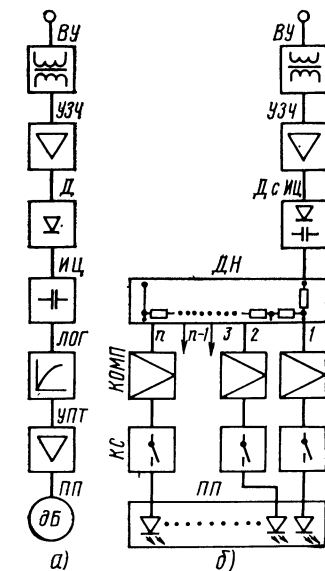


Рис. 4.7. Структурные схемы ИУ первого типа: а — с показывающим прибором магнитоэлектрической схемы; б — с индикацией на светодиодах

сигнал начинает уменьшаться, то звукорежиссер по контрольному агрегату ощущает на слух уменьшение уровня сигнала, а указатель показывающего прибора вследствие большой инерционности подвижной системы продолжает двигаться в сторону увеличения уровня.

Следует также учитывать, что чем больше время срабатывания, тем труднее получить требуемое значение времени интеграции 5 мс.

Показывающие приборы на светодиодах, а также на электронно-лучевых и газоразрядных трубках хотя и имеют определенные значения времени срабатывания, однако, так как у них  $t_{ср} \ll t_{и}$ , они условно считаются безынерционными.

Какой же из типов показывающих приборов является наиболее предпочтительным? Это определяется прежде всего местом установки ИУ. Так, в результате опроса звукорежиссеров ГДРЗ и ТТЦ было выяснено, что оптималь-

ными для их работы являются «зайчиковые» ИУ. Они имеют оптимальные размеры (примерно 160 мм), достаточную яркость, высокую четкость «зайчика» (светового штриха). Стрелочные приборы менее удобны — они меньше по размерам, практически непригодны для контроля уровней стереофонических передач, по ним труднее производить отсчет. Газоразрядные трубки, в том числе получившие широкое распространение трубки типа ИН-13, имеют недостаточную яркость, нечеткую границу светового столбика, длина шкалы (110 мм) также маловата. Недостатком светодиодных показывающих приборов является их дискретность: при изменении уровня сигнала вместо плавного перемещения стрелки, «зайчика» или светового столбика происходит скачкообразное загорание очередного светодиода; ИУ с индикацией на светодиодах являются более сложными по устройству и более дорогими.

В тех случаях, когда требуется одновременно контролировать уровни нескольких программ (например, в центральных и коммутационно-распределительных аппаратах, в отделах технического контроля и т. д.), предпочтение отдается тем типам ИУ, которые позволяют компактно разместить рядом на небольшой площади несколько показывающих приборов. Это прежде всего светодиоды и газоразрядные трубки.

В вещательных трактах Министерства связи СССР наибольшее распространение получили стрелочные ИУ второго типа.

Рассмотрим теперь *особенности построения структурных схем ИУ первого типа*. Из большого разнообразия схем наибольшее распространение получили ИУ, которые имеют структурные схемы, приведенные на рис. 4.7. Если используется показывающий прибор магнитоэлектрической системы или на газоразрядной трубке, то ИУ строится по схеме 4.7 а, а ИУ с индикацией на светодиодах строится по схеме 4.7 б.

Основной особенностью ИУ первого типа по сравнению с приборами второго типа является наличие в их схемах функциональных преобразователей, осуществляющих логарифмирование измеряемых сигналов. *Логарифматоры* предназначены для расширения динамического диапазона измеряемых уровней. У ИУ второго типа, не имеющих логарифматоров, динамический диапазон составляет всего лишь 23 дБ. Теоретически логарифматоры позволяют получить любой динамический диапазон. Практически, исходя из требований ГОСТ 21185—75, достаточно обеспечить диапазон 44 или 55 дБ.

В зависимости от наличия или отсутствия логарифматора, а также от характера его амплитудной характеристики возможны три вида шкал ИУ: линейная, логарифмическая и так называемая S-образная (растянутая в области больших уровней).

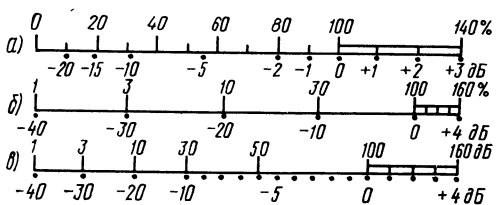


Рис. 4.8. Градуировка трех видов шкал ИУ: а — линейная; б — логарифмическая; в — растянутая в области больших уровней (S-образная)

ка шкал этих трех видов приведена на рис. 4.8.

Недостатком приборов с линейной шкалой является небольшой динамический диапазон. Этот недостаток устраняется при логарифмической шкале. Однако при этом возникает другой недостаток — слишком сжатой оказывается наиболее важная область шкалы около от-

метки 0 дБ, что затрудняет звукорежиссерам правильную регулировку уровней. Приборы с S-образной шкалой сочетают в себе достоинства первых двух: большой динамический диапазон и в то же время достаточно растянутую область вблизи отметки 0 дБ.

Логарифмирование в ИУ по схеме 4.7 а осуществляется обычно с помощью метода кусочно-линейной аппроксимации или с помощью созданных с использованием этого метода интегральных микросхем. Так как на выходе логарифматора напряжение оказывается значительно ослабленным по сравнению с напряжением на его входе и величина этого сигнала оказывается недостаточной для полного отклонения показывающего прибора, то приходится между логарифматором и показывающим прибором устанавливать УПТ. Большинству УПТ свойствен недостаток — дрейф нуля. Это приводит к появлению нестабильности показаний и, следовательно, дополнительной погрешности измерения уровней. Для уменьшения погрешностей приходится периодически проверять калибровку шкалы вблизи отметок 0 дБ и —40 дБ и в случае необходимости производить установочную регулировку.

В схеме 4.7 б логарифмирование осуществляется соответствующим выбором резисторов в делителе напряжения ДН. Более подробно вопросы логарифмирования сигналов рассматриваются в главе 6.

Как видно из рис. 4.7 б, при индикации на светодиодах в схеме ИУ появляются новые элементы — компараторы. *Компаратор* — это пороговое устройство, у которого выходной сигнал равен нулю, пока напряжение на входе меньше порога срабатывания, и становится равным единице, как только входное напряжение превысит порог срабатывания. Так как пороги срабатывания компараторов выбираются одинаковыми, а измеряемые напряжения на их входах отличаются друг от друга (в зависимости от того, с какой точки делителя они берутся), то компараторы опрокидываются не одновременно. Первым опрокинется правый по схеме 4.7 б компаратор и соответственно загорится правый светодиод. На левый по схеме компаратор поступает самый слабый сигнал, следовательно, левый светодиод загорится в последнюю очередь, когда сигнал на входе ИУ достигнет максимальной величины. У большинства ИУ шкала вертикальная, при этом внизу шкалы устанавливается светодиод, соответствующий минимальному уровню, а вверху шкалы — соответствующий максимальному уровню.

Роль УПТ выполняют *ключевые схемы*. Необходимость в усилении сигнала появилась в связи с тем, что большинство современных компараторов, выполненных на интегральных микросхемах, имеет выходной ток в пределах до 5 мА, а через светодиоды для получения полной яркости требуется пропускать ток порядка 10—20 мА. Кроме того, ключевые схемы за счет своей роли развязки обеспечивают более высокую точность порога срабатывания компараторов.

Количество компараторов, ключевых схем и светодиодов определяется требуемым динамическим диапазоном измерения и нормируемой точностью градуировки шкалы. Так как основная погрешность ИУ первого типа по шкале на отметках от +4 до —5 дБ должна быть не более  $\pm 0,5$  дБ, следовательно, для этой области шкалы пороги срабатывания компараторов должны выбираться не реже, чем через 1 дБ. На отметках от —6 до —20 дБ допускается погрешность  $\pm 1$  дБ, следовательно, пороги срабатывания могут выбираться через 2 дБ и т. д. Практически ИУ содержат от 20 до 36 светодиодов и столько же компараторов и ключевых схем.

## Глава 5. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ ДЕТЕКТОРА В КВАЗИПИКОВЫХ ИЗМЕРИТЕЛЯХ УРОВНЯ

*Квазипиковое детектирование* является основным функциональным преобразованием измеряемых сигналов звукового вещания. Так как измеряемая величина — уровень сигнала звукового вещания — характеризует прежде всего максимальное значение напряжения сигнала независимо от его полярности, то необходимо произвести преобразование биполярного напряжения контролируемого сигнала в униполярный, соответствующий модулю сигнала. Этот униполярный сигнал подается на интегрирующую цепь с различными постоянными времени заряда и разряда. Следовательно, в общем виде квазипиковый детектор является последовательным соединением двух функциональных преобразователей:

1) преобразователь напряжения сигнала  $U_c$  в  $|U_c|$ ;

2)  $RC$ -цепь с малой постоянной времени заряда  $\tau_z$  и большой постоянной времени разряда  $\tau_p$ .

Оба преобразователя совмещаются в простейшем *двухполупериодном выпрямителе*, схема которого показана на рис. 5.1. При этом сопротивление цепи заряда равно  $R_z = R_{\text{вых}} + R_d$ , где  $R_{\text{вых}}$  — выходное сопротивление усилителя, являющееся суммой сопротивления секции вторичной обмотки выходного трансформатора и пересчитанных сопротивлений первичной обмотки и выходной ступени с учетом обычно имеющейся обратной связи;  $R_d$  — сопротивление диода току заряда.

При малых токах сопротивление диодов резко возрастает, что приводит к увеличению  $\tau_z$ . Это создает трудности при квазипиковом детектировании сигналов с малыми амплитудами и приводит к ограничению динамического диапазона контролируемых сигналов. Поэтому в ряде случаев целесообразно разделить функции преобразования биполярного сигнала в его модуль и выделения огибающей с помощью цепи с малым  $\tau_z$  и большим  $\tau_p$ .

На рис. 5.2 в качестве примера приведены две схемы преобразования  $U_c$  в  $|U_c|$ . В обеих схемах используются операционные усилители. В схеме рис. 5.2 а диоды выполняют попеременно од-

нополупериодное выпрямление. При положительной полуволне открыт  $D_2$ , а ОУ включен по схеме неинвертирующего усилителя. Для того чтобы коэффициент передачи был равен единице, необходимо выполнение условия:  $R_3/R_4=R_2/R_5$ .

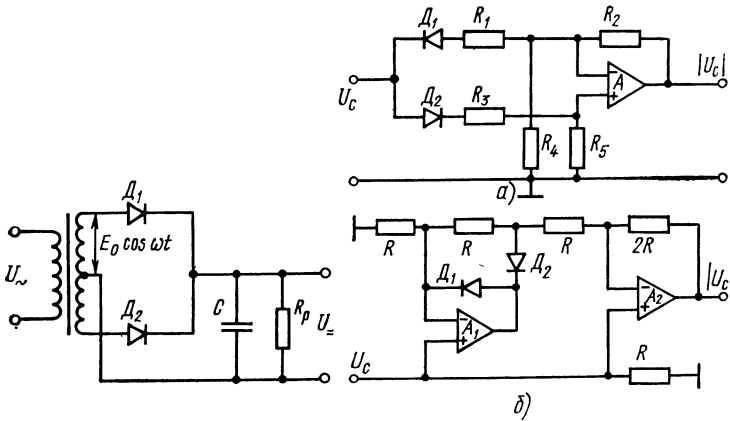


Рис. 5.1. Двухполупериодный детектор

Рис. 5.2. Преобразователи биполярных сигналов в их модуль

При отрицательной полуволне открыт  $D_1$  и ОУ включен по схеме инвертирующего усилителя. Его усиление равно 1 при условии  $R_1=R_2$ . Так как для равенства сопротивлений нагрузки диодов необходимо равенство  $R_1=R_3+R_4$ , то можно принять  $R_1=R_2=R_5=2R_3=2R_4$ .

При небольших токах сопротивление полупроводникового диода может быть определено из выражения

$$I = I_0 [e^{U/U_T} - 1], \quad (5.1)$$

где  $I_0$  — обратный ток в режиме насыщения;  $U_T = bkT/q$ ;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — температура в градусах Кельвина;  $q$  — заряд электрона;  $b$  — постоянная в пределах от 1 до 2 в зависимости от материала полупроводника и конструкции диода.

Из выражения (5.1) следует, что при малых токах ( $I \ll I_0$ ,  $U \ll U_T$ ) сопротивление диода равно:  $R_0 = U_T/I_0$ .

Для правильного функционирования схемы необходимо, чтобы падение напряжения на запертом диоде было велико по сравнению с его падением на сопротивлении нагрузки ( $R_1$ ), а на открытом диоде — мало. Это легче всего обеспечить при условии  $R_1=R_0$ .

При малых напряжениях на входе, близких к  $U_T$ , коэффициент передачи схемы рис. 5.2 а резко падает. От этого недостатка свободна схема рис. 5.2 б. При больших напряжениях диоды  $D_1$  и  $D_2$  работают как ключи. При положительной полуволне открыт  $D_1$ , а при отрицательной —  $D_2$ . В первом случае  $A_1$  работает как повторитель. Очевидно, что и  $A_2$  также в этом случае работает как повторитель, а через  $D_2$  тока вообще нет, так как приложен-

ные к нему потенциалы равны. При отрицательной полуволне открыт диод  $D_2$  и коэффициент передачи  $A_1$  равен двум. Очевидно, что при заданных параметрах схемы напряжение на выходе  $A_2$  должно быть равно  $-U$ . Таким образом осуществляется преобразование  $U$  в  $|U|$ . И в этой схеме целесообразно принять  $R=R_0$  — сопротивлению диодов для очень слабых сигналов. Но при напряжениях, близких к  $U_T$ , появляется неравенство преобразованных полуволн. Коэффициент передачи положительных полуволн увеличивается, в пределе до 2 раз, а отрицательных уменьшаются, в пределе знак коэффициента передачи меняется и он достигает 2. Схема сохраняет работоспособность для  $U$  порядка 10 мВ.

Так как параметры измерителей уровня определены для гармонических испытательных сигналов, то при анализе работы зарядно-разрядной цепи будем исходить из схемы рис. 5.3. На идеальный диод  $D$  через сопротивление заряда  $R_3$  подается униполярное напряжение от источника ЭДС.

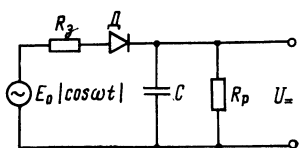


Рис. 5.3. Эквивалентная схема двухполупериодного детектора

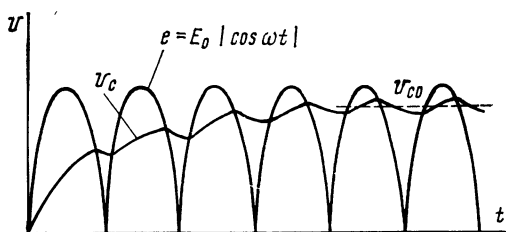


Рис. 5.4. График заряда конденсатора

Пока ЭДС меньше напряжения  $U$  на конденсаторе  $C$ , диод  $D$  заперт и конденсатор разряжается через сопротивление разряда  $R_p$ . Но при  $e > U$  диод  $D$  открыт и конденсатор  $C$  заряжается через сопротивление  $R_3$ . Заряд конденсатора будет постепенно нарастать, как это показано на графике рис. 5.4, до тех пор, пока прирост заряда при отпертом диоде не сравняется с разрядом при запертом диоде. Тогда на конденсаторе установится пульсирующее напряжение с постоянным средним значением  $U_0$ .

Так как время интеграции измерителя уровня (5 мс) много больше полупериода измерительного сигнала (0,1 мс при частоте 5 кГц), то с большой степенью приближения напряжение на конденсаторе  $C$  можно считать постоянным в течение одного цикла заряда. Поэтому ток заряда при отпертом диоде равен  $I = = R^{-1}_3 [E_0 \cos \omega t - U]$ .

В моменты отпирания ( $t_1$ ) и запираания ( $t_2$ ) диодов  $I=0$  и, следовательно,  $\omega t = \arccos U/E_0 = \arccos \eta$ .

Величину  $\eta = U/E_0$  называют *заряженностью конденсатора  $C$* , так как  $E_0$  является предельно достижимым потенциалом, до которого может быть заряжен конденсатор  $C$ .

Прирост потенциала за счет тока заряда за один цикл равен

$$\Delta_3 U = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I dt = \frac{2}{R_3 C} \int_0^{(\arccos \eta)/\omega} [E_0 \cos \omega t - U] dt =$$

$$= \frac{2}{\omega \tau_3} \left[ \sqrt{E_0^2 - U^2} - U \arccos \frac{U}{E_0} \right],$$

где  $\tau_3 = R_3 C$  — постоянная времени цепи заряда.

За время одного полупериода за счет тока разряда через сопротивление  $R_p$  напряжение на конденсаторе  $C$  уменьшается на величину

$$\Delta_p U = (U/R_p C)(T/2) = \pi U/\omega \tau_p, \quad (5.2)$$

где  $\tau_p = R_p C$  — постоянная времени цепи разряда.

Общее изменение напряжения на конденсаторе  $\Delta U$  за один полупериод равно  $\Delta U = \Delta_3 U - \Delta_p U = (2/\omega \tau_3) [ \sqrt{E_0^2 - U^2} - U \arccos U/E_0 - aU ]$ , где  $a = (\pi/2) (\tau_3/\tau_p) = (\pi/2) (R_3/R_p)$ .

Это изменение происходит за время  $\Delta t = T/2 = \pi/\omega$ . Исходя из того же предположения, что за один цикл заряда изменение напряжения на конденсаторе  $\Delta U$  мало, можно заменить  $\Delta U$  на  $(dU/dt)\Delta t$ , что дает для процесса заряда конденсатора дифференциальное уравнение

$$dU/dt = (2/\pi \tau_3) [ \sqrt{E_0^2 - U^2} - U \arccos U/E_0 - aU ]. \quad (5.3)$$

В установившемся режиме  $U = U_0$ , а  $dU/dt = 0$ . Если ввести обозначение  $\theta = \arccos U_0/E_0$ , то для этого режима получаем известную формулу

$$\operatorname{tg} \theta - \theta = a = (\pi/2) (R_3/R_p). \quad (5.4)$$

Решая уравнение (5.4), можно определить зависимость  $\eta = U_0/E_0$  от  $R_p/R_3$ . Она приведена на рис. 5.5. Там же приведена и зависимость для однополупериодного выпрямителя при тех же условиях (уменьшение тока заряда в 2 раза эквивалентно увеличению в 2 раза  $R_3$ ). Пульсацию напряжения можно определить из (5.2). В большинстве случаев  $\eta_0 > 0,9$ , что соответствует  $\theta < 26^\circ$ . За время  $0,7-1$  от  $T/2$  изменение  $\Delta U$  за счет разряда приведет к пульсации

$$\Delta U/U_0 = (0,7 \div 1,0) \pi/\omega \tau_p = (0,35 \div 0,5) T/\tau_p.$$

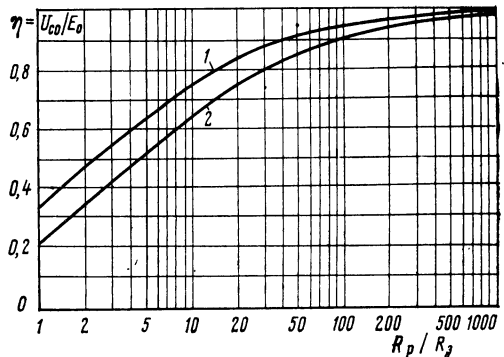


Рис. 5.5 Зависимость напряжения на конденсаторе фильтра от соотношения сопротивлений цепей заряда и разряда:

1 — для двухполупериодного детектора; 2 — для однополупериодного детектора

Так как время возврата ИУ в зависимости от типа установлено 1,7 или 3 с [8], то  $\tau_p$  примерно равно 1 с. Поэтому даже на низких частотах (50 Гц) пульсация менее 1%.

Уравнение (5.3) решается методом разделения переменных. Интегрирование по времени от 0 до  $t$  и по напряжению от 0 до  $U$  дает

$$t = \frac{\pi}{2} \tau_a \int_0^U \frac{dU}{\sqrt{E_0^2 - U^2 - U \arccos U/E_0 - aU}} =$$

$$= \frac{\pi}{2} \tau_a \int_0^\eta \frac{dx}{\sqrt{1 - x^2 - x [\arccos x - ax]}}$$

Вводя замену переменных  $y = \arccos x$  и обозначая  $\vartheta = \arccos \eta$ , получаем

$$t = \frac{\pi}{2} \tau_a \int_\vartheta^{\pi/2} \frac{dy}{1 - y \operatorname{ctg} y - a \operatorname{ctg} y} = \frac{\pi}{2} \tau_a \xi(\eta). \quad (5.5)$$

Для частного случая  $a=0$  ( $R_p = \infty$ ) этот интеграл может быть определен разложением интегрируемой функции в ряд и интегрированием почленно:

$$(\eta) = 3/\vartheta + \vartheta/5 + \vartheta^3/525 + \dots - 2,2318. \quad (5.6)$$

Пользуясь этим соотношением, получаем значения  $t_3/\tau_a$  для разных  $\eta$ , приведенные в табл. 5.1.

Т а б л и ц а 5.1

$\eta = U/E_0$	0,6	0,7	0,8	0,9	0,95
$\xi(\eta)$	1,19	1,7	2,56	4,51	7,28
$t_3/\tau_a = (\pi/2)\xi(\eta)$	1,87	2,67	4,02	7,08	11,42

При  $a \geq 0,01$  ряд (5.6) дает существенную погрешность. Непосредственный расчет на ЭВМ выражения (5.5) дает значения  $t_3/\tau_a$ , приведенные в табл. 5.2.

Из табл. 5.2 видно, что процесс установления напряжения на выходе квазипикового детектора длится тем дольше, чем меньше отношение  $\tau_a/\tau_p$ . Это вызвано тем, что при увеличении  $\eta_0$  уменьшается угол отсечки, а следовательно, и длительность отдельных импульсов тока заряда. Хотя для обеспечения требуемых стандартами временных параметров измерителей уровня требуется отношение  $\tau_a/\tau_p$  порядка 0,01, его нельзя считать близким к нулю, так как расхождения будут слишком большими.

При измерениях уровня реальных сигналов звукового вещания необходимо учитывать, что их коэффициент формы в среднем равен двум. Поэтому они по форме ближе к *треугольным сигналам*.

$\eta$ $\eta_0$	Значения $\tau_3/\tau_p (R_3/R_p)$								
	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,005	0
0,5	0,372	0,532	0,750	0,897	1,019	1,138	1,200	1,243	1,31
0,6	0,494	0,709	1,008	1,216	1,393	1,571	1,666	1,734	1,87
0,7	0,652	0,940	1,350	1,645	1,904	2,175	2,327	2,438	2,67
0,8	0,876	1,271	1,847	2,278	2,674	3,113	3,372	3,570	4,02
0,9	1,262	1,843	2,723	3,419	4,098	4,919	5,452	5,892	7,08
0,95	1,649	2,421	3,620	4,606	5,616	6,923	7,845	8,672	11,42
0,97	1,935	2,849	4,289	5,500	6,770	8,486	9,759	10,961	15,73
0,98	2,162	3,190	4,823	6,214	7,701	9,762	11,343	12,89	20,05
0,99	2,551	3,773	5,738	7,444	9,309	11,99	14,14	16,35	29,80
$\eta_0$	0,337	0,473	0,645	0,752	0,832	0,904	0,939	0,960	1

лам, чем к синусоидальным. Анализ работы квазипикового детектора при подведении к нему треугольных сигналов приводит к сравнительно простым соотношениям. Принимая, что период сигнала  $T$  много меньше постоянных времени цепи заряда  $\tau_3$  и цепи разряда  $\tau_p$ , и считая, что изменение заряда конденсатора за один период мало, можно применить тот же метод анализа, что и при гармонических сигналах. При этом к цепи рис. 5.3 должен быть подключен источник ЭДС:

$$e = \begin{cases} E_0 t/T_1 & \text{при } 0 \leq t \leq T_1, \\ E_0 (T-t)/(T-T_1) & \text{при } T_1 \leq t \leq T, \end{cases}$$

где  $T$  — период;  $T_1$  — момент времени, когда напряжение треугольного сигнала максимально.

Диод отперт, когда  $e \geq U$ . Изменение напряжения на конденсаторе  $C$  за один цикл заряда равно  $\Delta_3 U = (E_0/2R_3C)T(1-U/E_0)^2$ . В то же время за счет тока разряда напряжение на конденсаторе  $C$  уменьшается на  $\Delta_p U = E_0(T/R_pC)U/E_0$ .

Заменяя ступенчатый процесс заряда непрерывным и вводя обозначение  $\eta = U/E_0$ , получаем уравнение, аналогичное (5.3):

$$d\eta/dt = (2\tau_3)^{-1} (1-\eta)^2 - \eta/\tau_p. \quad (5.7)$$

В установившемся режиме  $d\eta/dt = 0$ . Поэтому должно выполняться условие  $\eta^2_0 - 2(1+\tau_3/\tau_p)\eta_0 + 1 = 0$ .

Так как из физических соображений  $\eta_0 \leq 1$ , то в установившемся режиме  $\eta_0 = U_0/E_0 = 1 + \tau_3/\tau_p - \sqrt{\tau_3^2/\tau_p^2 + 2\tau_3/\tau_p}$ .

Разделяя переменные в (5.7) и интегрируя в соответствующих пределах, получаем

$$t_3 = 2\tau_3 \int_0^{\eta} \frac{dx}{1-2\alpha x + x^2} = \frac{2\tau_3}{x_1 - x_2} \ln \frac{x_2}{x_1} \frac{x_1 - \eta}{x_2 - \eta}, \quad (5.8)$$

где  $\alpha = 1 + \tau_3/\tau_p$ ;  $x_1 = 1 + \tau_3/\tau_p + \sqrt{\tau_3^2/\tau_p^2 + 2\tau_3/\tau_p} = \eta_0 + 2\sqrt{\tau_3^2/\tau_p^2 + 2\tau_3/\tau_p}$ ;  $x_2 = 1 + \tau_3/\tau_p - \sqrt{\tau_3^2/\tau_p^2 + 2\tau_3/\tau_p} = \eta_0$ .

Формула (5.8) может быть преобразована к виду, удобному для расчетов, если ввести параметр  $q = \sqrt{\tau_3^2/\tau_p^2 + 2\tau_3/\tau_p}$ :

$$t_3 = 2,3 \frac{\tau_3}{q} \left[ \lg \left( 1 + \frac{2q/\eta_0}{1 - \eta_0} \right) - \lg \left( 1 + \frac{2q}{\eta_0} \right) \right]. \quad (5.9)$$

При  $\tau_p \rightarrow \infty$ ,  $\eta_0 \rightarrow 1$  и  $q \rightarrow 0$  формула (5.9) в пределе переходит в  $t_3 = 2\tau_3\eta/(1-\eta)$ .

Находя значения  $q$  и  $\eta_0$  для различных значений отношения  $\tau_3/\tau_p$  и подставляя их в (5.9), получаем значения  $t_3/\tau_3$ , приведенные в табл. 5.3.

Таблица 5.3

$\frac{\eta}{\eta_0}$	Значения $\tau_3/\tau_p (R_3/R_p)$								
	1	0,5	0,2	0,1	0,05	0,02	0,01	0,005	0
0,5	0,379	0,561	0,809	1,073	1,183	1,359	1,554	1,611	2,00
0,6	0,504	0,773	1,098	1,473	1,61	1,918	2,202	2,385	3,00
0,7	0,665	0,997	1,475	2,02	2,30	2,705	3,145	3,54	4,67
0,8	0,895	1,35	2,03	2,84	3,27	4,00	4,81	5,17	8,00
0,9	1,29	1,97	3,02	4,34	5,14	6,55	8,19	9,59	18,0
0,95	1,69	2,59	4,03	5,92	7,14	9,43	12,19	14,75	38,0
0,97	1,98	3,06	4,79	7,11	8,67	11,67	15,40	19,05	64,7
0,98	2,215	3,45	5,40	8,06	9,86	13,5	18,05	23,05	98
0,99	2,615	4,135	6,44	9,71	12,03	16,6	22,7	29,1	198
$\eta_0$	0,273	0,384	0,537	0,642	0,733	0,820	0,871	0,905	1

Сравнение этих значений с данными табл. 5.2 позволяет сделать следующие выводы. Во-первых, в установившемся режиме напряжение на выходе квазипикового детектора при гармонических сигналах выше, чем при треугольных. Если  $\tau_3/\tau_p = 1$ , то эта разница близка к 2 дБ. Во-вторых, при треугольных сигналах время установления напряжения намного больше, чем при гармонических. Все это следствие того, что при треугольной форме напряжения импульсы тока заряда значительно короче, чем при синусоидальном напряжении.

*Временные параметры* квазипиковых ИУ определяются следующим образом.

Постоянная времени цепи разряда  $\tau_p$  однозначно определяется временем возврата ИУ, которое на порядок больше времени срабатывания указателя. Так как по определению  $t_n$  — это время, в течение которого после выключения напряжения на входе ИУ показания прибора уменьшается на 20 дБ, то при экспоненциальном законе разряда конденсатора справедливо соотношение  $t_n = 2,3\tau_p$ .

Действующим стандартом [8] установлено, что в ИУ первого типа  $t_n$  должно равняться 1,7 с, а в ИУ второго типа — 3 с. Соответственно постоянные времени  $\tau_p$  должны равняться 0,74 и 1,30 с.

Время интеграции для всех ИУ задано одинаковым — 5 мс. Это время мало по сравнению с временем срабатывания указателя инерционного типа —  $0,1 \div 0,2$  с. Так как переборс указателя не должен превышать 1 дБ, то его влияние можно не учитывать, и максимальное отклонение указателя определяется напряжением в этот момент на выходе квазипикового детектора.

Как видно из табл. 5.1, при степени заряженности конденсатора 0,8 коэффициент, характеризующий соотношение  $t_3/\tau_3$ , равен 4,02. Следовательно, постоянная цепи заряда квазипиковых ИУ равна  $\tau_3 = t_3/4,02 = 5 \cdot 10^{-3}/4,02 = 1,25$  мс.

За время срабатывания  $t_{cp}$  уровень напряжения на выходе квазипикового детектора уменьшается на величину, дБ

$$\Delta N = 8,68 t_{cp}/\tau_p. \quad (5.10)$$

При заданных [8] значениях времени срабатывания 0,1—0,2 с формула (5.10) дает для  $\tau_p = 0,74$  с и  $\tau_p = 1,30$  с значения  $\Delta N$  соответственно 1,17—2,35 и 0,67—1,33 дБ.

## Глава 6. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### 6.1. Основные типы логарифмических преобразователей

В соответствии с требованиями стандартов ИУ, предназначенные для оперативного контроля, должны иметь шкалу, позволяющую выполнять отсчеты в диапазоне не менее 44 дБ. Для обеспечения постоянной точности отсчета при различных уровнях контролируемого сигнала необходимо логарифмическое преобразование напряжения, подаваемого на вход показывающего прибора. Характеристика логарифмического преобразователя приведена на рис. 6.1. По осям абсцисс и ординат соответственно отложены:

$$x = U_{вх}/U_{вх \max}; \quad y = U_{вых}/U_{вых \max}.$$

В этих безразмерных координатах логарифмическое преобразование описывается уравнением  $y = 1 + \alpha 20 \lg x$ .

Коэффициент  $\alpha$  равен изменению  $y$  при изменении уровня входного напряжения на 1 дБ. Поэтому  $\alpha$  будем называть *шириной деления шкалы выходного напряжения преобразователя*.

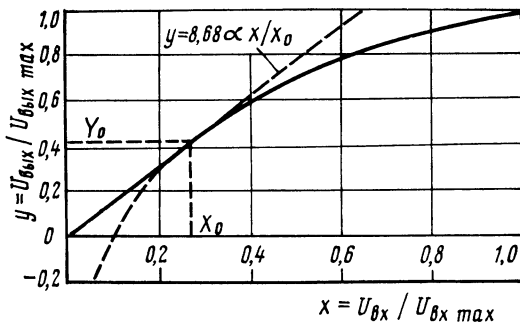


Рис. 6.1. Характеристика логарифмического преобразователя

Для того чтобы при напряжении на входе преобразователя, равном нулю, равнялось нулю и напряжение на его выходе, необходимо, чтобы при  $x \leq x_0$   $y$  линейно зависело от  $x$ . Если выполнено условие

$$20 \lg x_0 = 8,68 - 1/\alpha, \quad (6.1)$$

то прямая, описываемая уравнением  $y = 8,68\alpha x/x_0$ , касается логарифмической характеристики в точке  $X_0, Y_0$ . На линейном участке характеристики преобразования ширина деления в 1 дБ уменьшается с уменьшением  $x$ . Преобразование можно считать удовлетворительным, пока ширина деления в 1 дБ не уменьшится до некоторого значения  $\chi\alpha$  ( $\chi < 1$ ). В этом случае можно считать, что динамический диапазон логарифмического преобразования равен, дБ,

$$D_{\text{пр}} = -20 \lg X_0 - 20 \lg \chi = 1/\alpha - 20 \lg \chi - 8,68. \quad (6.2)$$

Если принять  $D_{\text{пр}} = 44$  дБ и  $\chi = 0,5$ , то  $\alpha = 0,0214$ .

Основное требование, предъявляемое к логарифмическому преобразователю ИУ, — это стабильность характеристики преобразования. Небольшие отклонения характеристики преобразователя могут быть скомпенсированы изменением градуировки шкалы ИУ. Но при малой относительной ширине деления в 1 дБ изменение напряжения на выходе логарифматора на 2—3% приведет к недопустимой погрешности измерения уровня.

Логарифмические преобразователи униполярных сигналов могут использовать различные принципы работы. Основными из них являются нелинейные делители и устройства, использующие нелинейность вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -переходов в полупроводниковых приборах.

## 6.2. Логарифмические преобразователи с кусочно-линейной аппроксимацией

Нелинейный делитель, с помощью которого может быть осуществлено логарифмическое преобразование, должен содержать по крайней мере один элемент, сопротивление которого меняется в зависимости от приложенного к нему напряжения. Известные типы таких сопротивлений имеют недостаточно стабильные параметры. Однако требуемую стабильность характеристики можно обеспечить с помощью собранной на резисторах схемы, позволяющей аппроксимировать требуемую логарифмическую характеристику конечным числом прямолинейных участков, как это показано на рис. 6.2.

Подробный анализ кусочно-линейной аппроксимации логарифмической характеристики дан в [32, 34]. Абсолютная погрешность аппроксимации, дБ, равна  $d = \Delta y/\alpha$ , где  $\Delta y$  — разность между фактическим выходным напряжением и требуемым для точного логарифмирования. Наибольшие положительные отклонения имеют место на краях линейного участка при значениях  $x_{\text{н}}$  и  $x_{\text{в}}$ .

Наибольшее отрицательное отклонение в точке  $x_k$ , где производная логарифмической характеристики равна наклону аппроксимирующей прямой. Оптимальной является такая аппроксимация, при которой эти отклонения равны. Если ввести обозначения:  $\sigma = x_k/x_H$  и  $\gamma = x_B/x_H$ , то для их определения получаем уравнения:

$$(\sigma - 1)/\sigma - \ln \sigma = d/4,34, \quad (6.3)$$

$$\gamma - 1 = \sigma \ln \gamma. \quad (6.4)$$

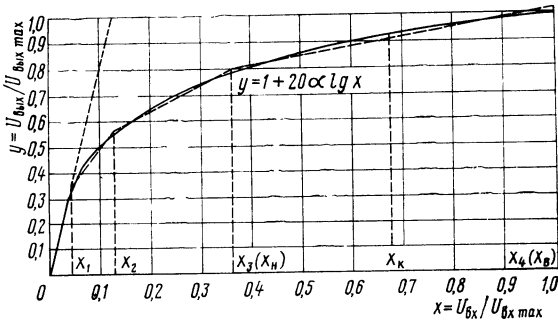


Рис. 6.2. Характеристика логарифмического преобразователя ИУ

Совместное решение уравнений (6.3) и (6.4) дает значения  $\gamma$  и  $\sigma$ , приведенные на рис. 6.3. Из него видно, что заданной точности аппроксимации  $d$  соответствует определенное значение  $\gamma$ . Следовательно, все интервалы линейной аппроксимации имеют равные относительные приращения  $\gamma$  по оси  $x$  и равные абсолютные приращения  $20\alpha \lg \gamma$  по оси  $y$ .

На рис. 6.4 приведены схемы преобразователей с кусочно-линейной аппроксимацией логарифмической характеристики. Преобразователь является резистивным делителем. Без ограничения общности можно считать, что сопротивление  $R'$  включает кроме сопротивления установленного резистора  $R$  внутреннее сопротивление  $R_i$  источника сигнала:  $R' = R + R_i$ .

Сопротивление  $R''$  может быть реализовано в виде резистора в схеме логарифматора, но им может быть и входное сопротивление нагрузки. Параллельно ему включены шунтирующие сопротивления с последовательно включенными диодами, в рассматриваемой схеме  $R_1, R_2, R_3$ . К диодам приложены запирающие напряжения  $E_1, E_2, E_3$ . Когда выходное напряжение превышает  $E_i$ , соответствующий диод отпирается и через  $R_i$  течет ток, что приводит к уменьшению дифференциального коэффициента передачи. Значения  $E_i$  определяются исходя из максимального напряжения на выходе преобразователя по формулам:

$$\begin{aligned} E_3 &= U_{\text{вых max}} [1 + \alpha d - 20 \alpha \lg \gamma], & E_2 &= U_{\text{вых max}} [1 + \alpha d - 40 \alpha \lg \gamma], \\ E_1 &= U_{\text{вых max}} [1 + \alpha d - 60 \alpha \lg \gamma]. \end{aligned} \quad (6.5)$$

Сопротивления  $R_K$  определяются по формуле  $R_K = R_{\text{эКВ}} / \gamma^{K-1} \times (\gamma - 1)$ , где  $R_{\text{эКВ}} = R'R'' / (R' + R'')$ .

Коэффициент передачи такого логарифмического преобразователя для первого участка, когда все диоды заперты, равен  $K_1 = R'' / (R' + R'') = \gamma^{n-1} E_1 / U_{\text{вх max}}$ , где  $n$  — число участков аппрок-

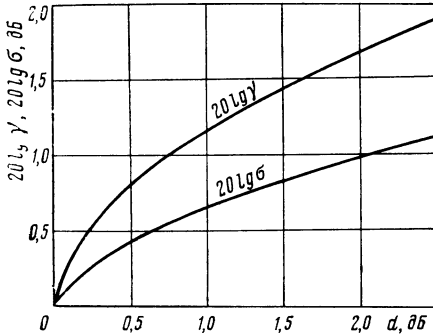


Рис. 6.3. Зависимость ширины линейного участка от погрешности аппроксимации

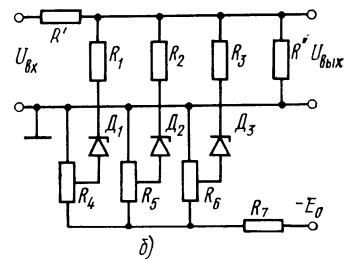
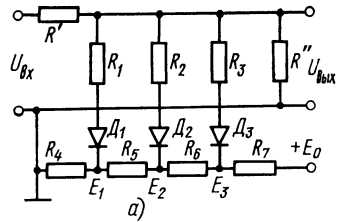


Рис. 6.4. Логарифматоры с кусочно-линейной аппроксимацией характеристики: а — на диодах с противосмещением; б — на стабилизаторах

симации. При этом входное сопротивление логарифматора максимально и равно  $R_{\text{вх max}} = R' + R''$ . Минимальное входное сопротивление практически равно  $R'$ . Поэтому заданная величина максимального входного сопротивления при определенной нестабильности  $R_{\text{вх}}$  однозначно определяет значения элементов схемы.

На рис. 6.4 б показан вариант схемы преобразователя на стабилизаторах. Если бы можно было подобрать стабилизаторы, напряжения стабилизации которых точно соответствовали бы требуемым потенциалам отпираания  $E_i$ , то схема не требовала бы источников напряжения противосмещения. Однако параметры стабилизаторов имеют существенный разброс, и для повышения точности логарифмирования предусматривается компенсация этих отклонений регулируемым противосмещением.

В настоящее время электронная промышленность выпускает логарифматоры с кусочно-линейной аппроксимацией в интегральном исполнении. Примером могут служить микросборки частного применения типа 201ПН1 с динамическим диапазоном измеряемых уровней 44 дБ и типа 202ПН1 с диапазоном 55 дБ разработки ВНИИРПА [24, 53]. Микросборки состоят из пассивной тонкопленочной микросхемы с напыляемыми резисторами и навесных

активных элементов — бескорпусного ОУ типа К740УД1А и бескорпусных диодных матриц типа КД907Г. Выполнены они в стандартных корпусах типа 155-15-1 (рис. 6.5).

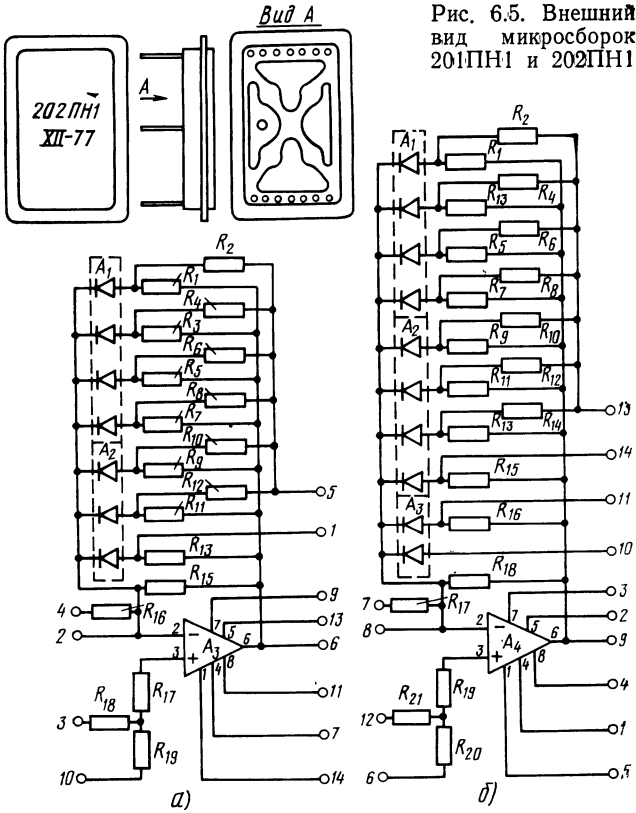


Рис. 6.6. Принципиальные схемы микросборок:

а — 201ПН1 (1, 3 — к внешним резисторам; 4 — вход; 5 —  $-8,5$  В; 6 — выход; 7 —  $-15$  В; 9 —  $+15$  В; 10 — общий вывод; 11, 14 — цепи коррекции I; 13 — цепи коррекции II); б — 202ПН1 (1 —  $-15$  В; 2 — цепи коррекции I; 3 —  $-15$  В; 4, 5 — цепи коррекции II; 6 — общий вывод; 7 — вход; 9 — выход; 10, 11, 12, 14 — к внешним резисторам; 13 —  $\pm 0,1$  В)

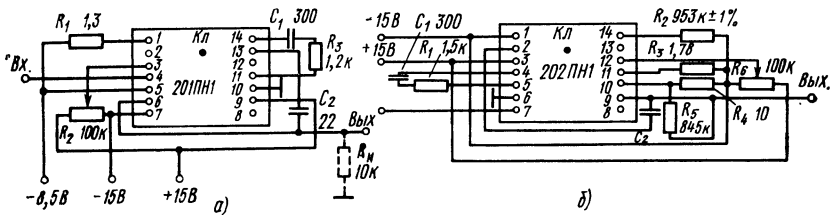


Рис. 6.7. Схемы включения микросборок: а — 201ПН1; б — 202ПН1 ( $R_4 = 10$  МОм)

На рис. 6.6 приведены принципиальные схемы микросборок типа 201ПН1 и 202ПН1, на рис. 6.7 — схемы их включения.

Параметры микросборок 201ПН1 и 202ПН1 приведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Наименование	Единица измерения	201ПН1	202ПН1
Диапазон логарифмирования входных сигналов	{ В дБ	0,0229—3,7 44±1	0,005—10 55±1
Диапазон выходных сигналов, соответствующий интервалу логарифмирования	{ В дБ	1,093—9,6 19±1	0,266—10 31,5±1
Погрешность логарифмирования во всем интервале изменения сигналов (не более)	дБ	±0,5	±0,5
Входное сопротивление	кОм	5,1±0,025	6±0,03
Сопротивление нагрузки	кОм	10	10
Напряжение питания	В	+(15±1,5)	+(15±1,5)
		-(15±1,5)	-(15±1,5)
		-(8,5±0,2)	-(15±0,1)
Ток потребления (не более):	мА		
от источника питания +15 В		7,7	12
от источника питания -15±0,1 В		—	7,5
от источника питания -15 В		4,5	4,5
от источника питания -8,5 В	4,5	—	
Диапазон рабочих температур	°С	-50÷+60	-50÷+60
Относительная влажность (не более)	%	98	98
Габариты	мм	29×19×4,9	29×19×4,9
Масса (не более)	г	5,5	5,5

### 6.3. Логарифмические преобразователи с использованием характеристик *p-n*-переходов

Простейшими полупроводниковыми приборами с нелинейными вольт-амперными характеристиками являются диоды. Их сопротивление складывается из сопротивления объема полупроводника и сопротивления запирающего слоя. Ток через запирающий слой зависит от падения напряжения  $U$  на этом слое:

$$I = I_s (e^{U/U_T} - 1), \quad (6.6)$$

где  $I_s$  — ток насыщения, тепловой потенциал  $U_T = bkT/q$ ;  $q$  — заряд электрона;  $k$  — постоянная Больцмана;  $b$  — коэффициент, определяемый свойствами полупроводника и лежащий в пределах от 1 до 2.

При малых токах практически все приложенное к диоду напряжение падает на запирающем слое. Но при больших токах падения напряжения на запирающем слое и на сопротивлении объема полупроводника становятся соизмеримыми, и вольт-амперная характеристика линеаризуется.

Для токов, при которых падением напряжения на сопротивлении объема полупроводника можно пренебречь, дифференциальная проводимость диода равна

$$dI/dU = (I_s/U_T) e^{U/U_T} = 1/R_D.$$

Если  $U \gg U_T$ , то в (6.6) можно пренебречь вторым членом в скобках. Тогда, пропуская через диод ток, пропорциональный входному напряжению, можно получить логарифмическое преобразование

$$U = U_T (\ln I - \ln I_s).$$

Диапазон логарифмического преобразования зависит от величины  $U_T$  и сопротивления объема полупроводника. Напряжение  $U_T$  при комнатной температуре равно примерно 25 мВ. Малое сопротивление можно обеспечить, применяя транзисторы в диодном включении. Лучшие параметры имеют в этом случае кремниевые планарные транзисторы с тонкой базой. Простейшая схема такого логарифмического преобразователя показана на рис. 6.8 а. В цепи обратной связи инвертирующего усилителя вместо резистора включен диод Д.

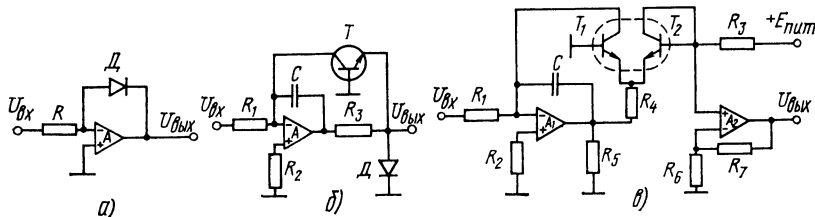


Рис. 6.8. Логарифмические преобразователи:

а — усилитель; б — с расширенным диапазоном; в — с термокомпенсацией

Если применен операционный усилитель с высоким входным сопротивлением, то ток, протекающий через входное сопротивление  $R$ , течет через диод  $D$ . На выходе операционного усилителя  $A$  устанавливается такое напряжение  $U_{\text{вых}}$ , при котором потенциал на инвертирующем входе  $A$  равен нулю. Поэтому входной ток  $I = U_{\text{вх}}/R$ , а  $U_{\text{вых}}$  равно падению напряжения на диоде с обратным знаком:

$$U_{\text{вых}} = -U_D = -U_T (\ln I - \ln I_s) = -U_T \ln U_{\text{вх}} + U_T (\ln R + \ln I_s). \quad (6.7)$$

Недостатками такого логарифматора является ограниченный диапазон логарифмирования порядка 40 дБ и эксплуатационная нестабильность. Частично эти недостатки можно устранить, применив схему рис. 6.8 б. Через транзистор  $T$  течет ток  $I = U_{\text{вх}}/R_1$ . Током базы можно пренебречь по сравнению с током эмиттера, а  $U_{\text{вых}}$  равно падению напряжения на  $p$ - $n$ -переходе эмиттера. Через диод  $D$ , на который подается запирающее напряжение, течет ток насыщения  $I_s$ . Если параметры транзистора и диода подобраны так, что их токи насыщения равны, то они компенсируются, расширяя диапазон логарифмирования. По данным [35], используя для  $T$  и  $D$  микросхему 1НТ591, а для  $A$  — операционный усилитель К284УД1, можно получить логарифмирование в диапазоне порядка 120 дБ.

Как видно из (6.7), выходное напряжение логарифматора зависит от  $U_T$  и  $I_s$ . У кремниевых диодов особенно велика зависимость  $I_s$  от температуры — ток удваивается при каждом приращении температуры на 5°. Поэтому для обеспечения температурной компенсации применяют схемы с компенсацией обратного тока. Примером является схема, приведенная на рис. 6.8 в. Через транзистор  $T_1$  течет ток  $I_1 = U_{\text{вх}}/R_1$ , а через включенный по диодной схеме

транзистор  $T_2$  — ток  $I_2 = E_{\text{пит}}/R_3$ . Транзисторы выполнены на одном кристалле с идентичными параметрами. На неинвертирующий вход усилителя  $A_2$  подается напряжение, равное разности падений напряжений на транзисторах:

$$U_2 = U_{T1} - U_{T2} = -U_T \ln U_{\text{вх}} + U_T (\ln R_1 + \ln I_s) + U_T \ln E_{\text{пит}} - \\ - U_T (\ln R_3 + \ln I_s) = -U_T \ln U_{\text{вх}} + U_T (\ln R_1/R_3 + \ln E_{\text{пит}}).$$

По данным [50] диапазон логарифмирования такого преобразователя не менее 80 дБ при условии, что параметры  $T_1$  и  $T_2$  практически идентичны.

## Глава 7. ПОКАЗЫВАЮЩИЕ ПРИБОРЫ

### 7.1. Анализ работы приборов электромагнитного типа в нестационарном режиме

Как было указано в гл. 4, в каналах звукового вещания находят применение ИУ с показывающими приборами четырех типов. С точки зрения анализа влияния показывающего прибора на регистрацию уровней наибольший интерес представляют гальванометры магнитоэлектрической системы, так как другие типы показывающих приборов имеют существенно меньшую инерционность, вследствие чего их влиянием на регистрацию уровней практически можно пренебречь. Поэтому проанализируем работу гальванометров магнитоэлектрического типа.

В измерителях уровня применяют два типа магнитоэлектрических показывающих приборов — со стрелочным и со световым указателями. Приборы второго типа применяют только в измерителях типа I, так как они значительно сложнее, а следовательно, и дороже приборов со стрелочным указателем. Эти факторы способствуют постепенной замене в новых конструкциях ИУ магнитоэлектрических приборов со световыми указателями различными электронными указателями.

Подвижная система магнитоэлектрического прибора состоит из проводника в виде рамки, закрепленной на упругом подвесе и помещенной в радиальном магнитном поле. Как правило, индукция этого поля постоянна при любом положении рамки. С рамкой жестко связана стрелка либо зеркало светового указателя.

Подвижная система магнитоэлектрического прибора является линейной колебательной системой. Ток, протекающий по проводнику рамки, вызывает ее поворот. Величина поворота в стационарном режиме определяется возникающим моментом силы и упругостью подвеса. Если прибор подключен к источнику тока по схеме рис. 7.1 а, где  $R_{\text{ш}}$  — сопротивление шунтирующего резистора, обычно включаемого для увеличения затухания прибора, то можно считать его подключенным к эквивалентному источнику тока без шунта с ЭДС и внутренним сопротивлением:

$$\left. \begin{aligned} E &= E' R_{\text{ш}} / (R_i' + R_{\text{ш}}), \\ R_i &= R_i' R_{\text{ш}} / (R_i' + R_{\text{ш}}). \end{aligned} \right\}$$

Так как взаимодействие движущегося проводника рамки и магнитного поля приводит к возникновению электромеханической связи, то уравнение колебаний подвижной системы прибора имеет вид

$$J \frac{d^2 \varphi}{dt^2} + (h + h_{\text{вн}}) \frac{d\varphi}{dt} + s\varphi = \frac{BnS}{R_i + R_r} E, \quad (7.1)$$

где  $J$  — момент инерции подвижной системы;  $s$  — упругость подвеса подвижной системы (например, возвращающих спиральных пружин);  $\varphi$  — угол поворота подвижной системы;  $h$  — коэффициент вязкого трения;  $h_{\text{вн}} = K^2 / (R_i + R_r)$  — коэффициент вносимого механического сопротивления;  $R_r$  — сопротивление провода рамки;  $K = BnS$  — коэффициент электромеханической связи;  $B$  — индукция радиального магнитного поля;  $n$  — число витков провода рамки;  $S$  — площадь прямоугольной рамки.

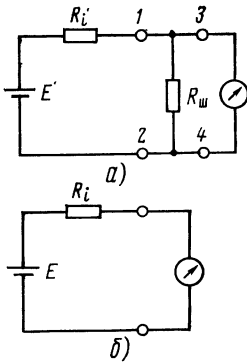


Рис. 7.1. Схема включения гальванометра с шунтом (а) и эквивалентная схема (б)

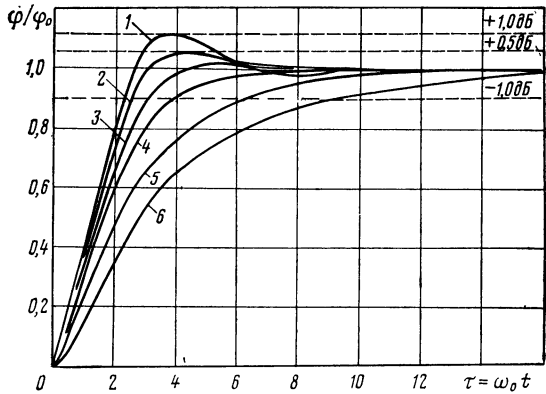


Рис. 7.2. Динамические характеристики магнито-электрических приборов при значениях  $\delta/\omega_0$

1 — 0,572; 2 — 0,667; 3 — 0,826; 4 — 1; 5 — 1,41; 6 — 2

Если прибор подключается к источнику стационарного напряжения, то  $E=0$  при  $t < 0$ ,  $E=E_0$  при  $t \geq 0$ .

В этом случае уравнению (7.1) может быть придан вид

$$\frac{d^2 \varphi}{dt^2} + 2\delta \frac{d\varphi}{dt} + \omega_0^2 \varphi = \omega_0^2 \varphi_0, \quad (7.2)$$

где  $\delta = (h + h_{\text{вн}}) / 2J$  — коэффициент затухания;  $\omega_0 = \sqrt{s/J}$  — собственная частота подвижной системы;  $\varphi_0 = (K/s) [E_0 / (R_i + R_r)]$  — стационарное отклонение подвижной системы.

Вводя безразмерный аргумент  $\tau = \omega_0 t$ , это уравнение можно записать в следующей форме:

$$\frac{d^2 \varphi}{d\tau^2} + 2 \frac{\delta}{\omega_0} \frac{d\varphi}{d\tau} + \varphi = \varphi_0. \quad (7.3)$$

Следовательно, решения уравнения (7.2) являются функцией только одного безразмерного параметра  $\delta/\omega_0$ .

В рассматриваемом случае начальные условия  $\varphi(0) = \dot{\varphi}(0) = 0$ . При  $\delta/\omega_0 < 1$  процесс установления имеет колебательный характер:

$$\varphi/\varphi_0 = 1 - e^{-\delta t} [\cos \omega t + (\delta/\omega) \sin \omega t], \quad (7.4)$$

где  $\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}$ .

При  $\delta/\omega_0 > 1$  процесс установления аperiodический:

$$\varphi/\varphi_0 = 1 - e^{-\delta t} [\text{ch } t \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2} + (\delta/\sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}) \text{sh } t \sqrt{\delta^2 - \omega_0^2}]. \quad (7.5)$$

При критическом режиме  $\delta = \omega_0$  и  $\varphi/\varphi_0 = 1 - (1 + \delta t)e^{-\delta t}$ .

На рис. 7.2 показаны динамические характеристики для шести значений  $\delta/\omega_0$ . Из этих кривых видно, что время срабатывания тем меньше, чем больше перебор. Даже при переборе на 1% время срабатывания, т. е. отклонения 0,9  $\varphi_0$ , уменьшается до 73% от  $t_{cp}$  в критическом режиме, а при переборе на 12% — до 56%.

При переборе 6% время срабатывания  $\omega_0 t_{cp} = 2,5$ . Так как по действующим нормам [1]  $t_{cp} = 0,1 \div 0,2$  с, то собственная частота прибора должна находиться в пределах  $t_0 = 2,5/2\pi t_{cp} = 2 \div 4$  Гц. Обеспечить такую высокую собственную частоту ( $f_0 \approx 3$  Гц;  $\omega \approx 20$ ) у прибора со стрелочным указателем можно только применением специально облегченной конструкции подвижной системы.

В момент максимального отклонения указателя его скорость равна нулю. Из (7.4) следует, что производная углового смещения по времени равна  $\dot{\varphi}/\varphi_0 = (\omega^2/\omega) e^{-\delta t} \sin \omega t$ .

Она обращается в нуль при  $\omega t = \pi$ . Следовательно, максимальное отклонение подвижной системы равно

$$\varphi_{\max}/\varphi_0 = 1 + e^{-\pi\delta/\omega} = 1 + e^{-\pi\delta/\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}}$$

Следовательно, перебор, %, равен

$$\Delta = \frac{\varphi_{\max} - \varphi_0}{\varphi_0} 100 = 100 e^{-\pi\delta/\sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}} \quad (7.6)$$

На рис. 7.3 приведены кривые зависимости от перебора времени максимального отклонения подвижной системы  $\tau_{\max}$ , откло-

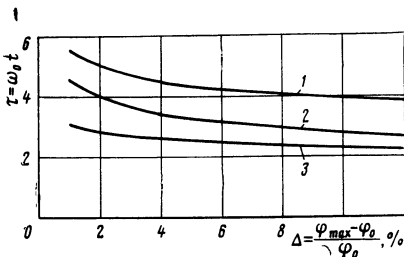


Рис. 7.3. Графики зависимости времени срабатывания от перебора:

1 — до максимального отклонения ( $\tau_{\max}$ );  
2 — до стационарного значения ( $\tau_0$ ); 3 — до  
-1 дБ от стационарного значения ( $\tau_{cp} = \omega_0 t_{cp}$ )

нения до стационарного значения  $\tau_0$  и времени срабатывания  $\tau_{ср}$ .

При измерении уровня коротких сигналов, и в частности при контроле времени интеграции, к прибору подключен источник тока с меняющейся во времени ЭДС. Так как  $t_{и}$  несоизмеримо мало по сравнению с  $t_{ср}$ , то изменением приложенного напряжения во время действия измерительного сигнала можно пренебречь. Это позволяет считать, что уравнение движения подвижной системы прибора имеет вид  $\frac{d^2\varphi}{dt^2} + 2\delta \frac{d\varphi}{dt} + \omega_0^2\varphi = \omega_0^2\varphi_0 e^{-t/\tau_p}$ .

Считаем, что  $E = \begin{cases} 0 & \text{при } t < 0, \\ E_0 e^{-t/\tau_p} & \text{при } t \geq 0. \end{cases}$

Для  $\delta < \omega_0$  решение этого уравнения имеет вид

$$\frac{\varphi}{\varphi_0} = \frac{\omega_0^2 \tau_p^2}{\omega_0^2 \tau_p^2 - 2\delta \tau_p + 1} \left\{ e^{-t/\tau_p} - e^{-\delta t} \left[ \cos \omega t + \frac{\delta \tau_p - 1}{\omega_0 \tau_p} \sin \omega t \right] \right\}. \quad (7.7)$$

Максимальному отклонению подвижной системы соответствует равенство нулю угловой скорости. Приравнивание нулю производной от (7.7) дает следующее уравнение для определения времени максимального отклонения:

$$\cos \omega t + (\delta/\omega) [(\omega_0^2 \tau_p/\delta) - 1] \sin \omega t = e^{(\delta \tau_p - 1)t/\tau_p}.$$

Принимая  $\omega_0 = 20$  и считая, что время возврата равно 1,7 с для ИУ I типа и 3 с для ИУ II типа, можно определить значения  $t_{max}$  для разных значений переброса. Подставляя эти значения в (7.7), определяем максимальные значения  $\varphi_{max}/\varphi_0$ . В табл. 7.1 приведены значения для подвижных систем при перебросе 0,1; 0,5 и 1 дБ.

Т а б л и ц а 7.1

$\Delta$ , дБ	0,1		0,5		1	
$t_{в}$ , с	1,7	3,0	1,7	3	1,7	3
$\varphi_{max}/\varphi_0$	0,840	0,901	0,910	0,974	0,975	1,03

В табл. 7.2 приведены основные электрические и баллистические характеристики некоторых типов показывающих приборов магнитоэлектрической системы, которые применяются в качестве показывающих приборов ИУ.

В измерителях уровня со световым указателем даже в случае применения логарифматора шкала не получается строго логарифмической — на края

она оказывается несколько растянутой. Причина этого становится ясной из рассмотрения схемы оптической системы прибора, приведенной на рис. 7.4.

Из осветителя 2, снабженного конденсором и коллиматорной щелью, плоский пучок света падает на зеркало 4, которое закреплено на общей оси

Т а б л и ц а 7.2

Тип показывающего прибора	Ток полного отклонения, мкА	Сопротивление рамки, Ом	Время срабатывания, мс	Переброс указателя, дБ	Частота собственных колебаний, рад/с	Класс точности	Длина шкалы, мм
Микроамперметр М24-25	100	850	620	2,3	5,1	2,5	80
Микроамперметр М24-40	450	530	200	0,5	15,7	1,5	80
Микроамперметр М96 (ИУ ИР-70)	300	2000	200	1	18,2	1,5	80
Гальванометр М135/7 со световым указателем	500	880	200	—	—	1,5	160
Гальванометр МРЕ-141 со световым указателем (ИУ МАЕ-121)	250	1000	100	1	—	1	160
Микроамперметр М494	100	1500	300	0,3	10	2,5	60
Микроамперметр М4200	1000	300	300	1	—	1,5	60
Микроамперметр М4220	150	800	250	1	—	1,5	60
Микроамперметр стандартного индикатора VU-метра	125	1650	300	0,2	9	—	80

с рамкой 3 гальванометра. Плоскость светового пучка параллельна оси гальванометра, и поэтому плоскость отраженного пучка также параллельна этой оси. Первоначальное положение зеркала берется таким, чтобы луч попадал в точку *a* на левом краю шкалы 1. При нарастании тока через прибор рамка с зеркалом поворачивается и световое пятно перемещается направо вдоль шкалы. Если бы шкала была перпендикулярна плоскости вращения луча, то перемещение световой полоски было бы поступательным. Но так как шкала

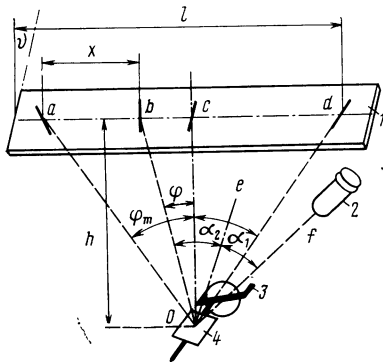


Рис. 7.4. Схема оптической системы ИУ со световым указателем

стоит под довольно острым углом  $\nu$  к этой плоскости, то световая полоска будет перпендикулярна оси шкалы лишь в точке *c*, где световой луч и ось шкалы перпендикулярны. Во всех других положениях нижний край световой полоски повернут к центру шкалы, и притом тем сильнее, чем ближе к краю.

В силу равенства углов падения и отражения ( $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ ) угол поворота луча равен удвоенному углу поворота рамки. Однако перемещение луча по шкале нелинейно зависит от поворота рамки гальванометра. Предположим, что точка *c* лежит в центре шкалы. Тогда максимальный угол отклонения луча, равный удвоенному углу максимального поворота рамки  $\varphi_m$ , можно определить из соотношения  $\varphi_m = \text{arctg } l/2h$ , где *h* — расстояние от зеркала до шкалы; *l* — длина шкалы.

Из рис. 7.4 видно, что перемещение луча  $x = h(\text{tg } \varphi_m + \text{tg } \varphi)$ , где  $\varphi$  берется отрицательным слева от точки *c* и положительным справа от точки *c*. Если обозначить через  $\alpha$  угол поворота рамки гальванометра из исходного положения, то  $\varphi = 2\alpha - \varphi_m$ .

Подставляя в выражение для перемещения луча значения  $\varphi$  и  $\varphi_m$ , получаем, что смещение луча зависит от поворота рамки гальванометра следующим образом:  $x = l/2 + h \operatorname{tg}(2\alpha - \varphi_m)$ .

В тех случаях, когда  $h \gg l$ , угол  $\varphi_m$  оказывается малым и тангенциальная зависимость практически исчезает. Достигается это с помощью специальной оптической системы многократного отражения луча, при котором длина  $h$  увеличивается до величины более 0,5 м.

## 7.2. Газоразрядные показывающие приборы

В звуковом вещании газоразрядные показывающие приборы начали использоваться в основном в оборудовании третьего поколения аппаратно-студийных комплексов радиодомов и телецентров. Первоначально это были приборы типа ИН-9. Однако вследствие присущего им недостатка — возникновение разрывов свечения — они широкого распространения не получили. Этот недостаток был устранен конструкторами в одной из последующих модификаций — газоразрядной трубке типа ИН-13, на которой построены все ИУ последней разработки ВНИИРПА [47].

Трубки типа ИН-9 и ИН-13 относятся к категории линейных газоразрядных индикаторов (ЛГИ). Работа этих устройств рассмотрена в [52].

Конструкция ЛГИ изображена на рис. 7.5 а. Электродная структура прибора содержит проволочный катод 1, фиксатор 2, изолятор 3 и цилиндрический анод 4 с прорезью для наблюдения свечения.

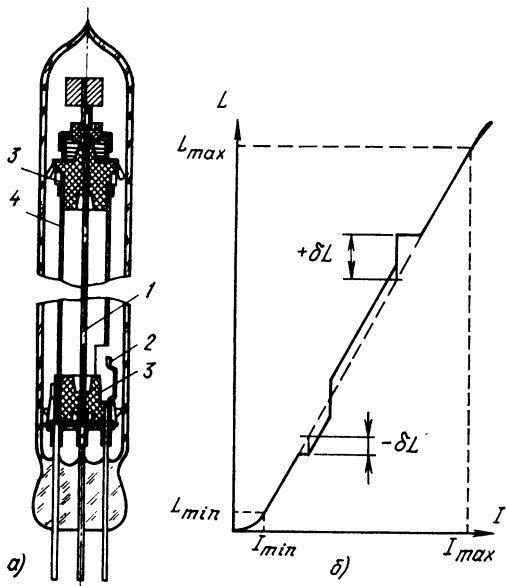


Рис. 7.5. Конструкция (а) и рабочая характеристика (б) ЛГИ

При включении питающего напряжения в ЛГИ первоначально возникает разряд на участок индикаторного катода, примыкающий к фиксатору, который только затем распространяется на остальную часть катода. Так как ЛГИ

работает при неполном покрытии катода разрядом, т. е. в режиме нормального тлеющего разряда с постоянной плотностью тока и катодным падением, то зависимость длины части индикаторного катода, на которую проходит разряд, от тока должна теоретически представлять собой прямую линию. При давлениях наполняющего газа в несколько тысяч паскалей и межэлектродных расстояниях в несколько миллиметров в ЛГИ отрицательное тлеющее свечение является основной светящейся областью разряда и представляет собой весьма узкий светящийся столбик. Поэтому длина свечения катода оказывается пропорциональной величине тока, на чем и основано использование прибора в качестве индикатора (показывающего прибора). Светящийся столб наблюдается оператором через прорезь в аноде. Так как катод прибора в процессе технологической обработки подвергается интенсивному катодному распылению, то для предотвращения возникновения на стенке непрозрачного налета прорезь в аноде закрывается сеткой.

Несмотря на кажущуюся простоту принципа действия ЛГИ, в нем протекают сложные физические процессы, определяющие такие важные параметры, как точность и надежность прибора.

Для точного считывания показаний по длине светящегося столба ЛГИ необходимо, чтобы один из концов этого столба был всегда фиксирован по отношению к определенной точке катода. Для фиксации необходимо выполнение следующих двух условий:

возникновения разряда в области фиксации при подаче анодного напряжения;

«привязки» одного из концов разряда к области фиксации в процессе поддержания разряда.

Наиболее удачным оказался метод фиксации, основанный на создании вспомогательного разряда около края катода, который обеспечивается конструкцией, изображенной на рис. 7.5 а. Для этой цели рядом с основным молибденовым катодом размещается вспомогательный катод (фиксатор) в виде молибденового вывода с приваренной к его концу циркониевой пластиной 2. Резистор в цепи вспомогательного катода уменьшает ток до значения, соответствующего нормальному тлеющему разряду, и тем самым устраняет распыление циркония.

При подаче на ЛГИ напряжения питания первоначально возникает разряд между анодом и вспомогательным катодом, который затем переходит на основной катод. Вследствие конечного времени распространения разряда вдоль катода разряд на основной катод в первый момент времени занимает меньшую площадь и является аномальным. Повышенное напряжение, необходимое для поддержания такого разряда, может оказаться достаточным для возникновения разряда в других местах индикаторного катода, т. е. появления разрывов свечения. Для устранения разрывов свечения необходимо схемными способами либо ограничить скорость нарастания тока на основной катод, с тем чтобы в каждый момент времени степень аномальности разряда на него не была слишком велика, либо использовать схему, обеспечивающую в момент включения напряжения питания полную засветку всего катода с последующим стягиванием свечения.

Вспомогательный разряд компенсирует потери заряженных частиц у краев основного разряда, что эквивалентно увеличению коэффициента ионизации в месте фиксации. Благодаря этому разряд захватывает область фиксации не только в период возникновения, но и в установившемся режиме.

Точность считывания показаний ЛГИ определяется зависимостью длины светящегося столбика  $L$  от тока через прибор  $I$ , называемой рабочей характеристикой.

Если исходить из постоянства плотности тока на проволочном катоде, то эта характеристика должна иметь вид прямой линии, проходящей через начало координат. Однако реальная рабочая характеристика ЛГИ в начале и конце имеет нелинейные участки (рис. 7.5 б). Поэтому для измерения используется средняя часть характеристики, которая может быть представлена в виде сдвинутой по отношению к началу координат прямой линии. Кроме того, в реальных ЛГИ длина свечения  $L$  отличается от теоретического значения  $L_{теор}$ , определяемого по рабочей характеристике. Разность  $\delta L = L - L_{теор}$  называется абсо-

лютной погрешностью рабочей характеристики. Величина  $\delta L$  в основном связана с микро неоднородностями эмиссионных свойств поверхности катода, влияющими на параметры тлеющего разряда. Для обеспечения линейности рабочей характеристики необходимо при изготовлении ЛГИ обеспечить постоянство диаметра, чистоту материала и газового наполнения, однородность структуры катода и тщательную технологическую обработку поверхности катода.

На точность ЛГИ оказывает также влияние температура окружающей среды. С ростом температуры уменьшается наклон рабочей характеристики. С целью снижения влияния температуры в качестве основного компонента газового наполнения ЛГИ используется гелий как инертный газ с высокой теплопроводностью.

С учетом изложенных факторов практически погрешность показаний ЛГИ оказывается не менее 5—10%.

Основные параметры ЛГИ типа ИН-9 и ИН-13 приведены в табл. 7.3.

Т а б л и ц а 7.3

Тип ЛГИ	Напряжение зажигания катода, В	Напряжение горения анод-индикаторный катод, В	Максимальный ток индикации, мА	Ток вспомогательного катода, мА	Длина рабочего участка, мм	Яркость свечения, кд/м <sup>2</sup>
ИН-9	140	100	12	—	80	40
ИН-13	140	100	4,5	0,1	110	30

### 7.3. Использование светодиодов в качестве показывающих приборов

Светодиодами, или *электролюминесцентными диодами* [44], называются полупроводниковые источники некогерентного света с *p-n*-переходом. Электроны в зоне проводимости появляются в результате инжекции при включении диода в прямом направлении. Излучательные переходы обусловлены рекомбинацией электронов с дырками в области обедненного слоя и носят характер спонтанных переходов. Наиболее распространенными полупроводниковыми материалами являются арсенид галлия GaAs, фосфид галлия GaP и карбид кремния SiC. Светодиоды из арсенида галлия излучают на волнах около 0,9 (инфракрасное излучение), из фосфида галлия — в интервале 0,6—0,7, а из карбида кремния — в интервале 0,46—0,62 мкм. Все они работают при напряжениях не более 3—5 В, токах от 1 до 100 мА и обладают весьма малой инерционностью ( $10^{-6}$ — $10^{-9}$  с). Модуляционная (ампер-яркостная) характеристика линейна. Излучаемая мощность и КПД светодиодов значительно возрастают при глубоком охлаждении. Приборы из GaAs, охлажденные до температуры жидкого азота (77° К), имеют КПД около 100%.

Светодиоды из SiC могут работать на открытом воздухе, не защищенные корпусом, а диоды из GaAs и GaP требуют герметизации, причем вывод света производится через встроенную в корпус стеклянную линзу.

Для индикации уровней в оборудовании звукового вещания третьего поколения нашли применение в основном светодиоды зеленого и красного цвета отечественного производства и производства ВНР. В табл. 7.4 приведены основные электрические и световые параметры некоторых типов светодиодов при температуре окружающей среды  $+25 \pm 10^\circ \text{C}$ .

Таблица 7.4

Тип светодиода	Цвет свечения	Сила света, мкд	Постоянный прямой ток, мА	Постоянное прямое напряжение, В	Диапазон рабочих температур, $^\circ\text{C}$
АЛ102А	Красный	0,1	10	3,2	$-60 \div +70$
АЛ102Г	»	0,8	20	4,5	$-60 \div +70$
АЛ102В	Зеленый	0,4	20	4,5	$-60 \div +70$
АЛ102Г	»	0,2	10	3,0	$-60 \div +70$
АЛ307А	Красный	0,15	10	2,0	$-60 \div +70$
АЛ307Б	»	0,9	10	2,0	$-60 \div +70$
АЛ307В	Зеленый	0,4	20	2,8	$-60 \div +70$
АЛ307Г	»	1,5	20	2,8	$-60 \div +70$
АЛ307Д	Желтый	0,4	10	2,5	$-60 \div +70$
АЛ307Е	»	1,5	10	2,5	$-60 \div +70$
АЛ307И	Оранжевый	0,4	10	2,5	$-60 \div +70$
АЛ307Л	»	1,5	10	2,5	$-60 \div +70$
КЛ101А	Желтый	0,2	10	5,5	$-10 \div +70$
КЛ101Б	»	0,3	20	5,5	$-10 \div +70$
КЛ101В	—	0,4	40	5,5	$-10 \div +70$

Конструкция светодиодов приведена на рис. 7.6.

Радиус полусферы у светодиодов АЛ307 составляет 2,5 мм. Светодиоды типа АЛ102—фосфидогаллиевые эпитаксиальные, АЛ307 изготовлены из галлий-алюминиевого мышьяка, КЛ101—карбидокремниевые. Масса светодиодов АЛ102 и АЛ307 составляет 0,25 г, светодиодов КЛ101—0,05 г.

Внешний вид показывающих приборов на светодиодах различной конструкции был приведен ранее в гл. 4 на рис. 4.6.

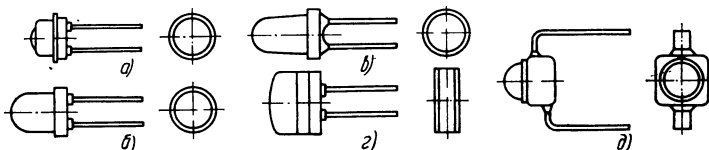


Рис. 7.6. Индикаторные светодиоды различных типов: а — АЛ102; б и в — АЛ307; г — производства ВНР; д — КЛ101

## Глава 8. РАСЧЕТ ИЗМЕРИТЕЛЕЙ УРОВНЯ

### 8.1. Выбор схемы и порядок расчета

Измерители уровня являются приборами, которые должны удовлетворять большому количеству разнообразных требований. Во-

первых, должны быть выполнены все технические требования к нормируемым электрическим и временным параметрам. Во-вторых, должны быть четко определены области применения приборов и соответствующие требования к стабильности их показаний. В-третьих, должны быть определены требования эргономики: ожидаемое положение наблюдателя относительно прибора, возможная точность отсчета, утомляемость и др.

Схема ИУ выбирается исходя из требуемого типа ИУ и выбранного типа показывающего прибора. Как показано на рис. 8.1, общая структурная схема ИУ второго типа может быть упрощена до двухполупериодного выпрямителя (трансформатор  $Tp$  и диоды  $D_1$  и  $D_2$ ) и интегрирующей цепи. Магнитоэлектрический показывающий прибор  $ПП$  включен последовательно с резистором  $R_p$ . Сравнительно небольшое и нестабильное по величине сопротивление трансформаторного входа не позволяет использовать такие ИУ для контроля уровня на выходе маломощных устройств и в высокоомных цепях.

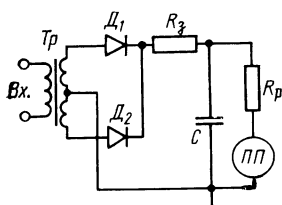


Рис. 8.1. Схема простейшего квазипикового ИУ

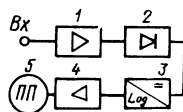


Рис. 8.2. Общая структурная схема ИУ:

1 — входное устройство; 2 — квазипиковый детектор; 3 — функциональный преобразователь; 4 — схема питания показывающего прибора; 5 — показывающий прибор

В общем случае должна использоваться более сложная структурная схема (рис. 8.2). Она в основном совпадает со схемой рис. 4.7, но в зависимости от назначения и выбранного типа показывающего прибора могут видоизменяться функции, а следовательно, и схемные решения отдельных узлов. Поэтому при расчете ИУ сначала должен быть определен тип показывающего прибора.

Магнитоэлектрические приборы могут быть подключены к интегрирующей цепочке или к выходу функционального преобразователя либо непосредственно, либо через соответствующий УПТ. Трубочатый газосветный индикатор должен подключаться через усилитель тока. Электронно-лучевой индикатор требует создания специальной схемы получения на экране изображений шкалы и уровней в соответствующих каналах. Известно много вариантов таких схем, обеспечивающих стабильность шкалы, плавность изменения отметки уровня, постоянство яркости изображения. Их

разбор выходит за рамки данной книги. Необходимо только еще раз подчеркнуть, что электронно-лучевые ИУ уступают другим по надежности, габаритам и значительно дороже. В ИУ на светодиодах требуются специальные ключевые схемы для питания светодиодов. Эти ключевые схемы могут быть совмещены с функциональным преобразователем. При этом отпадает необходимость в отдельных блоках логарифматора и УПТ.

## 8.2. Расчет детектора и интегрирующей цепи

Детектор и интегрирующая цепь являются основными элементами, определяющими временные параметры ИУ. Однако в тех случаях, когда показывающий прибор обладает инерционностью, необходимо учитывать его параметры. Время интеграции и динамическая характеристика определены для радиопульсов малой длительности. За время срабатывания показывающего прибора произойдет частичный разряд конденсатора интегрирующей цепи, что приведет к уменьшению показания по сравнению с тем, которое получилось бы при сохранении постоянного потенциала на конденсаторе. Если используются магнитоэлектрические приборы в колебательном режиме, то переброс частично компенсирует уменьшение показания.

Время интеграции у всех ИУ одинаково:  $t_{и}=5$  мс. Если ИУ выполняется с использованием прибора магнитоэлектрического типа с известными значениями собственной частоты  $f_0$  и переброса  $\Delta$ , то можно по формуле (7.6) определить значение  $\delta$  и, подставляя его в (7.5), найти такое значение  $t=t_{ср}$ , при котором  $\Phi=0,9\Phi_0$ . Однако в тех случаях, когда  $t_{ср}<200$  мс, а  $\Delta>6\%$ , целесообразно уменьшить переброс прибора до  $6\%$  ( $0,5$  дБ) путем шунтирования его резистором. Тогда его время срабатывания будет равно  $t_{ср}=0,4/f_0$ .

При собственной частоте подвижной системы прибора, равной  $3,2$  Гц, время срабатывания будет равно  $125$  мс, а при  $2$  Гц —  $200$  мс. Из табл. 7.1 видно, что в первом случае максимальное отклонение указателя ИУ составит  $0,91$  стационарного отклонения при отсутствии разряда для ИУ первого типа, а для ИУ второго типа —  $0,974$ . Если же время срабатывания равно  $200$  мс ( $\omega_0=12,56$ ), то, как показывает расчет, соответствующие значения равны  $0,861$  и  $0,932$ .

Как указывалось в гл. 3, даже в случае использования безынерционных показывающих приборов для облегчения визуального контроля уровня необходимо ограничение скорости их срабатывания. Оптимальное время срабатывания  $t_{ср}=100-200$  мс в этом случае обеспечивается введением дополнительной интегрирующей цепи. Так как у безынерционных приборов переброса нет, то их максимальное показание будет равно  $\Phi_{max}=\Phi_0 e^{-2,3t_{ср}/t_{в}}$ , где  $\Phi_0$  — показание при отсутствии разряда конденсатора. Подставляя значения  $t_{в}$ , получаем, что при  $t_{ср}=100$  мс показания ИУ

равны 0,937 и 0,858 для ИУ первого и второго типов, а при  $t_{cp} = 200$  мс — соответственно 0,875 и 0,762.

Если максимальное значение показания ИУ близко к стационарному, например 0,945, то разряд конденсатора можно компенсировать, увеличив степень его заряженности при стандартном радиоимпульсе длительностью  $t_{имп} = 5$  мс с  $\eta = 0,8$  до  $\eta = 0,8/0,945 = 0,85$ . Однако при максимальных отклонениях, меньших 0,9 от стационарного, применять такой метод нельзя, так как динамическая характеристика прибора будет резко отличаться от требуемой. Согласно действующим стандартам показания прибора должны быть ниже стационарного на 1, 2 и 4 дБ при длительностях радиоимпульса соответственно 10; 5 и 3 мс. Однако для компенсации разряда в течение  $t_{cp}$ , приводящего к уменьшению показаний  $\varphi/\varphi_0 = 0,85$ , нужно увеличить степень заряженности конденсатора до  $\eta = 0,80/0,85 = 0,935$ . При изменении длительности радиоимпульса до 10 или 3 мс заряженность конденсатора изменится примерно до 0,98 или 0,87, т. е. на +0,4 дБ и -0,6 дБ. Очевидно, что динамическая характеристика такого прибора не соответствует требованиям стандартов.

Единственным способом обеспечения требуемых характеристик в этом случае является использование схемы с задержкой разряда конденсатора на время, равное времени срабатывания. Идея этого способа заключается в следующем. После подачи на вход ИУ короткого сигнала в течение времени, равного времени срабатывания показывающего прибора  $t_{cp}$ , разряд конденсатора происходит с большой постоянной времени. Через заданное  $t_{cp}$  срабатывает ключевое устройство, подключающее параллельно конденсатору дополнительный резистор, убывляющий его разряд. Резистор должен отключаться, когда напряжение на конденсаторе достигнет амплитуды напряжения на выходе источника заряжающего тока.

На рис. 8.3а приведена структурная схема и на рис. 8.3б — диаграмма изменений уровня напряжения в таком устройстве. Схема состоит из входного устройства 1, выпрямителя 2 и зарядно-разрядной цепи. Помимо обычной цепи заряда емкости  $C$  (резистор  $R_3$  и диод  $D$ ) и цепи разряда ( $R_p$ ) предусмотрена допол-

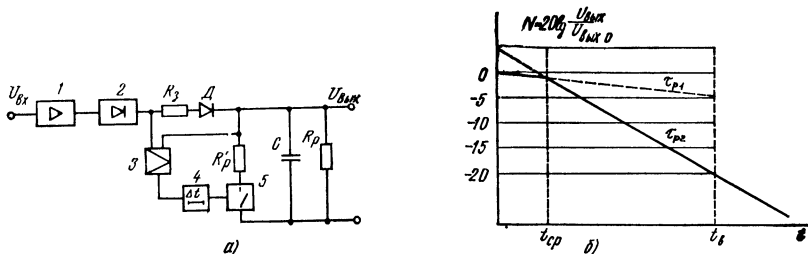


Рис. 8.3. Структурная схема (а) и диаграмма изменений уровня выходного напряжения (б) квазипикового детектора с задержкой разряда

нительная цепь разряда, состоящая из резистора  $R'_p$  и электронного ключа 5. Ключ управляется сравнителем 3 и устройством задержки 4. Сравнитель отрегулирован так, что срабатывает, как только напряжение на выходе выпрямителя 2 становится ниже  $U_{\text{вых}}$ , с учетом разницы между амплитудой детектируемого сигнала и стационарного значения  $U_{\text{вых}}$ . С выхода сравнителя управляющее напряжение поступает на устройство задержки 4. Если в течение времени, равного  $t_{\text{ср}}$ , это напряжение не снимается, на электронный ключ подается команда, например напряжение отпирания полевого транзистора. Шунтирование резистора  $R_p$  дополнительной цепью разряда приводит к уменьшению  $\tau_{p1}$ .

Значение  $\tau_{p1}$  желательно выбрать таким, чтобы при поступлении радиопульса малой длительности максимальное показание прибора не существенно отличалось от стационарного, соответствующего максимальной заряженности конденсатора  $C$ . При использовании инерционных показывающих приборов с перебором 0,5 дБ и временем срабатывания 125 мс вполне приемлемо время разряда 3 с и в ступенчатом разряде для ИУ второго типа нет необходимости. Если же время срабатывания равно 200 мс, то желательно иметь  $\tau_{p1}$ , соответствующее времени разряда порядка 5 с, и необходимым ступенчатый разряд даже для ИУ второго типа.

При использовании безынерционных указателей (без перебора) желательно, чтобы за время срабатывания напряжение на конденсаторе изменялось не более чем на 2—3% и, следовательно,  $\tau_{p1} = (30—50) t_{\text{ср}}$ , что при  $t_{\text{ср}} = 200$  мс равно 6—10 с.

Так как за время  $t_{\text{ср}}$  уровень  $U_{\text{вых}}$  упадет на величину, равную  $8,68 t_{\text{ср}}/\tau_{p1}$  дБ, то за время  $t_{\text{в}} - t_{\text{ср}}$  он должен упасть на  $20 - 8,68 t_{\text{ср}}/\tau_{p1}$ . Следовательно, постоянная времени разряда уменьшается до  $\tau_{p2} = \tau_{p1}(2,3\tau_{p1} - t_{\text{ср}})/(t_{\text{в}} - t_{\text{ср}})$ . Шунтирующее сопротивление должно быть равно  $R'_p = R_p \tau_{p2}/(\tau_{p1} - \tau_{p2})$ .

Простейшее устройство, позволяющее реализовать ступенчатый разряд, было предложено В. С. Немановым. Его схема показана на рис. 8.4 а, а диаграмма изменения уровня выходного напряжения — на рис. 8.4 б. Устройство состоит из трансформатора с секционированной вторичной обмоткой и двух квазипиковых детекторов. Первый из них состоит из диодов  $D_1$  и  $D_2$ , резистора цепи заряда  $R_{31}$ , емкости  $C_1$  и резистора цепи разряда  $R_{p1}$ . К нему приложена ЭДС  $E_1$ .

Второй детектор состоит из диодов  $D_3$  и  $D_4$ , резистора цепи заряда  $R_{32}$ , конденсатора  $C_2$  и резистора цепи разряда  $R_{p2}$ . К нему приложена ЭДС  $E_2 > E_1$ . Конденсаторы соединены диодом  $D_5$ . Постоянные цепей заряда равны  $\tau_3 = R_{31}C_1 = R_{32}C_2$ . Поэтому отношения напряжений на конденсаторах равно  $U_2/U_1 = E_2/E_1$ .

Если сопротивлением обмоток можно пренебречь по сравнению с  $R_{31}$  и  $R_{32}$ , то последние можно заменить достаточно большим выходным сопротивлением источника детектируемого сигнала. При этом постоянная времени заряда связана с сопротивлением источ-

ника  $R_3$  для входных зажимов первого детектора соотношением  $\tau_3 = R_3 [C_1 + C_2 (E_2/E_1)^2]$ .

В стационарном режиме, когда  $U_2 > U_1$ , диод  $D_5$  заперт и  $U_{\text{вых}} = U_1$ . После выключения измеряемого сигнала конденсатор  $C_1$  начинает разряжаться с постоянной времени  $\tau'_{p1} = R_{p1}C_1$ , а конденсатор  $C_2$  — с постоянной времени  $\tau'_{p2} = R_{p2}C_2$ . До момента

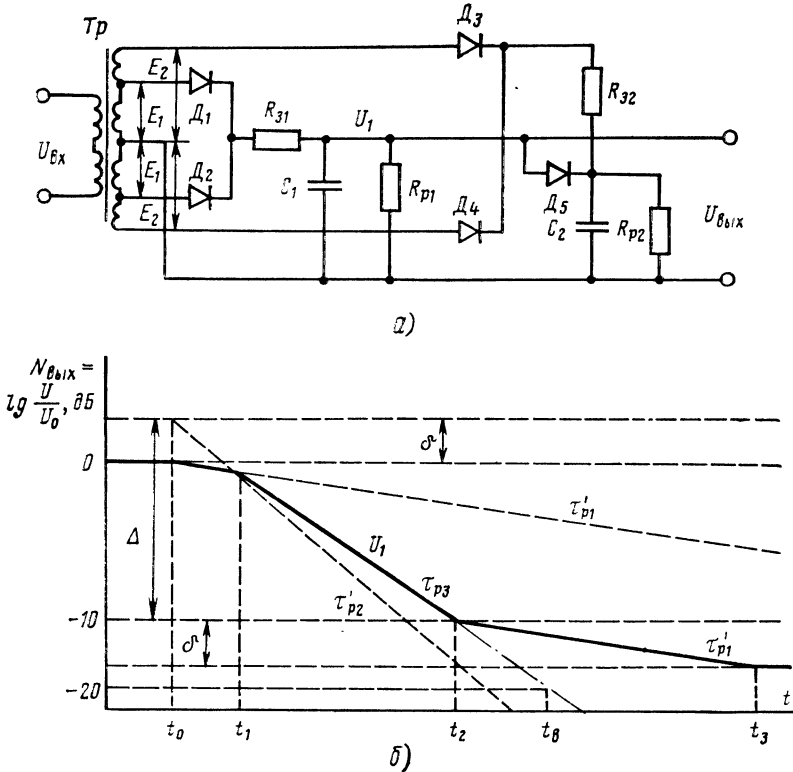


Рис. 8.4. Схема (а) и диаграмма изменения выходного напряжения (б) квазищипкового детектора со ступенчатым разрядом

$t_1 = 1,15\delta\tau'_{p1}\tau'_{p2}/(\tau'_{p1} - \tau'_{p2})$ , где  $\delta = 20 \lg E_2/E_1$  — разность уровней напряжений  $U_1$  и  $U_2$  в момент начала разряда  $t_0$ ,  $U_2 > U_1$ , диод  $D_5$  заперт и поэтому  $U_{\text{вых}} = U_1$ . При  $t \geq t_1$  диод  $D_5$  отперт. Если его сопротивление прямому току мало по сравнению с  $R_{p1}$  и  $R_{p2}$ , то конденсаторы разряжаются совместно с постоянной времени  $\tau_{p3} = R_{p1}R_{p2}(C_1 + C_2)/(R_{p1} + R_{p2})$ . При этом  $U_{\text{вых}} = U_1 = U_2$  будет изменяться значительно быстрее. Пример расчета такой схемы дан в [32]. Все соображения по определению требуемых значений  $\tau_{p1}$  и  $\tau_{p2}$ , изложенные ранее для ключевой схемы, относятся к  $\tau'_{p1}$  и  $\tau_{p3}$ .

Однако в отличие от ключевой схемы в схеме В. С. Неманова несколько затягивается процесс установления заряда при скачко-

образном изменении уровня на величину  $\Delta = 20 \lg U_{\text{вх}1} / U_{\text{вх}2}$ . Совместный разряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  будет происходить до момента  $t_2$  (см. рис. 8.4 б), когда уровень напряжения  $U_2$  снизится на  $\Delta$ . В этот момент запретится диод  $D_5$  и последующий разряд конденсатора  $C_1$  будет происходить с постоянной времени  $\tau_{p1}$ . Разряд  $C_1$  прекратится в момент  $t_3$ , когда уровень  $U_1$  снизится на  $\delta$ . Общая длительность процесса установления при скачкообразном снижении уровня измеряемого сигнала складывается из трех интервалов:  $t_1 - t_0 = 0,115 \delta \tau'_{p1} \tau'_{p2} / (\tau'_{p1} - \tau'_{p2})$ ;  $t_2 - t_1 = 0,115 \delta \tau_{p3} [\Delta - \delta \tau'_{p1} / (\tau'_{p1} - \tau'_{p2})]$ ;  $t_3 - t_2 = 0,115 \delta \tau'_{p1}$ . Следовательно, оно равно

$$t_{\text{уст}} = t_3 - t_0 = 0,115 \Delta \tau_{p3} + 0,115 \delta \tau_{p1} (\tau'_{p1} - \tau_{p3}) / (\tau'_{p1} - \tau'_{p2}). \quad (8.1)$$

Из выражения (8.1) видно, что время установления  $t_{\text{уст}}$  при данном снижении уровня сигнала  $\Delta$  тем больше, чем больше  $\delta$  и  $\tau'_{p1}$ .

### 8.3. Особенности расчета усилителей ИУ

Усилители являются одними из основных элементов, образующих структурную схему ИУ. В состав узлов, предшествующих квазипиковому детектору, входят усилители переменного, а в состав последующих узлов — постоянного тока. Общее требование ко всем усилителям — высокая стабильность коэффициента передачи. Если в ИУ предусмотрена калибровка, то стабильность прибора должна обеспечивать постоянство показаний  $\pm 0,1$  дБ в течение всего времени измерений, предусмотренного соответствующими правилами технической эксплуатации. Если же конструкцией ИУ оперативная калибровка не предусмотрена, то указанная выше стабильность показаний должна быть обеспечена в течение всего срока нормальной эксплуатации прибора.

При наличии в структурной схеме нескольких усилительных устройств допустимую нестабильность  $\pm 1\%$  нужно распределить между ними. К усилителям постоянного тока предъявляется также требование отсутствия дрейфа нуля, который мог бы вызвать заметную, более 0,1 дБ, систематическую погрешность показаний ИУ.

Нестабильность усиления может быть вызвана прежде всего нестабильностью параметров электронных приборов при изменении температуры и напряжения источников питания, а также старением. Поэтому в ИУ должны применяться усилители с глубокой отрицательной обратной связью. При этом в цепях обратной связи должны применяться высокостабильные резисторы и другие детали.

Усилители входных устройств определяют частотные свойства ИУ. Поэтому их частотные характеристики должны соответствовать требованиям стандартов. Только в тех случаях, когда ИУ встроено в аппаратуру с более узким рабочим диапазоном частот, допустимо соответственно уменьшить рабочий диапазон частот

ИУ. За пределами этого диапазона АЧХ усилителя не должна иметь подъема.

Калибровка ИУ производится на гармонических сигналах. При измерениях уровня сигналов звукового вещания на вход ИУ подаются сигналы произвольной формы. В отличие от гармонических сигналов, у которых коэффициент формы (отношение амплитуды к эффективному значению) равен 1,41, т. е. 3 дБ, у сигналов звукового вещания он достигает 2, т. е. 6 дБ и более. Поэтому усиление должно оставаться линейным при уровнях измерительных сигналов, превышающих калибровочный уровень примерно на 10 дБ, т. е. на 6 дБ уровень, соответствующий максимальному показанию ИУ.

В отличие от усилителей трактов звукового вещания усилители входных устройств ИУ могут вносить заметные нелинейные искажения ( $K_{\Gamma} = 4 \div 6\%$ ) при условии, что при этом не возникает амплитудного ограничения. Однако в усилителях с глубокой отрицательной обратной связью наблюдаются преимущественно искажения типа ограничения амплитуды, которые вносят существенные погрешности в показания ИУ. Особенностью усилителей с очень глубокой отрицательной обратной связью является возможность появления динамических нелинейных искажений на высоких частотах. Они связаны с запаздыванием сигнала в цепи обратной связи из-за фазовых сдвигов и возникновением вследствие этого *перемодуляции* (превышения напряжения, соответствующего порогу ограничения). Достаточным условием отсутствия динамических искажений является превышение верхней граничной частоты первой критической частотой, т. е. частотой, на которой АЧХ усилителя при разорванной цепи обратной связи имеет спад, равный 3 дБ.

#### **8.4. Расчет транзисторного измерителя уровня второго типа**

В измерителях уровня второго типа в качестве прибора-указателя обычно используются стрелочные приборы магнитоэлектрического типа. Для обеспечения достаточного быстродействия необходимы приборы с высокой собственной частотой. Миллиамперметры с достаточно большой и удобной шкалой (М24, М265 и др.) обычно имеют слишком низкую собственную частоту и соответственно большое время срабатывания, более 0,5 с. Увеличение собственной частоты может быть достигнуто увеличением жесткости возвращающих пружин или (и) уменьшением момента инерции подвижной системы. В микроамперметре М96, имеющем время срабатывания около 0,2 с, подвижная система облегчена путем применения бескаркасной рамки и легкой стеклянной стрелки.

В качестве примера примем сопротивление рамки прибора 1200 Ом и чувствительность 200 мкА. Для ограничения перебора величиной 0,5 дБ необходимо шунтировать прибор сопротивлением 1200 Ом. Ток полного отклонения при этом удвоится и составит 0,4 мА. Если последовательно включить резистор

с сопротивлением 10 кОм, то необходимый для полного отклонения прибора ток будет при напряжении 4,25 В.

Рассмотрим методику расчета ИУ второго типа с использованием такого прибора. В соответствии со стандартами такой ИУ должен обеспечить:

диапазон измеряемых уровней от +3 до -20 дБ;

рабочий диапазон частот от 31,5 до 16 000 Гц;

неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот не более  $\pm 0,5$  дБ;

входное сопротивление 10 кОм.

Примем номинальный входной уровень равным 0 дБн.

Выбранный прибор обеспечивает время срабатывания 200 мс. Так как у ИУ второго типа  $t_b=3$  с, что соответствует  $\tau_p=1,30$  с, то в соответствии с табл. 7.1 максимальное отклонение указателя при коротком радиоимпульсе равно 0,97 от стационарного отклонения при той же заряженности конденсатора. Следовательно, для получения  $t_n=5$  мс нужно, чтобы заряженность конденсатора  $\eta$  равнялась  $\eta=0,8/0,97=0,825$ .

Интерполяция данных табл. 5.2 дает значения  $t_3/\tau_3$ , приведенные в табл. 8.1.

Таблица 8.1

$\eta/\eta_0$	$\tau_3/\tau_p$				
	0,02	0,01	0,005	0,002	0,000
0,70	2,175	2,327	2,433	2,52	2,67
0,80	3,113	3,372	3,570	3,71	4,02
0,825	3,899	4,247	4,513	4,72	5,147
0,90	4,919	5,452	5,892	6,30	7,08

Путем дальнейшей интерполяции находим, что при  $\eta/\eta_0=0,825$  и  $\tau_p=1,302$  необходимо взять  $\tau_3=1$  мс, что дает  $\tau_3/\tau_p=7,7 \cdot 10^{-4}$  и  $t_3/\tau_3=5$ . Соответственно в квазипиковом детекторе должно быть обеспечено  $R_p=1300R_a$ . Для получения такого большого отношения сопротивлений нужно применить в зарядной цепи диод, сопротивление которого обратному току не менее чем в 2000 раз больше сопротивления прямому току. Этим требованиям удовлетворяют такие кремниевые диоды, как Д223 и аналогичные им, которые при обратном напряжении 10 В обеспечивают ток не более 0,1 мкА, что соответствует  $R_{обр}=100$  МОм, а сопротивление при прямом токе 5 мА равно 100 Ом. Как видно из рис. 8.5 ( $I_{пр \max}=50$  мА,  $U_{обр \max}=50$  В), при прямом напряжении 0,4 В ток равен 2,5 мА; при токе 0,5 мА падение напряжения должно быть равно 0,2 В, т. е. сопротивление увеличивается до 400 Ом. Для обеспечения стабильности  $t_3$  при изменении уровня измеряемых сигналов последовательно с диодом нужно включить резистор сопротивлением не менее  $R=1$  кОм.

Принимая, что максимальный импульс тока равен 5 мА, получаем, что  $R_3=R+R_D=1000+100=1100$  Ом;  $C=\tau_3/R_3=10^{-3}/1,1 \cdot 10^3=0,9 \cdot 10^{-6}$  Ф=0,9 мкФ;  $R_p=R_3 \cdot 1300=1100 \cdot 1300=1,4$  МОм.

Так как сопротивление цепи показывающего прибора на два порядка меньше, то необходим усилитель постоянного тока. Импульс тока 5 мА получается при амплитуде импульса напряжения 5,5 В. Так как установившийся потенциал, в соответствии с формулой (5.4), равен 0,99 амплитуды ЭДС, то эффективное напряжение на выходе усилителя детектированных сигналов должно быть равно 3,9 В. С учетом коэффициента формы этот усилитель должен быть рассчитан на неискаженную передачу сигналов с амплитудой до 8 В.

Усилитель постоянного тока должен иметь высокое входное сопротивление и не шунтировать  $R_p$ . Дрейф нуля должен быть минимальным. Поэтому его целесообразно выполнить по балансной схеме на полевых транзисторах. Входной усилитель целесообразно выполнить в виде трехкаскадного усилителя на биполярных транзисторах с трансформаторами на входе и выходе. Трансфор-

моторный вход обеспечивает надежную защиту при случайном попадании высокого напряжения относительно земли. Для обеспечения высокого входного сопротивления индуктивность первичной обмотки должна быть не менее  $L_1 = 100$  Г. Коэффициент передачи трансформатора должен быть равен  $0,3-0,5$ , что облегчит обеспечение высокого  $R_{вх}$  и малой индуктивности рассеяния  $L_S$ .

Учитывая высокие требования к стабильности усиления, усилитель должен быть охвачен глубокой, но не менее 20 дБ, отрицательной обратной связью. Поэтому общее усиление, без учета обратной связи, должно быть равно  $K' = 10U_{вых\ max}/U_{вх\ max} = 10 \cdot 3,9/1,41 \cdot 0,775 \approx 36$ .

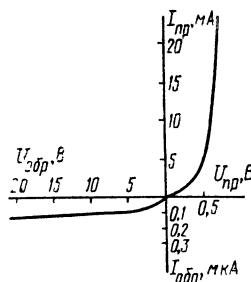


Рис. 8.5. Вольт-амперная характеристика кремниевого диода типа Д223

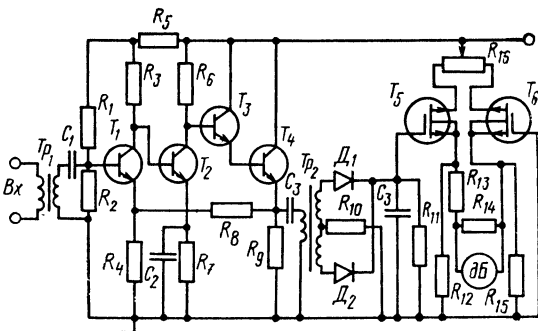


Рис. 8.6. Схема ИУ второго типа

Выходной трансформатор целесообразно выполнить с коэффициентом передачи 1. Он должен быть подключен к низкоомной выходной ступени, которая может обеспечить импульсы зарядного тока до 8 мА при напряжении 8 В. Поэтому выходную ступень целесообразно выполнить в виде составного эмиттерного повторителя с током покоя не менее 10 мА при напряжении на эмиттере 12 В. Напряжение питания каскада составляет 24 В. Так как коэффициент передачи такого повторителя примерно равен 0,8, то нужны две ступени предварительного усиления, обеспечивающие  $K = K'/0,3 \cdot 0,8 = 36/0,24 = 150$ .

Для уменьшения неравномерности АЧХ целесообразно УНЧ выполнить по схеме с гальванической связью. В первой ступени в цепи эмиттера должно быть включено сопротивление, обеспечивающее введение обратной связи с выхода оконечного эмиттерного повторителя. Так как глубина обратной связи равна  $1 + \beta K = 20$ , то коэффициент передачи цепи обратной связи равен  $\beta = (20 - 1)/K = 19/150 = 0,13$ .

Общая схема рассчитанного, исходя из этих соображений, ИУ представлена на рис. 8.6.

### 8.5. Расчет измерителей уровня первого типа со световым указателем

В соответствии с ГОСТ 21185—75 измерители уровня первого типа должны обеспечивать измерения в диапазоне не менее 44 дБ. Длина шкалы наиболее часто применяемых приборов со световым указателем должна быть не менее 160 мм. Поэтому градуировка шкалы в децибелах должна быть близкой к равномерной.

Для обеспечения малого времени срабатывания подвижную систему таких приборов облегчают, уменьшая число витков обмотки рамки. Поэтому их чувствительность сравнительно невелика —

ток полного отклонения порядка 1 мА, время срабатывания 100—200 мс.

Рассмотрим особенности расчета ИУ с такими приборами для ИУ первого типа со стандартной шкалой  $-40 \div +4$  дБ. Она может быть реализована с помощью логарифмического преобразователя с кусочно-линейной аппроксимацией (рис. 8.7). Их расчет

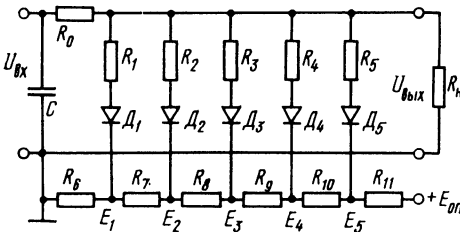


Рис. 8.7. Схема логарифматора

может быть выполнен по методике, изложенной в [32, 34] и гл. 6 настоящей книги. Примем, что на рабочем участке шкала в децибелах равномерна и линейный участок лежит ниже. Если принять допустимое уменьшение ширины деления  $\alpha = 0,5$ , то общий динамический диапазон логарифматора и ИУ в целом, в соответствии

с (6.2), будет равен 50 дБ. В точке перехода от логарифмического участка характеристики логарифматора к линейному уровень входного сигнала  $X_0$  равен  $20 \lg X_0 = 20 \lg U_{\text{вх}} / U_{\text{вх max}} = -44$  дБ. В соответствии с (6.1) ширина деления логарифмической шкалы равна:  $\alpha = 1 / (44 + 8,68) = 0,019$ .

Максимальная погрешность аппроксимации должна быть не более 0,5 дБ. Примем с запасом 0,4 дБ. В соответствии с графиком рис. 6.2 участок линейной аппроксимации  $\gamma$  равен 7,5 дБ. Для охвата диапазона 44 дБ потребуется  $n$  участков,  $n = 44 / 7,5 = 5,9$ . Так как число перегибов аппроксимирующей ломаной характеристики равно  $n - 1$ , то схема логарифматора должна иметь вид рис. 8.7.

Напряжения противосмещения определяем по аналогии с (6.5):

$$E_5 / U_{\text{вых max}} = 1 + \alpha d - 20 \lg \gamma = 1 + 0,019 \cdot 0,4 - 0,019 \cdot 7,5 = 0,865;$$

$$E_4 / U_{\text{вых max}} = 1 + \alpha d - 40 \lg \gamma = 1 + 0,019 \cdot 0,4 - 0,019 \cdot 15 = 0,723;$$

$$E_3 / U_{\text{вых max}} = 1 + \alpha d - 60 \lg \gamma = 1 + 0,019 \cdot 0,4 - 0,019 \cdot 22,5 = 0,580;$$

$$E_2 / U_{\text{вых max}} = 1 + \alpha d - 80 \lg \gamma = 1 + 0,019 \cdot 0,4 - 0,019 \cdot 30 = 0,438;$$

$$E_1 / U_{\text{вых max}} = 1 + \alpha d - 100 \lg \gamma = 1 + 0,019 \cdot 0,4 - 0,019 \cdot 37,5 = 0,295.$$

Примем, что последовательное сопротивление  $R_0$  и сопротивления нагрузки  $R_n$  (входное сопротивление последующего УПТ) равны. Тогда эквивалентное сопротивление постоянного плеча делителя равно  $0,5R_0$ . Сопротивления шунтирующих цепей определяются по формуле  $R_k = R_0 / 2 \gamma^{k-1} (\gamma - 1)$ . Так как  $\gamma = 10^{0,05(20 \lg \gamma)} = 10^{0,375} = 2,37$ , то  $R_1 = R_0 / 2 \cdot 1,37 = 0,365 R_0$ ;  $R_2 = R_0 / 2 \cdot 1,37 \cdot 2,37 = 0,154 R_0$ ;  $R_3 = R_0 / 2 \cdot 1,37 \cdot 2,37^2 = 0,065 R_0$ ;  $R_4 = R_0 / 2 \cdot 1,37 \cdot 2,37^3 = 0,0274 R_0$ ;  $R_5 = R_0 / 2 \cdot 1,37 \cdot 2,37^4 = 0,0116 R_0$ .

Напряжения противосмещения в отсутствие сигнала вызовет обратный ток. Выбрав для детектора диоды типа Д223 и применив их (для однотипности) в логарифматоре, получим для  $U_{\text{вых max}} = 3$  В суммарный обратный ток порядка 0,25 мкА. При уровне  $-44$  дБ напряжение на выходе логарифматора будет рав-

но  $U_{\text{вых max}}(1-44\alpha) = 3 \cdot (1-0,836) = 0,492 \text{ В}$ , а при нижнем пределе,  $-50 \text{ дБ}$ ,  $0,246 \text{ В}$ , так как он лежит на линейном участке логарифматора. Для того чтобы начальное смещение за счет обратного тока не превышало  $0,1-0,15 \text{ В}$ ,  $R_0 = R_{\text{н}}$  должно быть не более  $1 \text{ МОм}$ .

Максимальному выходному напряжению  $3 \text{ В}$  должно соответствовать напряжение на выходе квазипикового детектора:  $U_{\text{вх max}} = U_{\text{вых max}} [(R_0 + R_{\text{н}})/R_{\text{н}}] [1 + \alpha d - (n-1)20\alpha \lg \gamma] \gamma^{n-1} = 3 \cdot 2 [1 + 0,4 \cdot 0,019 - 5 \cdot 0,019 \cdot 7,5] \cdot 2,37^5 = 115 \text{ В}$ .

Для того чтобы при уровне  $0 \text{ дБ}$  переброс не превышал  $1 \text{ дБ}$ , необходимо, чтобы  $\varphi_{\text{max}} - \varphi_0 \leq 0,019 \varphi_{+4 \text{ дБ}}$ , если положение световой метки на шкале пропорционально углу поворота  $\varphi$ . В то же время при уровне  $0 \text{ дБ}$   $\varphi_0 = \varphi_{+4 \text{ дБ}} (1 - 4 \cdot 0,019) = 0,924 \varphi_{+4 \text{ дБ}}$ .

Следовательно, переброс такого прибора равен  $\Delta = (\varphi_{\text{max}} - \varphi_0) / \varphi_0 \leq 0,019 / 0,924 = 0,0206$ .

Из кривой 3 рис. 7.3 следует, что безразмерное время срабатывания равно  $\tau_{\text{ср}} = \omega_0 t_{\text{ср}} = 2,9$ . Так как требуемое время срабатывания  $t_{\text{ср}} = 0,2 \text{ с}$ , то собственная частота прибора должна равняться  $\omega_0 = 14,5$ .

Из кривой 2 рис. 7.2 следует, что отклонение прибора достигает стационарного значения, когда  $\omega_0 t = 4$ . Так как переброс равен всего  $2\%$ , то увеличение задержки свыше  $t_{\text{зд}} = 4 / 14,5 = 278 \text{ мс}$  не приводит к сколько-нибудь заметному увеличению показания ИУ. Округляя, можно принять  $t_{\text{зд}} = 0,3 \text{ с}$ .

Требуемое высокое напряжение на входе логарифматора можно обеспечить, применяя схему рис. 8.4. Применение схемы рис. 8.3 затруднено из-за отсутствия подходящих электронных ключей. Чем больше  $\tau'_{\text{р1}}$ , тем меньше изменение уровня заряда в течение  $t_{\text{зд}}$ , но в то же время больше время установления при скачкообразном снижении уровня измеряемого сигнала. Поэтому  $\tau'_{\text{р1}}$  следует брать не более  $5 \text{ с}$ . Расчет по формуле (7.7) дает, что максимальное отклонение при этом равно  $0,98$  эквивалентного стационарного значения. Для компенсации этого достаточно принять  $\eta = 0,815$  при радиопульсе  $t_{\text{имп}} = 5 \text{ мс}$ . Так как  $\tau'_{\text{р1}} / \tau_3 > 10^3$ , то с достаточной степенью приближения будет  $t_3 / \tau_3 = 4,5$ . Соответственно  $\tau_3 = 1,1 \text{ мс}$ .

Примем  $R_{\text{р1}} = 1 \text{ МОм}$  — минимальное входное сопротивление логарифматора. Тогда для схемы с задержкой емкость конденсатора  $C_1$  будет равна  $C_1 = \tau_{\text{р1}} / R_1 = 5 / 10^6 = 5 \text{ мкФ}$ . Зарядное сопротивление  $R_{\text{з1}} = \tau_3 / C_1 = 1,1 \cdot 10^{-3} / 5 \cdot 10^{-6} = 220 \text{ Ом}$ . Начальный импульс зарядного тока равен  $I_{\text{max}} = U_{\text{вх max}} / R_{\text{з1}} \eta = 115 / 220 \cdot 0,98 = 0,53 \text{ А}$ . Время ускоренного разряда равно  $1,4 \text{ с}$ . За это время уровень разряда должен снизиться на  $20 - 8,68 t_3 / \tau'_{\text{р}} = 20 - 0,52 = 19,5 \text{ дБ}$ . Следовательно,  $\tau_{\text{р3}} = 8,68 \cdot 1,4 / 19,5 = 0,624 \text{ с}$ .

Примем для уменьшения зарядного тока  $C_2 = 2C_1$ . Тогда из условия  $\tau_{\text{р3}} = (C_1 + C_2) R_{\text{р1}} R_{\text{р2}} / (R_{\text{р1}} + R_{\text{р2}}) = 3C_1 R_{\text{р1}} R_{\text{р2}} / (R_{\text{р1}} + R_{\text{р2}}) = 0,624 \text{ с}$  следует, что  $R_{\text{р1}} = R_{\text{р2}} [1,5 \tau'_{\text{р}} / \tau_{\text{р3}} - 1] = 11,2 \cdot R_{\text{р2}}$  и, следовательно,  $R_{\text{р2}} = 43,4 \text{ кОм}$ ;  $\tau'_{\text{р2}} = 0,434 \text{ с}$ ;  $C_2 = 10 \text{ мкФ}$ ;  $R_{\text{з2}} = \tau_{\text{з2}} / C_2 = 1,1 \cdot 10^{-3} / 10 \cdot 10^{-6} = 110 \text{ Ом}$ .

Превышение уровня на вспомогательном выпрямителе  $\delta = 8,68[0,3/\tau'_{p2} - 0,3/\tau'_{p1}] = 2,6[1/0,434 - 1/5] = 5,3$  дБ.

Следовательно, к вспомогательному выпрямителю должно быть приложено напряжение  $U_2 = 1,85 \cdot U_1 = 1,85 \cdot 115 = 216$  В, максимальный ток через диоды  $I_{2 \max} = U_2/R_{z2} = 216/110 = 2$  А.

В качестве диодов  $D_1, D_2, D_5$  могут быть применены, например, кремниевые типа Д223Б, а  $D_3$  и  $D_4$  — более мощные, например типа Д231. Усилитель выпрямляемых сигналов должен развивать импульсную мощность до  $P_{\text{имп}} = 216 \cdot 2 + 115 \cdot 0,5 = 490$  Вт.

Уменьшение этой мощности возможно путем соответствующего уменьшения напряжения на входе логарифматора. Но учитывая, что напряжение противосмещения на диодах логарифмирующей цепи нельзя снижать ниже 0,4 В, то напряжение на входе логарифматора нельзя снизить больше чем в 2,2 раза, а следовательно, требуемую мощность не более чем в 4,8 раз, что приводит к  $P_{\text{имп}} \approx 100$  Вт. Поэтому проектирование транзисторных ИУ первого типа производилось ранее обычно с существенными допущениями, в частности максимальное значение напряжения на выходе УНЧ (на входе детектора) выбиралось порядка 15—20 В. При этом минимальное значение напряжения на детекторе в измеряемом динамическом диапазоне составляло  $U_{\min} = U_{\max}/D = 15 : 158 \approx 0,1$  В. Детектор работал с отсечкой, которая влияла на погрешность ИУ.

Обеспечить существенное улучшение техникоэкономических показателей ИУ первого типа можно, только используя средства современной микроэлектроники.

## 8.6. Расчет измерителей уровня первого типа с использованием современных электронных устройств

Возможности современной электроники позволяют создать чисто электронные ИУ с любыми требуемыми характеристиками. В качестве примера рассмотрим один из возможных вариантов схемы ИУ на операционных усилителях с показывающим прибором на светодиодах. Для простоты примем равномерную шкалу в пределах  $-40 \div +4$  дБ и сжатую шкалу ниже  $-40$  дБ, до  $-60$  дБ.

Применяют два варианта построения указателя ИУ — с перемещающейся отметкой уровня и с изменяющейся длиной светящейся полосы. Первый способ облегчает точный отсчет, а второй — общее наблюдение за ходом передачи. Можно совместить оба способа, выделив, например, повышенной яркостью край светящейся полосы. Для работы в условиях меняющейся общей освещенности важно предусмотреть возможность независимой регулировки яркости свечения диодов. Ниже рассмотрим возможные решения для ИУ с такими характеристиками.

Выбор светодиодов ограничим табл. 7.4, хотя конструктивно предпочтительнее светодиоды производства ВНР, показанные на рис. 7.5г. Последние можно размещать вплотную друг к другу, обеспечивая создание непрерывно светящейся полосы. При ширине 3 мм число их на стандартной шкале 180 мм можно довести до 60. Это позволяет на рабочем участке обеспечить индикацию с шагом 1 дБ. Целесообразно вблизи номинального уровня шаг дискретизации уменьшить до 0,5 дБ. Такая же индикация на светодиодах АЛ307 привела бы к увеличению длины шкалы до 360 мм,

что неудобно для наблюдения. Поэтому число индицирующих диодов приходится уменьшать примерно до 30.

Схема измерителя должна удовлетворять следующим требованиям. Ток через светодиод, соответствующий более низкому уровню, чем измеряемый, должен быть в 2 раза меньше, чем через диод, по которому производится отсчет. Яркость свечения всех диодов должна регулироваться независимо от работы всех остальных элементов. Диоды, соответствующие уровню перегрузки ( $>0$  дБ), должны светиться красным цветом, остальные — зеленым или желтым.

Применим светодиоды АЛ307Б и АЛ307Е. Их номинальный ток 10 мА. Сопротивление первых 200 Ом, а вторых — 250 Ом. Регулирование тока можно выполнить шунтированием диода или включением последовательного сопротивления. Второй способ предпочтителен, хотя и несколько сложнее. В качестве ключей могут быть использованы полевые транзисторы КП304А и др. Схема модуля индикатора показана на рис. 8.8. Каждый модуль состоит из светодиода  $D$ , резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , ограничивающих ток,

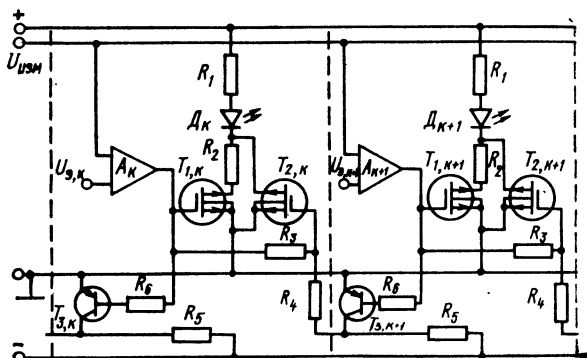


Рис. 8.8. Схема модуля ИУ на светодиодах с переключением тока

полевых транзисторов  $T_1$  и  $T_2$ , работающих в ключевом режиме, биполярного триода  $T_3$ , образующего с резисторами  $R_4$ ,  $R_5$  и  $R_6$  инвертор, и компаратора на операционном усилителе  $A$ . На входы компаратора поступает эталонное напряжение  $U_э$ , соответствующее данному делению шкалы, и напряжение с выхода детектора  $U_{изм}$ . Пока на входе компаратора измеряемое напряжение меньше опорного, напряжение на выходе  $A$  отрицательно. Оно поступает на затворы  $T_1$  и  $T_2$  и запирает ключи.

Через резистор  $R_6$  оно поступает на базу триода  $T_3$ , который отпирается. Сопротивление резистора  $R_6$  больше  $R_3$  и подобрано так, что напряжение на затворе  $T_2$  достаточно для его запираения. Как только  $U_{изм} > U_{э,к}$ , знак напряжения на выходе  $A_k$  меняется на обратный и оба ключа отпираются. Ток через светодиод  $D_{1,к}$  ограничивается только  $R_1$  и максимален.

При дальнейшем увеличении  $U_{изм}$  оно превышает  $U_{э,к+1}$  и срабатывает следующий компаратор  $A_{к+1}$ . Положительное напряжение с его выхода поступает на затворы ключей, отпирая их и обеспечивая максимальный ток через светодиод  $D_{1,к+1}$ . В то же время положительный потенциал на базе триода  $T_{3,к+1}$  запирает его и к резистору  $R_4$  через относительно небольшое сопротивление  $R_5$  подключается источник отрицательного напряжения, достаточно большого для получения на затворе  $T_{2,к}$  запирающего напряжения. Ток через диод  $D_{1,к}$  уменьшается, так как течет последовательно через  $R_1$  и  $R_2$ . Уменьшение яркости определяется отношением  $R_2$  и  $R_1$ .

Компараторы на операционных усилителях рассмотрены в гл. 10. В некоторых случаях максимальные значения сравниваемых потенциалов ограничены и приходится компараторы разбивать на несколько групп, а необходимые  $U_{изм}$  получать с помощью делителя.

Логарифмическая или любая неравномерная шкала получается путем соответствующего выбора эталонных напряжений.

Индикатор на светодиодах практически безынерционный. Поэтому на выходе квазипикового детектора необходимо предусмотреть интегрирующую цепочку, обеспечивающую требуемое время срабатывания. В соответствии с определением  $t_{ср}$  постоянная времени этой цепи равна  $\tau_{зд} = 0,434 t_{ср} = 0,434 \cdot 0,2 = 0,087$  с. Ее можно включить между операционными усилителями, как это показано на рис. 8.9 ( $R_{14} = 4,3$  кОм,  $C_3 = 20$  мкФ).

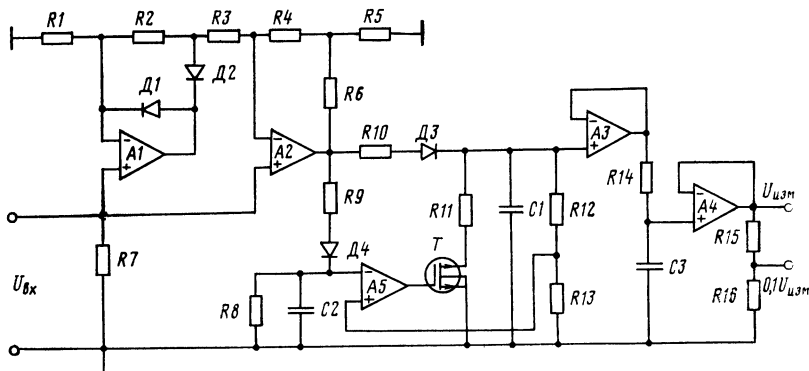


Рис. 8.9. Схема квазипикового детектора на операционных усилителях с задержкой разряда и срабатывания

За время  $t_{ср} = 0,2$  с напряжение на выходе детектора без задержки разряда упадет, как показано в 8.2, до 0,792 от начального, что не позволит реализовать требуемое  $t_{и} = 5$  мс. Задержку разряда можно реализовать с помощью ключевой схемы, управляемой компаратором, как показано на рис. 8.9.

Если емкость в зарядно-разрядной цепи  $C_1 = 1$  мкФ, а сопротивления цепи разряда  $R_{12}$  и  $R_{13}$  равны 10 МОм, то за 0,2 с напря-

жение на ней упадет до  $U = U_0 e^{-t_{ср}/\tau_p} = U_0 e^{-0,2/10} = 0,98 U_0$ .

Для обеспечения  $t_B = 1,7$  с необходимо, чтобы включаемое электронным ключом через  $0,2$  с сопротивление  $R_{11}$  было равно  $R_{11} = \tau_p / C_1 = 0,434 (1,7 - 0,2) / 10^{-6} = 0,65$  МОм.

Для компенсации этого разряда степень заряженности при  $t = t_n$  следует принять равной  $0,815$ . Так как начальное  $\tau_p / \tau_3 \approx 10^4$ , то интерполяция по последнему столбцу табл. 8.1 дает  $t_3 = 0,6 \tau_3$ , откуда  $\tau_3 = 1,1$  мс.

Следовательно,  $R_3 = 1,1$  кОм, а максимальный импульс зарядного тока равен  $I_{\max} = U_{\max} / R_3 = 10 / 1,1 \cdot 10^3 = 9$  мА.

Так как сопротивление диода Д223 прямому току порядка  $100$  Ом, то последовательно с ним должен быть включен резистор  $R = 1$  кОм.

В качестве ключа разрядной цепи может быть использован такой же полевой транзистор, как и в индикаторах, управляемый компаратором. Требуемая задержка  $0,2$  с может быть достигнута, если на один вход компаратора подавать напряжение со вспомогательной зарядно-разрядной цепи  $R_9, C_2, R_8$ , а на другой — с выхода детектора через делитель  $R_{12}, R_{13}$ . Для простоты реализации делитель можно выполнить из двух сопротивлений по  $5$  МОм, совместив его с цепью разряда интегрирующей цепи. Вспомогательная зарядно-разрядная цепь должна иметь ту же  $\tau_3$ , что и основная, но другую постоянную времени разряда  $\tau_p = t_{зд} / 0,69 = 0,29$  с.

Принимая для вспомогательной цепи  $R_3 = R_9 = 5,5$  кОм, получаем, что  $C_2 = 0,2$  мкФ и  $R_8 = 1,45$  МОм. Общая схема квазипикового детектора с задержанным разрядом и преобразователем биполярного сигнала в униполярный по схеме рис. 5.2 б приведена на рис. 8.9.

## Глава 9. СОВРЕМЕННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛИ УРОВНЯ

### 9.1. Измеритель уровня ИУ-1

Измерители уровня типа ИУ-1 разработаны ВНИИРПА [21] при создании аппаратно-студийного оборудования второго поколения. Они находят широкое применение на телецентрах нашей страны до сих пор.

Измеритель уровня первого типа ИУ-1 имеет динамический диапазон измеряемых уровней  $44$  дБ. Номинальное входное напряжение составляет  $775 \pm 80$  мВ. Входное сопротивление в рабочем диапазоне  $30 - 15\,000$  Гц составляет не менее  $5$  кОм. Собран в основном на полупроводниковых приборах, за исключением УПТ, который выполнен на малогабаритных лампах — нувисторах.

Принципиальная схема ИУ-1 приведена на рис. 9.1.

Вход УНЧ выполнен симметричным на трансформаторе  $Tr_1$ . Цепочка из резисторов  $R_1 - R_4$  служит для точной регулировки чувствительности прибора. В ИУ-1 предусмотрена возможность

повышения чувствительности на 20 дБ для оценки уровня интегральной помехи в паузах передачи. Для этого необходимо нажать кнопку *S*. При этом с помощью контактов реле РЭС-10 между регулятором чувствительности  $R_3$  и базой транзистора  $T_1$  включается типовой усилитель У-16 с коэффициентом усиления 20 дБ.

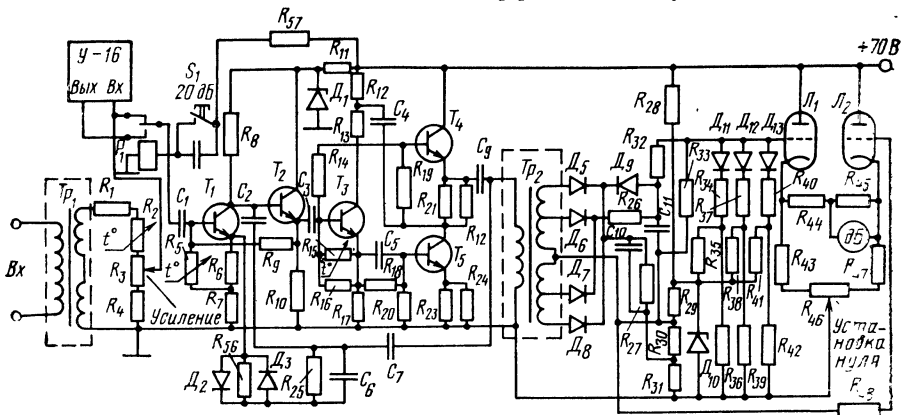


Рис. 9.1. Принципиальная схема ИУ-1

Предварительный усилитель на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  МП-11, фазоинвертор на транзисторе  $T_3$  П-701 и оконечный каскад на транзисторах  $T_4$  и  $T_5$  также П-701 входят в состав УНЧ. Предварительный усилитель собран по схеме с непосредственной связью, фазоинвертор — по схеме с разделенной нагрузкой. Оконечный усилитель представляет собой последовательно-параллельный каскад, работающий в режиме класса В. Благодаря выбранному способу подачи сигнала на вход транзистора  $T_4$  (резисторы  $R_{12}$  и  $R_{13}$  и конденсатор  $C_4$ ) транзисторы оконечного каскада работают по схеме с общим эмиттером.

Цепь общей отрицательной обратной связи состоит из конденсаторов  $C_6$  и  $C_7$ , резисторов  $R_{25}$  и  $R_{26}$  и диодов  $D_2$  и  $D_3$  (конденсатор  $C_2$  служит для повышения устойчивости усилителя на высоких частотах).

С выхода усилителя сигнал поступает на понижающий трансформатор  $Tr_2$ , к которому подключен детектор, собранный на диодах  $D_6$  и  $D_7$  Д22З, а также вспомогательный детектор устройства задержки (диоды  $D_5$  и  $D_8$ ). Выпрямленный сигнал сглаживается фильтром нижних частот, который образуется конденсатором  $C_{11}$  и резисторами  $R_{26}$ ,  $R_{32}$  и  $R_{33}$ . Вспомогательная цепь задержки состоит из  $C_{10}$  и  $R_{27}$ . Коммутирующий диод  $D_9$  служит для создания более быстрого разряда конденсатора  $C_{11}$  по истечении времени задержки. Для того чтобы уменьшить время полного разряда конденсаторов  $C_{10}$  и  $C_{11}$ , на общий провод разрядной цепи с делителя  $R_{29}$ — $R_{31}$  подаются небольшие положительные напряжения.

С выхода устройства задержки сигнал поступает на логарифматор, образованный резисторами  $R_{32}$ — $R_{34}$ ,  $R_{37}$  и  $R_{40}$  и диодами  $D_{11}$ — $D_{13}$ . Опорные напряжения задаются стабилитроном  $D_{10}$  и рядом делителей напряжения (резисторы  $R_{35}$ ,  $R_{36}$ ,  $R_{38}$ ,  $R_{39}$ ,  $R_{41}$  и  $R_{42}$ ).

Усилитель постоянного тока собран на нувисторах  $L_1$  и  $L_2$  6С52Н по балансной мостовой схеме. В диагональ моста включена цепочка, состоящая из добавочного резистора  $R_{44}$ , шунта  $R_{45}$  и показывающего прибора. Потенциометром  $R_{46}$  устанавливается баланс плеч моста при отсутствии сигнала (установка нуля).

Прибор имеет свой источник питания. Питание коллекторных, анодных и накальных цепей осуществляется от встроенных в него стабилизированных источников +70 В и ~6,3 В.

Конструктивно ИУ-1 выполнен в виде типового (для аппаратуры ТЦ второго поколения) блока. Прибор подключается с помощью 16-контактного ножевого разъема. Показывающий прибор и кнопка повышения чувствительности вынесены на панели управления звукового оборудования.

## 9.2. Измеритель уровня МАЕ-121

Измеритель уровня МАЕ-121 входит в состав студийного оборудования системы ФИТ-оборудования второго поколения разработки завода БЕАГ (ВНР). Прибор первого типа МАЕ-121 имеет динамический диапазон 44 дБ и «зайчиковый», показывающий прибор с логарифмической шкалой. Выпускается как встраиваемый в микшерный пульт, так и в виде самостоятельного переносного прибора. На основе электронной схемы МАЕ-121 заводом БЕАГ выпускается две модификации ИУ: монофонический ОМС-01 и стереофонический ОМС-02. Монофонический ИУ ОМС-01 состоит из электронной схемы МАЕ-121, блока питания ТНЕ-121 и показывающего прибора МРЕ-141. Стереофонический ИУ ОМС-02 состоит из двух блоков МАЕ-121, одного блока питания ТНЕ-121 и одного двухканального показывающего прибора МРК-141.

Устройство МАЕ-121 имеет симметричный вход. Номинальный входной уровень прибора выбирается с помощью переключателя чувствительности равным +6, +9, +12, +15 и +18 дБн. Входное сопротивление в диапазоне частот 31,5—16 000 Гц составляет не менее 12 кОм. Другие параметры прибора приведены в табл. 3.2.

Принципиальная схема ИУ МАЕ-121 представлена на рис. 9.2. Прибор состоит из трехкаскадного УНЧ, двухполупериодного детектора, интегрирующей цепи, логарифматора и УПТ.

Первый и второй каскады УНЧ собраны на транзисторах  $T_1$  и  $T_2$  по схеме с общим эмиттером. Выходной каскад собран по последовательно-параллельной схеме на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$  разной проводимости с нагрузкой в цепи эмиттера. Для уменьшения неравномерности АЧХ связи между каскадами выбраны непосредственными. Усилитель УНЧ охвачен несколькими цепями обратной

связи. Одна из цепей ООС используется для повышения чувствительности ИУ на 20 дБ. При нажатии на кнопку  $S_1$  шунт резистора  $R_{12}$  размыкается, глубина ООС между выходным и входным каскадами при этом уменьшается и коэффициент усиления УНЧ увеличивается. Входной симметрирующий трансформатор и переключатель чувствительности на схеме не показаны, так как они расположены не на печатной плате.

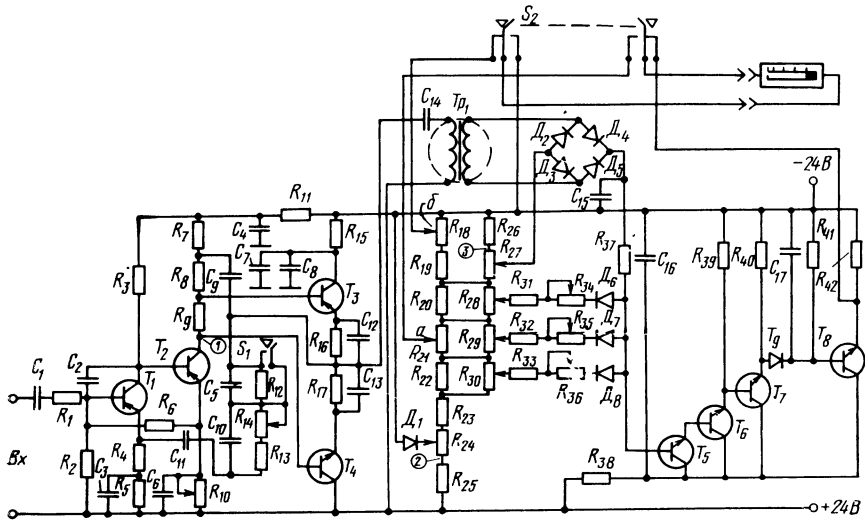


Рис. 9.2. Принципиальная схема ИУ типа МАЕ-121

Детектор собран на диодах  $D_2—D_5$ , включенных по мостовой схеме. Конденсатор интегрирующей цепи  $C_{15}$  имеет емкость 50 мкФ.

Логарифматор, работающий по принципу линейно-кусочной аппроксимации, собран на трех диодных цепочках  $D_6—D_8$ . Усилитель УПТ собран по составной схеме на транзисторах  $T_5—T_8$ . Показывающий прибор через кнопку  $S_2$  подключается к УПТ параллельно резистору  $R_{42}$ . При нажатии кнопки  $S_2$  показывающий прибор подключается к точкам  $ab$ , между которыми имеется стабилизированное напряжение 3,35 В, и при этом осуществляется проверка калибровки ИУ.

На примере МАЕ-121 рассмотрим принцип осуществления калибровки ИУ путем настройки УНЧ и логарифматора.

Сначала с помощью потенциометра  $R_{10}$  устанавливают на коллекторе  $T_2$  (измерительная точка  $I$ ) потенциал  $-13,0$  В. Затем на вход ИУ подают сигнал 0,775 В частоты 1 кГц и потенциометром  $R_{14}$  устанавливают на конденсаторе  $C_{11}$  напряжение 3,6 В. Отключают входной сигнал.

После этого производят установку стабилизированных напряжений. Для этого с помощью потенциометра  $R_{24}$  в измерительной

точке 2 устанавливают потенциал  $+5,85$  В, а с помощью потенциометра  $R_{27}$  в измерительной точке 3 устанавливают потенциал  $+2,5$  В относительно минуса источника питания.

Затем производят калибровку шкалы ИУ. С этой целью на вход снова подается сигнал  $0,775$  В и с помощью потенциометра  $R_{18}$  указатель показывающего прибора устанавливают на отметку  $-\infty$  таким образом, что при малейшем сдвиге потенциометра указатель начинает показывать больше, чем  $-\infty$ . Далее, с помощью потенциометров в цепи логарифматора производят установку указателя в следующие положения:

$R_{28}$  — на значение  $-25$  дБ;  $R_{34}$  — на значение  $-20$  дБ;  
 $R_{29}$  — на значение  $-15$  дБ;  $R_{35}$  — на значение  $-10$  дБ;  
 $R_{30}$  — на значение  $-5$  дБ;  $R_{36}$  — на значение  $0$  дБ.

Так как при этом наблюдаются взаимные влияния отдельных регулировок друг на друга, то процесс настройки повторяется до тех пор, пока указатель показывающего прибора не будет устанавливаться на должные значения без дополнительных регулировок с помощью потенциометров.

### 9.3. Измеритель уровня МВЕ-191

Измеритель уровня МВЕ-191 является прибором второго типа со стрелочным микроамперметром. Он также входит в состав оборудования системы ФИТ завода БЕАГ и предназначен для установки в пульты центральной аппаратуры РАС-01 и РАС-02. В состав этих пультов входит по два коммутируемых ИУ МАЕ-121 и по шесть (или восемь) ИУ МВЕ-191, закрепленных за выходными каналами.

Принципиальная схема ИУ МВЕ-191 приведена на рис. 9.3. Прибор состоит из двухкаскадного УНЧ, двухполупериодного детектора, интегрирующей цепочки и УПТ. Первый каскад собран на транзисторе  $T_1$  по схеме с общим эмиттером. За счет резистора

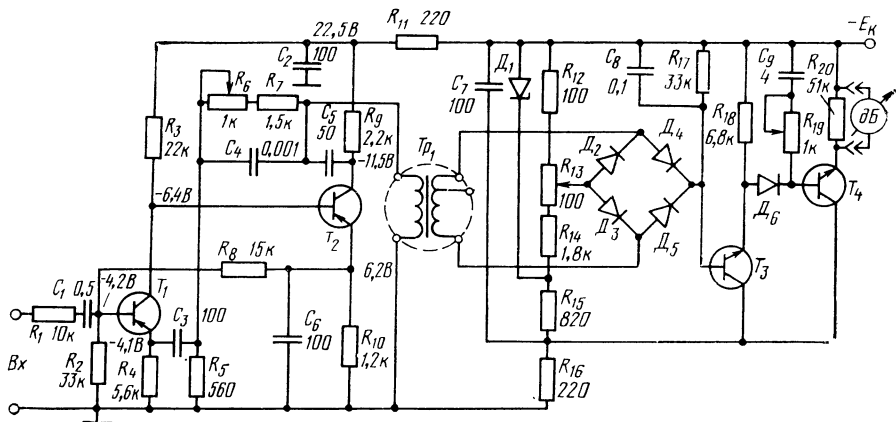


Рис. 9.3. Принципиальная схема ИУ типа МВЕ-191 ( $C_2 = C_6 = 100$  мкФ;  $C_5 = 50$  мкФ)

$R_1$  обеспечивается входное сопротивление не менее 10 кОм. Второй каскад УНЧ собран на транзисторе  $T_2$  также по схеме с общим эмиттером. Связь между каскадами — непосредственная. Усилитель УНЧ охвачен цепью отрицательной обратной связи, в состав которой включен регулятор чувствительности — потенциометр  $R_6$  («установка на 100%»). Со вторичной обмотки выходного трансформатора  $Tr_1$  сигнал подается на детектор, собранный по мостовой схеме на диодах  $D_2—D_5$ . С помощью потенциометра  $R_{13}$  производится выбор начальной рабочей точки транзисторов УПТ («установка 0%»). С помощью потенциометра  $R_{19}$  можно в небольших пределах регулировать значение времени интеграции («установка  $t_{и}$ »).

#### 9.4. Измеритель уровня МАЕ-011

Измеритель уровня МАЕ-011 входит в состав переносного микшерного пульта РКР-11 (БЕАГ, ВНР). Пульта имеет шесть входных и два выходных (основной и вспомогательный) микшерных канала, корректоры, систему контроля и обеспечивает возможность высококачественного микширования, распределения и записи сигналов звукового вещания. Микшерный пульт собран на интегральных микросхемах и кремниевых планарных транзисторах.

Измеритель уровня МАЕ-011 имеет несимметричный вход. Входное сопротивление — около 20 кОм. Номинальный входной уровень составляет 0 дБн. Питание прибора осуществляется от источника  $\pm 12$  В.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 9.4. На микросхеме  $A_1$  по обычной схеме собран УНЧ. Двухполупериодный детектор на микросхемах  $A_2$ ,  $A_3$  и диодах  $D_1—D_3$  также собран по схеме, достаточно подробно рассмотренной в технической литературе [50]. Конденсатор  $C_{10}$  осуществляет интегрирование выпрямленного сигнала. После этого с помощью диодных цепочек  $D_4$  и  $D_5$  осуществляется логарифмирование сигналов методом линейно-кусочной аппроксимации. Усилитель УПТ собран на полевом транзисторе  $T_1$  и микросхе-

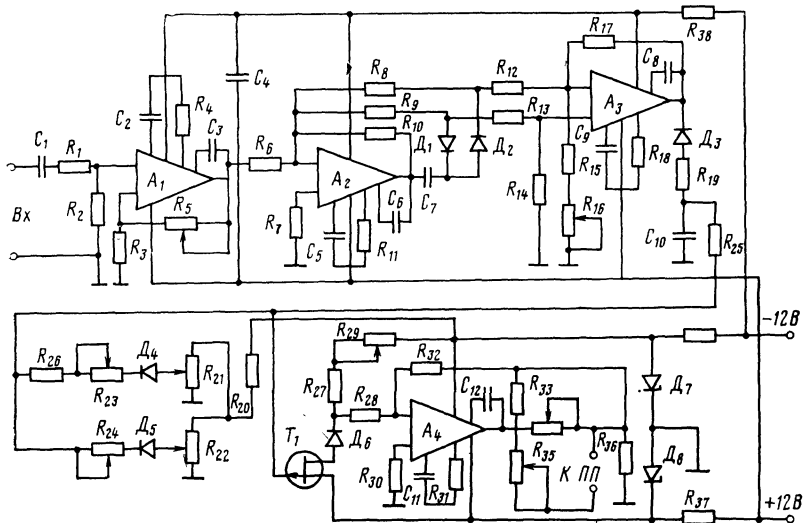


Рис. 9.4. Принципиальная схема ИУ типа МАЕ-011

ме  $A_4$ . В качестве показывающих в ИУ МАЕ-011 используются стрелочные магнитоэлектрические приборы МА-103 или МА-104.

Измеритель уровня МАЕ-011 содержит следующие органы настройки, расположенные на печатной плате:

$R_5$  — установка уровня —40 дБ;  
 $R_{16}$  — симметрирование детектора;  
 $R_{21}$  — установка уровня —20 дБ;  
 $R_{22}$  — установка уровня 0 дБ (100%);  
 $R_{23}$  — установка уровня —10 дБ;

$R_{24}$  — установка уровня +4 дБ;  
 $R_{29}$  — установка —∞ дБ (0%);  
 $R_{34}$  и  $R_{35}$  — регулировка времени срабатывания и переброса стрелочного прибора.

## 9.5. Измеритель уровня EIS-501

Измеритель уровня EIS-501 разработки фирмы Тесла-электроакустика (ЧССР) входит в состав транзисторных студийных (микшерных) пультов ESS-2010, ESS-136 и др. Он имеет высокие параметры качества, динамический диапазон 55 дБ; растянутая шкала в области  $-10 \div +5$  дБ удобна для отсчета уровней. Номинальные входные уровни выбираются с помощью переключателя из значений 0, +6, +12 и +15 дБн. Вход симметричный, входное сопротивление не менее 5 кОм. Неравномерность АЧХ в диапазоне частот 30—16 000 Гц не превышает  $\pm 0,5$  дБ.

Принципиальная схема прибора приведена на рис. 9.5. Конструктивно ИУ размещен на двух платах, схемы которых приведены

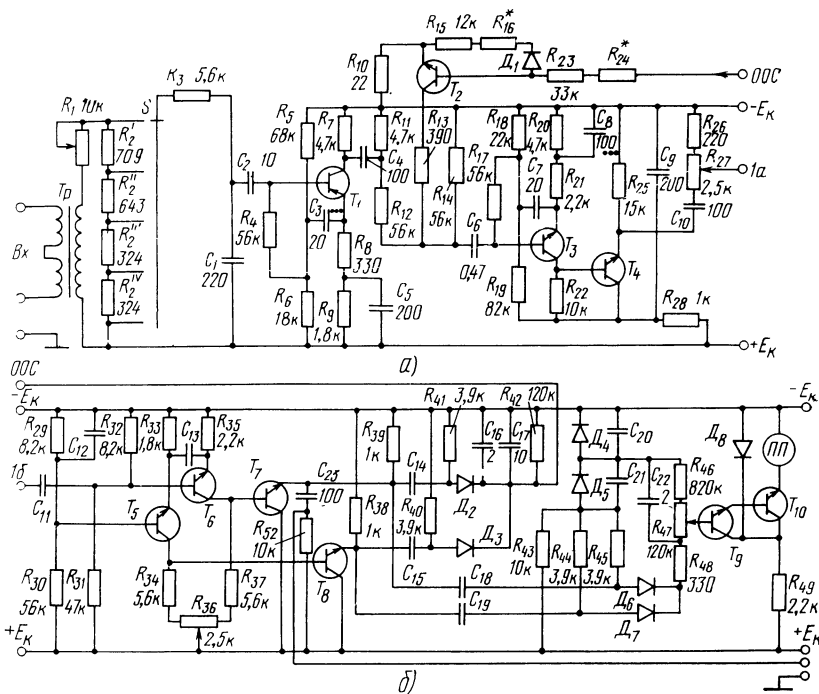


Рис. 9.5. Принципиальная схема ИУ типа EIS-501 ( $C_2=C_{17}=10$  мкФ;  $C_4=C_{10}=C_{23}=100$  мкФ;  $C_7=20$  мкФ;  $C_5=C_9=200$  мкФ;  $C_{16}=C_{22}=2$  мкФ)

на рис. 9.5 *а* и *б*. Состоит из УНЧ на транзисторах  $T_1$ — $T_8$ , двухполупериодного выпрямителя, интегрирующей цепи, логарифматора на транзисторе  $T_2$ , УПТ на транзисторах  $T_9$ ,  $T_{10}$  и показывающего прибора со световым лучом.

Первый каскад УНЧ собран по схеме с общим эмиттером. С выхода первого каскада на вход второго сигнал подается через делитель напряжения, состоящий из постоянного резистора  $R_{12}$  и последовательно включенных  $R_{13}$  и транзистора  $T_2$ , выходное сопротивление которого изменяется в зависимости от тока базы. За счет этой цепи осуществляется логарифмирование. Градуировка шкалы прибора производится путем подбора величины сопротивления резисторов  $R^*_{16}$  (от 330 Ом до 3,3 кОм) и  $R^*_{24}$  (от 3,3 до 39 кОм).

Второй и третий каскады усиления на транзисторах  $T_3$  (с общим эмиттером) и  $T_4$  (эмиттерный повторитель) осуществляют усиление сигналов до величины, необходимой для работы последующих каскадов. С помощью потенциометра  $R_{27}$  осуществляется регулировка чувствительности предоконечного каскада. Предоконечный каскад на транзисторах  $T_5$  и  $T_6$  осуществляет инвертирование сигналов, необходимое для работы двухтактного выходного каскада. Симметрирование инвертируемых сигналов осуществляется с помощью потенциометра  $R_{36}$ . Выходной каскад УНЧ выполнен по двухтактной схеме на транзисторах  $T_7$  и  $T_8$ .

С выхода УНЧ сигналы поступают на два детектора. Первый детектор на диодах  $D_2$  и  $D_3$  используется для логарифмирования. С его выхода выпрямленные сигналы поступают на конденсаторы  $C_{16}$  и  $C_{17}$  интегрирующей цепи и затем через разъем ООС платы *б*, такой же разъем платы *а* и через резисторы  $R^*_{24}$  и  $R_{23}$  подаются на базу транзистора  $T_2$ , работающего в режиме переменного сопротивления. Чем больше сигнал на входе ИУ, тем больший положительный потенциал поступает на базу  $T_2$ . Ток базы увеличивается, транзистор сильнее открывается, его выходное сопротивление  $R_{\text{вых}}$  уменьшается, увеличивается шунтирующее действие  $K_{\text{вых}} + R_{13}$  на входное сопротивление второго каскада и коэффициент передачи УНЧ уменьшается. Уменьшение коэффициента передачи УНЧ при возрастании напряжения на его входе говорит об осуществлении операции логарифмирования.

С выхода второго детектора на диодах  $D_6$  и  $D_7$  униполярные сигналы поступают на конденсатор  $C_{22}$  основной интегрирующей цепи ИУ и затем — на вход УПТ, выполненного на составных транзисторах  $T_9$  и  $T_{10}$ . С помощью потенциометра  $R_{47}$  осуществляется установка нуля УПТ. Показывающий прибор включен в эмиттерную цепь транзистора  $T_{10}$ .

## 9.6. Измеритель уровня ИР-70

Измеритель уровня ИР-70 (первые образцы назывались ИР-69) разработан ВНИИТР в 1970 г. [19]. Он является прибором второго типа. Имеет трансформаторный незаземленный вход. Входное

сопротивление в диапазоне частот 31,5—16 000 Гц не менее 10 кОм. Рассчитан на подключение к точкам тракта с номинальным уровнем +6 дБн (1,55 В), +9 дБн (2,2 В), +12 дБн (3,1 В) и +17 дБн (5,5 В). Измеритель уровня ИР-70 допускает кратковременные превышения входного уровня до +23 дБ относительно номинального значения.

Другие параметры прибора приведены в табл. 3.2.

Схема ИУ ИР-70 содержит усилитель с трансформаторным входом, детектор, в цепь нагрузки которого включен показывающий прибор, и маломощный выпрямитель питания (рис. 9.6).

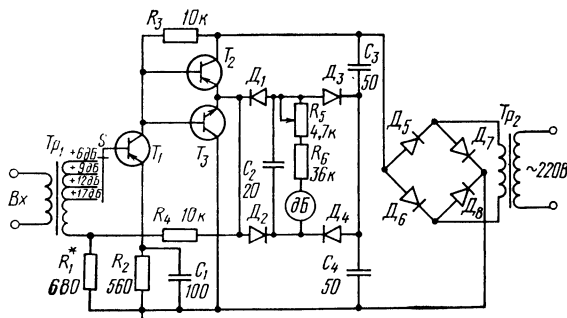


Рис. 9.6. Принципиальная схема ИУ типа ИР-70

Входной трансформатор  $Tr_1$  обеспечивает симметричный вход прибора. Вторичная обмотка трансформатора имеет отводы, что дает возможность переключать чувствительность ИУ для работы в точках с различными стандартными номинальными значениями уровней (+6, +9, +12, +17 дБн). Усилитель двухкаскадный: первый каскад выполнен на транзисторе  $T_1$  МП21Д, второй — на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$  различной проводимости (МП21Д и МП38А), включенных по схеме эмиттерного повторителя, работающего в режиме класса В. Такая схема выходного каскада обеспечивает низкое выходное сопротивление при малом потреблении тока от источника питания.

Усилитель охвачен глубокой отрицательной обратной связью (делитель  $R_4$ ,  $R_1^*$ ) по постоянному и переменному току, благодаря чему обеспечивается термостабилизация схемы в широком диапазоне температур, повышается входное и понижается выходное сопротивления усилителя. На выходе эмиттерного повторителя включен детектор, собранный по мостовой схеме на диодах  $D_1$ — $D_4$  Д312.

В диагональ моста включен зарядный конденсатор  $C_2$  и разрядная цепочка, состоящая из резисторов  $R_5$  и  $R_6$  и показывающего прибора ПП — микроамперметра М96 с током полного отклонения 300 мкА, отградуированного в децибелах и процентах.

Питание ИУ осуществляется от сети 220 В, для чего в схеме имеется малогабаритный сетевой трансформатор  $Tr_2$  и выпрямитель на диодах  $D_5$ — $D_8$  Д312, собранный по мостовой схеме. Конденсаторы  $C_3$  и  $C_4$ , сглаживающие пульсации выпрямленного напряжения, используются одновременно в качестве разделительных для подключения индикаторной части схемы к усилителю. Для обеспечения надежной работы схемы в качестве зарядного конденсатора  $C_2$  и разделительных  $C_3$  и  $C_4$  используются танталовые электролитические конденсаторы ЭТО-1, имеющие малый ток утечки и относительно небольшой разброс номинальных значений емкости.

Конструктивно ИУ ИР-70 выполнен в виде портативного переносного настольного прибора.

## 9.7. Измеритель уровня ИУ-12

Измеритель уровня ИУ-12 разработан ВНИИРПА [24, 47] при создании аппаратно-студийного отечественного оборудования последнего, третьего, поколения. На основе схемы ИУ-12 разработаны и внедрены в серийное производство еще три модификации приборов: ИУ-14, ИУ-18 и ИУ-19. Приборы ИУ-12 и ИУ-18 имеют динамический диапазон 44 дБ с растянутой в области больших уровней шкалой. Они удовлетворяют всем требованиям ГОСТ 21185—75. В измерителях ИУ-12 показывающий прибор выполнен в виде лицевой панели, укрепляемой на печатной плате. В измерителях ИУ-18 показывающий прибор вынесен на подвижный кронштейн.

Приборы ИУ-14 и ИУ-19 с динамическим диапазоном 55 дБ не имеют устройства задержки сигналов и используются в качестве индивидуальных измерителей в кассетах микшерных пультов. Введение ИУ в индивидуальные регуляторы кассет микшерных пультов осуществлено впервые в мировой практике. Это новшество облегчает работу звукорежиссеров и обеспечивает им новые технологические возможности.

В качестве показывающих приборов в измерителях уровня ИУ-12 — ИУ-19 применены газоразрядные трубки ИН-13, описанные в гл. 7. Номинальные входные уровни ИУ составляют 0 дБн и —20 дБн. Входное сопротивление — 100 кОм. Время запоминания квазимаксимального уровня выбрано равным 150 мс. Это соответствует среднему значению времени срабатывания стрелочных показывающих приборов М-96. Переброс указателя (индикаторного столбика) отсутствует.

На рис. 9.7 приведена принципиальная схема ИУ-12. Входной каскад выполнен на полевом транзисторе  $T_1$  КП302А. Каскад обеспечивает большое входное сопротивление и имеет коэффициент усиления  $\approx 1$ . С помощью потенциометра  $R_5$  можно в небольших пределах осуществлять регулировку чувствительности ИУ. С выхода усилителя сигнал поступает на двухполупериодный преци-

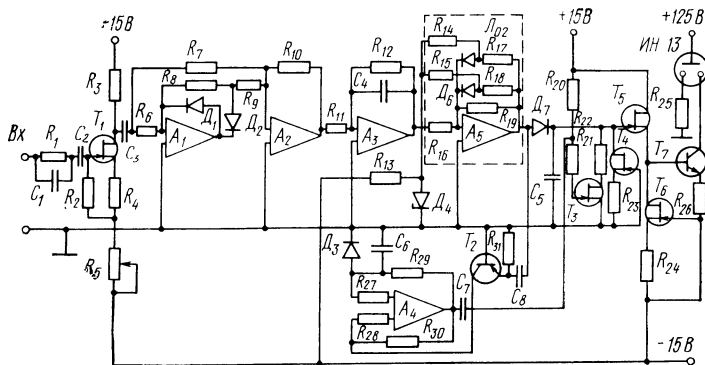


Рис. 9.7. Принципиальная схема ИУ-12

зионный детектор, выполненный на двух операционных усилителях  $A_1$  и  $A_2$  К153УД1А и двух диодах  $D_1$  и  $D_2$  Д105А. Подобная схема описана, например, в работе [50]. Она отличается высокой линейностью детекторной характеристики в диапазоне входных сигналов от 5 мВ до 5 В, обусловленной тем, что диоды работают в качестве ключей, коммутирующих цепь обратной связи операционного усилителя.

С детектора пульсирующий сигнал поступает на интегратор, выполненный на операционном усилителе  $A_3$  также К153УД1А. Требуемое значение времени интеграции 5 мс подбирается с помощью резистора  $R_{12}$ . Интегратор дает дополнительное усиление сигнала около 10 дБ. Небольшой спад АЧХ, создаваемый интегрирующей цепью, компенсируется цепью коррекции  $R_1C_1$ , включенной на входе ИУ.

Далее сигнал поступает на логарифматор, который выполняется в виде гибридной микросборки 201ПН1 на 44 дБ или 202ПН1 на 55 дБ (см. гл. 6). Точность логарифмической характеристики обеспечивается относительно большим числом точек аппроксимации и соответствующим числом диодных ключей. Однако в связи с тем, что согласно ГОСТ 21185—75 рекомендуется растянуть шкалу в области больших сигналов, верхний участок шкалы протяженностью около 15 дБ должен иметь почти линейную зависимость  $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ . Такая шкала получается в данном случае путем снижения опорного напряжения диодных ключей, задаваемого стабилитроном  $D_4$ , и подключения к логарифматору трех внешних резисторов.

С выхода логарифматора огибающая звукового сигнала поступает на пиковый детектор  $D_7$ , нагрузкой которого являются конденсатор  $C_5$  и резистор  $R_{22}$ . Постоянная времени разряда конденсатора  $C_5$  определяет время возврата ИУ, равное 1,7 с. Так как согласно ГОСТ 21185—75 скорость возврата показаний ИУ в дБ/с должна быть примерно постоянной, в схему введена цепь линейаризации разряда конденсатора  $C_5$ . Она выполнена в виде транзистора  $T_4$  с автоматическим смещением. Когда процесс возврата указателя только начинается, большой ток разряда конденсатора  $C_5$  создает на резисторе  $R_{23}$  большое запирающее напряжение, увеличивая выходное сопротивление полевого транзистора  $T_4$  и уменьшая тем самым шунтирующее действие на резистор  $R_{22}$ . По мере уменьшения тока разряда запирающее напряжение на  $R_{23}$  уменьшается, выходное сопротивление полевого транзистора  $T_4$  уменьшается, за счет этого начинает сказываться шунтирующее действие  $R_{\text{вых}T_4} + R_{23}$ , что приводит к ускорению процесса разряда конденсатора  $C_5$ .

В ИУ с электромеханическими показывающими приборами время срабатывания и соответственно время возврата самого ПП составляет 100—200 мс. Тем самым как бы обеспечивается задержка сигнала, которая обеспечивает оператору возможность точно произвести отсчет показаний. В ИУ с безынерционным показывающим прибором, к которым можно отнести и газоразряд-

ную трубку ИН-13, такая задержка отсутствует, что затрудняет фиксацию оператором величины квазимаксимального уровня. Для устранения этого недостатка в ИУ-12 введена специальная схема задержки. С этой целью последовательно с резистором  $R_{22}$  введен электронный ключ на полевом транзисторе  $T_3$ , нормально замкнутый положительным потенциалом, а сигнал с выхода логарифматора подается на транзистор  $T_2$  через дифференцирующую цепь  $R_{31}C_8$ . Когда огибающая на выходе логарифматора переходит от парастания к спаду (или наоборот), ее производная меняет знак и дифференцирующая цепь дает короткий отрицательный или положительный импульс на эмиттере  $T_2$ . Усилитель-ограничитель  $T_2$  формирует из отрицательного импульса большой положительный импульс, запускающий триггер на операционном усилителе  $A_4$  К153УД1. Длительность импульса на выходе триггера определяется параметрами цепи  $R_{29}C_6$  и выбрана равной 200 мс. Этот импульс отрицательной полярности размыкает ключ  $T_3$ , сопротивление разряда конденсатора  $C_5$  резко возрастает, и таким образом конденсатор «запоминает» квазимаксимальное значение уровня на 200 мс.

Выходной усилитель постоянного тока содержит два каскада — истоковый повторитель  $T_5$  с динамической нагрузкой  $T_6$  и выходной усилитель тока  $T_7$ . В коллекторную цепь последнего включена газоразрядная трубка ИН-13.

### **9.8. Измерители уровня МАЕ-113, МАЕ-313, МАК-113, МАК-313**

Эти измерители уровня относятся к последней разработке завода БЕАГ (ВНР) и поставляются предприятием в составе нового студийного оборудования серии ФИТ-ИС. Все ИУ являются приборами первого типа с большим динамическим диапазоном измеряемых уровней. Приборы МАЕ-113 и МАЕ-313 состоят из одианных модулей и являются монофоническими ИУ. Приборы МАК-113 и МАК-313 состоят из двойных модулей и являются соответственно двухканальными (стереофоническими). Модуль МАЕ-113 конструктивно выполнен на двух печатных платах, а модуль МАК-113 — соответственно на четырех. Модули МАЕ-113 и МАК-113 имеют 8-полюсные, а МАЕ-313 и МАК-313 — 17-полюсные разъемы.

Входы у приборов дифференциальные. Входное сопротивление в диапазоне частот 31,5—16 000 Гц не менее 20 кОм. Номинальные входные уровни могут выбираться (путем плавной регулировки чувствительности) в пределах от  $-12$  до  $+6$  дБн. Максимальный входной уровень составляет  $+18$  дБн.

Деления шкалы и допустимые погрешности ее градуировки приведены на рис. 9.8. Полная длина шкалы составляет 190 мм. Первые образцы ИУ были выпущены на светодиодах красного цвета с круглым сечением. Но затем в связи с пожеланием научных и эксплуатационных работников основное количество ИУ бы-

ло выпущено со светодиодами зеленого цвета для индикации уровней от  $-1$  дБ и ниже и со светодиодами красного цвета для индикации уровней в диапазоне уровней от  $0$  дБ до  $+5$  дБ. При этом сечение светодиодов в плоскости наблюдения стало прямоугольным (см. рис. 4.6в).

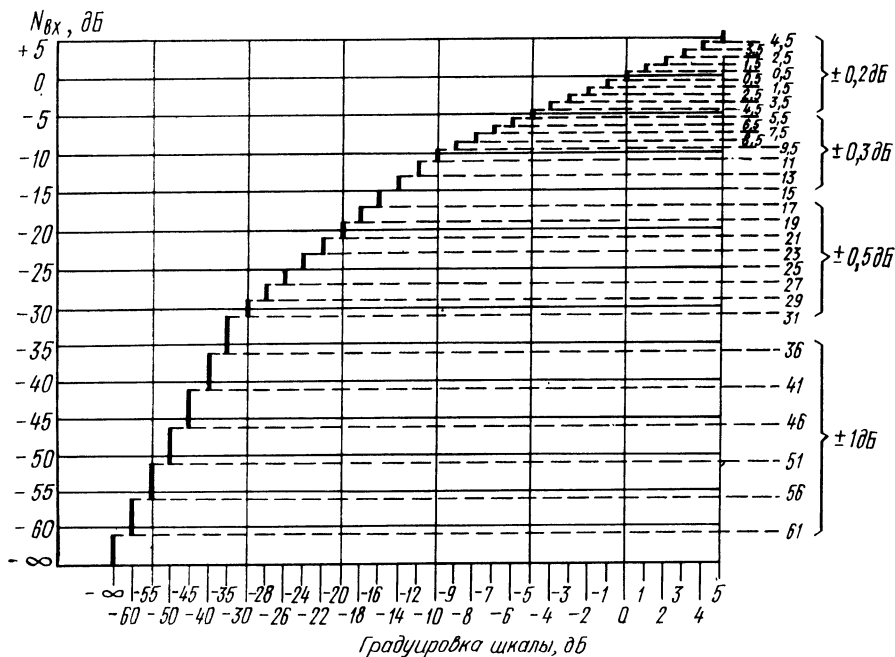


Рис. 9.8. Градуировочная характеристика МАЕ-113

Питание ИУ этой серии осуществляется от источника  $\pm 12 \pm 0,5$  В. Потребляемый ток — не более 160 мА. Другие параметры этих ИУ приведены в табл. 3.2.

Структурная схема измерителей уровня МАЕ-113 и МАК-113 приведена на рис. 9.9. Отличие этой схемы от рассмотренной ранее

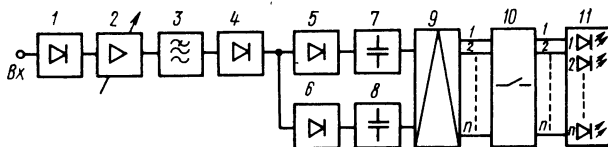


Рис. 9.9. Структурная схема ИУ типа МАЕ-113

на рис. 4.7 заключается в основном в том, что с целью обеспечения широкой области измеряемых уровней (65 дБ) при высокой точности порогов срабатывания компараторов весь диапазон разбивается на две части. В соответствии с этим в структурной схе-





выходе всех компараторов при этом имеется отрицательный потенциал. Так как к базе и эмиттеру каждого из транзисторов ключевых схем приложен один и тот же потенциал, то все они заперты и светодиоды не горят (за исключением нижнего  $D_{42}$ , сигнализирующего о включении прибора в сеть).

Как только на входе ИУ появится сигнал, превышающий —61 дБ по отношению к номинальному значению, компаратор на микросхеме  $A_{235}$  опрокидывается и на его выходе появляется положительный потенциал. Так как при этом к эмиттеру транзистора  $T_{35}$  оказывается приложенным положительный потенциал, а на базе остается отрицательный, то транзистор  $T_{35}$  отпирается, через светодиод  $D_{41}$  протекает ток и светодиод начинает светиться.

При дальнейшем возрастании входного уровня опрокидывается компаратор на микросхеме  $A_{23a}$ , отпирается ключевая схема на транзисторе  $T_{34}$  и загорается светодиод  $D_{40}$ . При этом транзистор  $T_{35}$  снова запирается, однако светодиод  $D_{41}$  продолжает гореть за счет тока, протекающего через транзистор  $T_{34}$ . Подобным же образом происходит загорание остальных светодиодов.

Все светодиоды собраны в шесть групп: в первой группе — пять светодиодов (от +5 до +1 дБ), во второй, третьей, четвертой и пятой — по шесть, в шестой группе — три светодиода. В данном ИУ для большей заметности перегрузки предусмотрена следующая особенность. Как только на вход ИУ поступает сигнал с уровнем, превышающим +1 дБ, отпирается компаратор на микросхеме  $A_{10a}$  и при этом не только загорится светодиод  $D_{14}$ , но и положительный потенциал подается на базу транзистора  $T_{33}$ . Транзистор  $T_{33}$  запирается, и при этом гаснут диоды  $D_{39}$ — $D_{41}$  шестой группы. Когда превышает уровень +2 дБ, то гаснут светодиоды пятой группы и т. д.

## Глава 10. ПРИБОРЫ ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ УРОВНЯ ВЕЩАТЕЛЬНОГО СИГНАЛА

### 10.1. Пороговые устройства (компараторы)

При автоматизации процесса контроля уровней появилась необходимость в переходе от аналоговых сигналов к цифровым. При этом одним из основных элементов контроля стали устройства, называемые *компараторами*. Основная функция компаратора — переключение выходного уровня 1 или 0 в моменты времени, соответствующие переходу заданного порога срабатывания. Пока входной сигнал меньше порога срабатывания, на выходе компаратора 0. Как только входной сигнал превышает порог срабатывания, на выходе появляется 1.

Если в компараторе с помощью положительной обратной связи устанавливается внутренний порог срабатывания (при нулевом внешнем пороговом напряжении), то компаратор работает в режиме порогового устройства с гистерезисной характеристикой (в

режиме триггера Шмитта). Этим способом зону гистерезиса можно совместить с заданным пороговым потенциалом.

Выходная мощность современных компараторов, выполненных на интегральных микросхемах, достаточна для управления исполнительными реле, светоиндикаторами, оптронными ключами. Время переключения выходных сигналов для стандартных компараторов составляет десятки наносекунд. Этого вполне достаточно (с большим запасом) для квазипиковых измерителей уровня. В принципе, для квазипиковых ИУ по ГОСТ 21185—75 подходят и компараторы гораздо менее скоростные, с временем переключения 0,5 мс, т. е. на порядок меньше времени интеграции 5 мс.

Коэффициент усиления современных компараторов может достигать 100 000, что соответствует разрешающей способности компаратора порядка десятых долей милливольт. Это также удовлетворяет требованиям ИУ.

Работа различных типов компараторов достаточно подробно рассмотрена в [50].

На рис. 10.1а приведена принципиальная схема первого стандартного компаратора  $\mu A710$  (аналогичным ему является отечественный компаратор К521СА2). В этой схеме имеются два дифференциальных усилительных каскада, выходной эмиттерный повторитель, стабилизированные схемы сдвига уровня и цепь ограничения амплитуды выходного сигнала. Особенности схемотехники

данного компаратора во многом определяются требуемым малым временем выхода из режима насыщения, которое является нормальным рабочим состоянием для его оконечного каскада. Транзисторы  $T_1, T_3, T_5, T_6$  и резисторы  $R_1, R_2, R_7, R_8$  образуют входной дифференциальный каскад с генератором стабильного тока (ГСТ) и обычной компенсированной диодно-резистивной цепью подачи смещения на ГСТ. Цель смещения ГСТ ( $R_6, T_6, R_7$ ) питается полным током выходного каскада, причем транзистор  $T_{10}$  образует буферный каскад, исключающий влияние изменений тока нагрузки на цель смещения, так как база этого транзистора подключена непосредственно к потенциалу земли. Через коллекторную цепь транзистора  $T_{10}$  к отрицательному полюсу питания  $E_{-к}$  стекает входной ток от внешнего нагрузочного ТТЛ-ключа, когда выходной сигнал компаратора близок к нулю.

Выходной уровень для включенного выходного каскада компаратора несколько меньше потенциала земли. Передаточная характеристика компаратора  $\mu A710$  приведена на рис. 10.1б. Условие баланса компаратора считается наличие выходного уровня, равного порогу срабатывания цифровых ИС, т. е. около  $\pm 0,7 \div \pm 1,4$  В при нулевом входном сигнале  $U_{вх} = 0$ .

На рис. 10.2а приведена принципиальная схема двойного дифференциального компаратора  $\mu A711$ , аналогично которому построен компаратор 521СА1. В связи с высокой идентичностью параметров обоих компараторов, расположенных на одной подложке ИС, на них можно строить двухпороговые схемы,

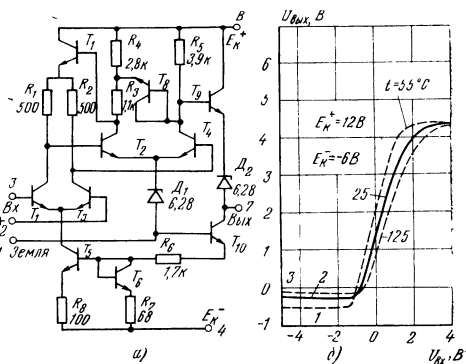


Рис. 10.1. Принципиальная схема (а) и передаточные характеристики (б) компаратора  $\mu A710$

Рис. 10.1. Принципиальная схема (а) и передаточные характеристики (б) компаратора  $\mu A710$

имеющие отклик на положительное и отрицательное превышение абсолютного уровня сигнала над пороговым.

Каждый компаратор из ИС  $\mu A711$  практически идентичен по свойствам одному компаратору  $\mu A710$ . Различие их принципиальных схем заключается в построении цепей ограничения уровня насыщения выходного каскада и наличии у компаратора  $\mu A711$  входов стробирования (рис. 10.2 б). Параллельный

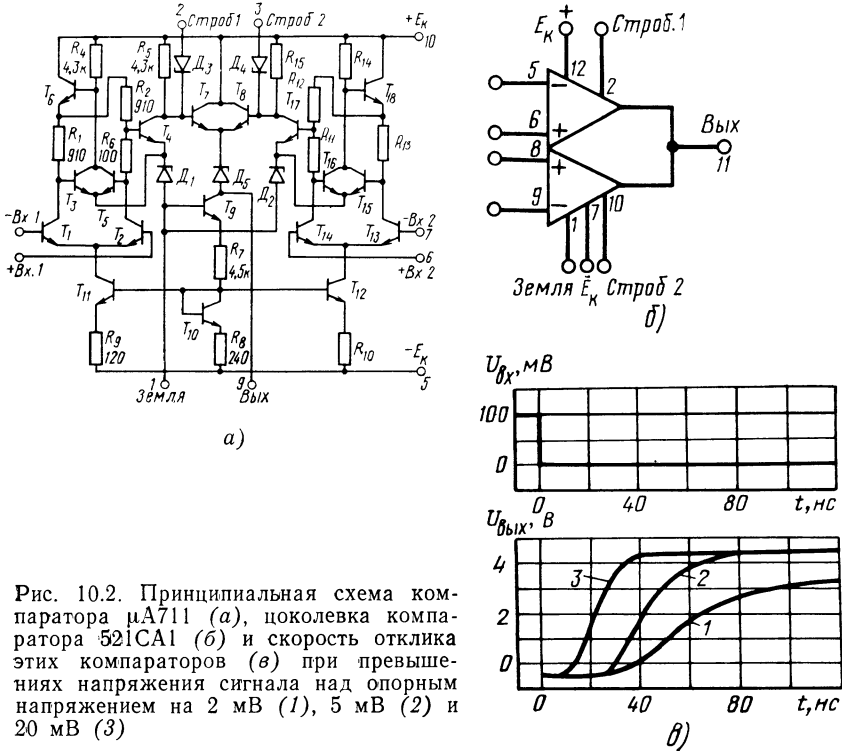


Рис. 10.2. Принципиальная схема компаратора  $\mu A711$  (а), цоколевка компаратора 521СА1 (б) и скорость отклика этих компараторов (в) при превышениях напряжения сигнала над опорным напряжением на 2 мВ (1), 5 мВ (2) и 20 мВ (3)

ограничитель насыщения образуется транзистором  $T_5$ , шунтирующим транзистор  $T_3$ , входящий в состав левого плеча второго входного дифференциального каскада компаратора.

При повышении тока насыщения, протекающего через резистор  $R_6$ , возникает небольшое избыточное падение напряжения, которое открывает переход база—эмиттер транзистора  $T_5$ . Уровень срабатывания ограничителя насыщения устанавливается не только отношением номиналов резисторов, но и правильным выбором соотношения площадей транзисторов. Площадь эмиттерного перехода интегрального транзистора  $T_4$  меньше, чем перехода транзистора  $T_5$ , который в связи с этим проводит пропорционально больший ток при том же напряжении  $U_{бэ}$ . Параллельная схема ограничителя насыщения удобнее, чем диодная, использованная в компараторе  $\mu A710$ .

Скорость отклика компаратора в момент превышения опорного напряжения зависит от разности (перепада) входных напряжений и установленного опорного напряжения. На рис. 10.2 в представлены диаграммы отклика компаратора  $\mu A711$  на отрицательный перепад входного сигнала.

Для измерителей уровня первого типа с большим динамическим диапазоном измеряемых входных сигналов требуются компараторы не только с порогом срабатывания от 0,7 В и выше, но также и с низкими порогами. Так, например, если  $U_{max}=5$  В, то при динамическом диапазоне 44 дБ, т. е. при

$D=158$ , минимальное напряжение будет составлять  $U_{\min}=U_{\max}/D=5:158 \approx 0,03$  В. Следовательно, желательно, чтобы компаратор срабатывал при таких небольших напряжениях. В этом случае в качестве компараторов используются обычные операционные усилители с большим коэффициентом усиления, например К1УТ401, К1УТ531 и др.

Практическая схема измерителя уровня, основанного на применении компараторов, приведена на рис. 9.11.

## 10.2. Автоматический контроль параметров в трактах звукового вещания

Потребность в создании средств автоматического контроля уровней передаваемых сигналов и параметров качества каналов звукового вещания возникла в связи с постоянным ростом числа и протяженности междугородных каналов, все возрастающей сложностью систем передачи информации, повышением требований к надежности и качеству их работы. Эти вопросы нашли свое отражение в работах Ю. В. Пелевина, М. Г. Иоффе, М. П. Сульг, А. Н. Игнатова и других исследователей.

Сотрудниками ЦКБ Министерства связи СССР разработана аппаратура автоматического контроля [16], которой в настоящее время оснащаются сеть звукового вещания СССР. Аппаратура позволяет производить контроль за соответствием уровней передачи и параметров качества трактов установленным нормам в процессе передачи вещательной программы.

Автоматический контроль уровней сигналов осуществляется с помощью устройства КДУ-6. Это устройство обеспечивает непрерывный контроль уровней и выдает тревожные звуковые и световые сигналы при завышении, занижении вещательных сигналов относительно установленных нормированных значений и их пропадании.

В устройстве КДУ-6 сигнал «Завышение» выдается в том случае, если в течение одной минуты номинальный уровень превышает на 4 дБ и выше более 3 раз. Если в течение шести минут ни разу не превышает уровень  $-3$  дБ по отношению к номинальному значению, то выдается сигнал «Занижение». Сигнал «Пропадание» выдается при снижении максимального уровня сигнала по отношению к номинальному на 42 дБ и более в течение 12 с. В устройстве предусмотрена возможность плавного изменения установки порога сигнализации: «Завышение» — от  $+4$  до 0 дБ, «Занижение» — на  $\pm 2$  дБ относительно  $-3$  дБ, «Пропадание» — на  $\pm 2$  дБ относительно  $-42$  дБ.

Устройство КДУ-6 обеспечивает одновременный контроль в шести независимых каналах в точках с номинальным значением максимального уровня 0 или  $+15$  дБн. Входное сопротивление в диапазоне частот 30—15 000 Гц не менее 20 кОм.

В основу контроля уровня здесь положено использование компараторов в сочетании с реле времени. Компараторы широко используются и в других разработках ЦКБ Министерства связи, в

частности в комплекте аппаратуры непрерывного контроля КДК и аппаратуре периодического допускового контроля АДК.

Аппаратура КДК состоит из комплекта передатчиков КДК-1 и комплекта приемников КДК-2. Передатчики КДК-1 осуществляют непрерывную подачу испытательных пилот-сигналов в каналы. В приемниках КДК-2 при отклонении параметров контролируемого тракта от нормируемых значений включается звуковая и световая сигнализация с расшифровкой изменившегося параметра. Одновременно с приемника КДК-2 в канал поступает сигнал неисправности, блокирующий включение сигнализации об отклонении контролируемого параметра во всех последующих пунктах контроля, где установлены другие приемники КДК-2. Это позволяет определить место неисправности.

Схема организации контроля МКЗВ с помощью аппаратуры КДК представлена на рис. 10.3. Если на каком-либо участке

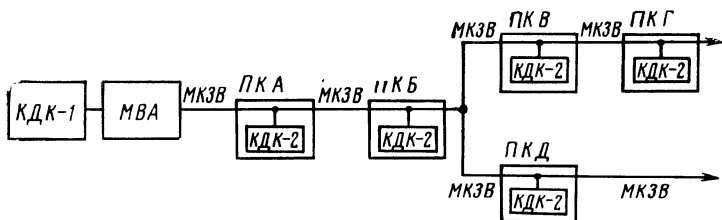


Рис. 10.3. Схема организации контроля с помощью аппаратуры КДК

МКЗВ, например на участке АБ, произойдет отклонение контролируемого параметра за допустимые пределы, то в пункте контроля (ПК) Б включается соответствующая сигнализация, а также генератор сигнала неисправности, с выхода которого сигнал подается во все последующие пункты контроля В, Г, Д и т. д.

Комплект КДК-1 состоит из шести идентичных передатчиков, работающих независимо друг от друга, каждый из которых обеспечивает непрерывную подачу в контролируемый канал пилот-сигнала с уровнем  $-63$  дБ частотой  $320 \pm 1$  Гц. Кроме того, каждый передатчик в паузах вещательной программы обеспечивает в точке своего подключения компенсацию шумов, поступающих от источника программы, на 20 дБ. Рабочий режим в паузах следующий: через 1 с после начала паузы ( $-56$  дБ) с выхода передатчика в тракт подается запускающий импульс частоты 320 Гц длительностью 10 мс.

Комплект КДК-2 состоит из двух идентичных приемников, работающих независимо друг от друга. Каждый из приемников обеспечивает включение следующей сигнализации:

о завышении или занижении уровней при отклонении коэффициента передачи тракта на  $\pm 4$  дБ относительно номинального значения;

о пропадании уровня при уменьшении коэффициента передачи тракта на 12 дБ;

о повышенном уровне психометрических шумов при превышении ими значения  $-62$  дБн в точке с номинальным уровнем  $-9$  дБн;

о неисправности в одном из предыдущих пунктов контроля.

Время срабатывания сигнализации занижения или завышения коэффициента передачи с момента начала измерительной паузы, а также при полном пропадании канала составляет  $1,6 \pm 0,1$  с. Время срабатывания сигнализации завышения уровня шумов с момента начала паузы составляет  $2,7 \pm 0,3$  с, причем само время измерения не превышает  $1,5 \pm 0,2$  с.

В основу аппаратуры автоматического периодического допускающего контроля АДК положено использование сигналов меток точного времени (МТВ).

Сигналы МТВ состоят из шести прямоугольных радиоимпульсов, заполненных гармоническим сигналом частотой 1000 Гц. Длительность каждого радиоимпульса составляет 100 мс, период повторения — 1 с (рис. 10.4 а). Эти сигналы регулярно каждый час передаются по программам центрального радиовещания. Начало шестого сигнала в серии МТВ соответствует началу каждого часа московского времени.

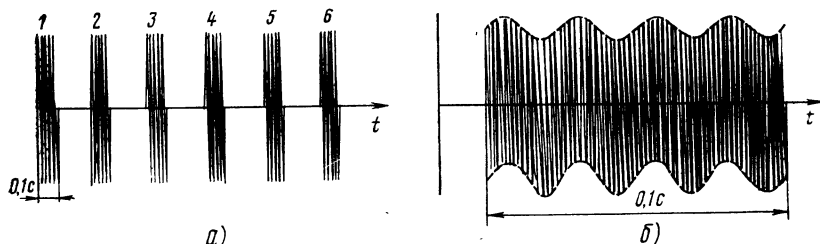


Рис. 10.4. Сигналы меток точного времени (а) и их примерная форма при использовании в аппаратуре АДК (б)

В аппаратуре АДК первый сигнал МТВ используется для запуска устройства формирования и для подачи команды начала контроля. Второй сигнал используется для контроля коэффициента гармоник, третий, четвертый и пятый сигналы — для контроля АЧХ тракта. Для контроля АЧХ в сигналы МТВ автоматически подмешиваются сигналы дополнительных частот, уровень которых примерно на 20 дБ меньше уровня сигнала основной частоты 1000 Гц. В этом случае, хотя форма сигналов МТВ и искажается (рис. 10.4 б), слуховое восприятие такого суммарного сигнала не существенно отличается от восприятия необразованных сигналов МТВ.

Структурная схема системы контроля трактов с помощью аппаратуры АДК представлена на рис. 10.5. Аппаратура состоит из передающего устройства АДК-1 и приемных устройств АДК-2.

На вход АДК-1, установленного в отделе технического контроля Гостелерадио СССР, поступают сигналы МТВ. С выхода АДК-1 преобразованные измерительные сигналы подаются в центральную аппаратную ГДРЗ, где они вводятся в вещательные программы и вместе с ними через КРА СУР-1 поступают в МКЗВ.

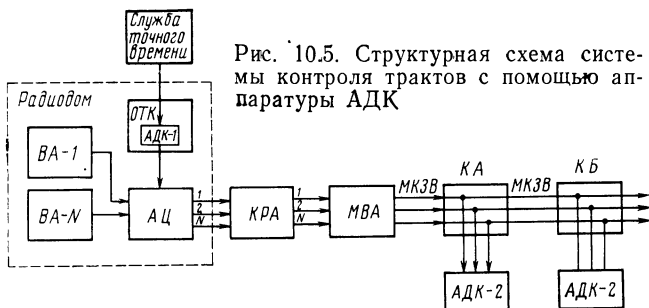


Рис. 10.5. Структурная схема системы контроля трактов с помощью аппаратуры АДК

Устройства АДК-2 можно подключать в любых точках тракта, куда приходят НЧ сигналы. Одно устройство АДК-2 позволяет производить в месте его установки последовательный автоматический обегаящий контроль до восьми МКЗВ или других каналов.

Аппаратура АДК обеспечивает контроль, сигнализируя о следующих изменениях параметров трактов:

коэффициента передачи на частоте 1000 Гц при его отклонении от нормы на  $\pm 2,7$  дБ;

коэффициента гармоник на частоте 1000 Гц при его возрастании до величины свыше 3%;

АЧХ тракта относительно частоты 1000 Гц при следующих отклонениях от нормированных значений:

+2,7 и -2,7 дБ на частотах 350 и 3300 Гц;

+2,7 и -3,5 дБ на частотах 140 и 6200 Гц;

+2,7 и -4,7 дБ на частотах 75 и 9500 Гц.

В литературе [15] приводится также описание другой аппаратуры автоматического контроля параметров сигналов, прежде всего контроля завышения и занижения уровней.

На рис. 10.6 приведена схема блока контроля превышения номинального уровня сигналов (КПУ)<sup>1</sup>. Блок КПУ имеет регулируемый порог срабатывания в пределах от -11 до +17 дБн, устанавливаемый с помощью потенциометра  $R_1$ . Время срабатывания блока зависит от выбора элементов интегрирующей цепи  $R^*_{10}$  и  $C_4$ . В приведенной схеме оно не превышает 10 мс.

Основные узлы блока КПУ — входной усилитель на полевом транзисторе  $T_1$ , фазоинверсный каскад на биполярном транзисторе  $T_2$ , двухполупериодный детектор на диодах  $D_1$  и  $D_2$ , компаратор на транзисторах  $T_3$  и  $T_4$ , выходное устройство на биполярном транзисторе  $T_5$ .

<sup>1</sup>  $D_1, D_2$  — Д219А;  $D_3$  — Д814Д;  $T_1, T_3$  — КП303Г;  $T_2$  — КТ315А;  $T_4, T_5$  — КТ315В.

Входной усилитель обеспечивает высокое входное сопротивление КПУ (порядка 1 МОм) и усиление, необходимое для нормальной работы фазоинверсного каскада. Фазоинверсный каскад служит для подачи противофазных напряжений на двухполупериодный детектор. Выпрямленный сигнал подается на компара-

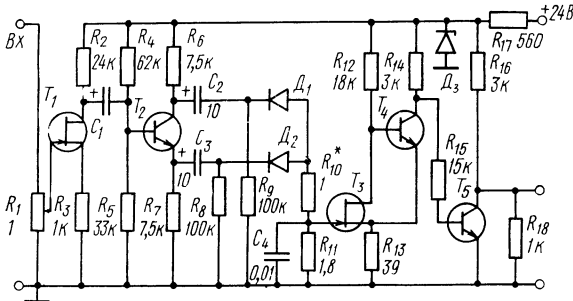


Рис. 10.6. Принципиальная схема блока контроля превышения уровня КПУ ( $R_1=R_{10}=1$  МОм;  $C_2=C_3=10$  мкФ)

тор. При отсутствии сигнала на входе или его небольшой величине полевой транзистор  $T_3$  открыт. В случае превышения контролируемым сигналом нормированного уровня сигнала напряжение на резисторе  $R_{11}$  оказывается выше порога запирающего компаратора, транзистор  $T_3$  закрывается, а  $T_4$  открывается и положительный потенциал на его выходе уменьшается. Этот потенциал преобразуется в выходном каскаде в высокий потенциал, являющийся сигналом аварийной ситуации.

На рис. 10.7 приведена схема блока автоматического контроля наличия сигнала (КНС)<sup>1</sup>. В качестве критерия наличия или от-

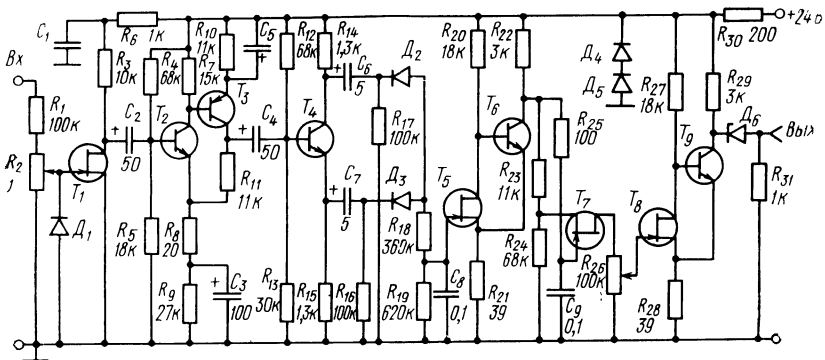


Рис. 10.7. Принципиальная схема блока контроля наличия сигнала КНС: ( $C_1=100$  мкФ;  $C_7=C_8=50$  мкФ;  $C_3=100$  мкФ;  $C_6=C_7=5$  мкФ;  $R_{25}=100$  МОм)

<sup>1</sup>  $D_1$  — Д223Б;  $D_2$ ,  $D_3$  — Д219А;  $D_4$ ,  $D_5$  — Д814А;  $D_6$  — КС168А;  $T_1$ ,  $T_3$ ,  $T_7$ ,  $T_8$  — КП303Г;  $T_2$ ,  $T_4$ ,  $T_6$ ,  $T_9$  — КТ315В;  $T_5$  — МП116.

сутствия сигнала выбрано значение уровня —40 дБ по отношению к номинальному значению. С помощью потенциометра  $R_2$  порог срабатывания блока КНС может выбираться в пределах от —55 до —20 дБ.

Для повышения чувствительности блока КНС по сравнению с блоком КПУ в нем между входным усилителем и фазоинверсным каскадом включен дополнительный усилитель-ограничитель на транзисторах  $T_2$  и  $T_3$ .

Для защиты блока КНС от больших уровней входного сигнала (номинального и близкого к номинальному) в схеме предусмотрен ограничитель, образованный резистором  $R_1$ , потенциометром  $R_2$ , диодом  $D_1$  и  $p$ - $n$ -переходом транзистора  $T_1$ .

Принцип работы блока БНС заключается в следующем. При занижении уровня транзистор  $T_5$  компаратора открывается,  $T_6$  закрывается и включается реле времени на транзисторе  $T_7$ . Если время занижения уровня превышает норму, например, 3 с, то срабатывает второй компаратор на транзисторах  $T_8$  и  $T_9$  и на выходе формируется сигнал, соответствующий возникновению аварийной ситуации. Если же время отклонения не превышает допустимого значения, то конденсатор  $C_9$  быстро разряжается через открытый  $p$ - $n$ -переход транзистора  $T_7$ . При этом реле времени автоматически возвращается в исходное состояние. Для формирования стандартного сигнала на выходе блока КНС используется исполнительная цепь из стабилитрона  $D_6$  и резистора  $R_{31}$ .

### 10.3. Приборы для контроля уровня средней мощности сигналов

Одной из разновидностей контроля уровней в трактах звукового вещания является *контроль уровня долговременной и максимальной среднeminутной мощности* [30, 6]. Эти параметры контролируются в целях упорядочения загрузки многоканальных систем связи сигналами звукового вещания.

*Относительной средней мощностью*  $P_{\text{отн}}$  называют отношение мощности реального вещательного сигнала  $\bar{P}$  к мощности синусоидального сигнала  $P_{\text{ном}}$  с амплитудой, равной номинальному напряжению сигнала в данной точке тракта  $P_{\text{отн}} = \bar{P}/P_{\text{ном}}$ .

В зависимости от интервала усреднения различают относительную среднесекундную, среднeminутную, среднечасовую, а также долговременную среднюю мощность.

*Уровень долговременной средней мощности* — это выраженная в децибелах величина, равная отношению значения мощности сигнала, усредненной за все время передачи данной программы в течение суток, к значению мощности синусоидального сигнала номинального уровня.

Нормируется также *уровень максимальной относительной среднeminутной мощности* — такой уровень относительной среднeminутной мощности, вероятность превышения которого во время передачи данной программы составляет  $p=0,01$ .

Для контроля этих параметров в МЭИС разработан измеритель долговременной средней мощности с индикацией превышения нормированного уровня максимальной среднeminутной мощности. Допустимым на входе МКЗВ является уровень максимальной среднeminутной мощности —6 дБ для внутрисоюзного радиовещания и —5 дБ для радиовещания на зарубежные страны.

Структурная схема измерителя средней мощности вещательных сигналов приведена на рис. 10.8. Измеряемый входной сигнал усиливается с помощью усилителя звуковых частот 1, выпрямляется с помощью двухполупериодного выпрямителя 2, преобразуется квадратом 3, усредняется интегратором 4 за время  $t_{\text{н}}=1$  мин и поступает на два регистрирующих прибора: регистратор превышения уровня максимально допустимой среднeminутной мощности 5 и сумматор 6, позволяющий контролировать уровень долговременной средней мощности. Шкала прибора отградуирована в процентах по отношению к мощности гармонического сигнала номинального уровня.

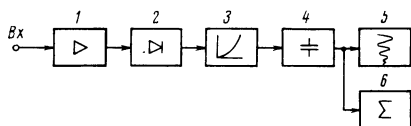


Рис. 10.8. Структурная схема измерителя средней мощности вещательных сигналов

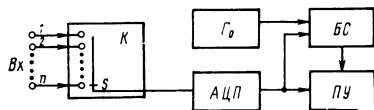


Рис. 10.9. Структурная схема системы контроля с цифровым преобразованием

#### 10.4. Возможности создания измерителей уровня и контрольных устройств с цифровым выходом

Измерители уровня с цифровым отсчетом можно было разработать уже давно, например, на индикаторах ИН-14, ИВ-6, ИВ-11 и др. Однако известно, что при позиционном представлении информации в виде цифр восприятие существенно затрудняется вследствие появления большого числа непрерывно меняющихся параметров. Поэтому цифровые измерители уровня нестационарных звуковых сигналов на практике не прижились (хотя цифровые вольтметры, предназначенные для измерения стационарных сигналов, наоборот, получают самое широкое распространение и постепенно вытесняют другие типы вольтметров). Вследствие этого и на дальнейшее время не следует ожидать появления цифровых ИУ, предназначенных для непосредственного наблюдения за уровнями нестационарных звуковых сигналов в реальном масштабе времени.

Иная картина получается при создании систем автоматического контроля уровней с документальной регистрацией результатов контроля. Поскольку документальная регистрация является естественным завершением контроля любого технологического процесса, в том числе процесса контроля уровней, то устройства регистрации являются неотъемлемой частью системы контроля в целом. Совмещение устройств контроля и документальной регистрации используется в новых системах централизованного контроля.

В качестве примера на рис. 10.9 приведена структурная схема системы контроля с цифровым преобразованием. Для уменьшения объема аппаратуры в системе используется принцип обегания. Входной коммутатор К «обегает» каждый из контролируемых каналов, т. е. поочередно подключает контролируемые каналы к аналого-цифровому преобразователю АЦП. Частота подключения определяется временем, необходимым для измерения контролируемого

параметра, и число обегаемых каналов. Измерение происходит путем сравнения в блоке сравнения БС контролируемого сигнала с допустимым значением, снимаемым в цифровой форме с генератора опорного сигнала  $G_0$ . Регистрация полученных результатов производится на печатающем устройстве ПУ.

В СССР промышленная аппаратура для автоматической документальной фиксации результатов контроля УДФ, предназначенная для звукового вещания, впервые была разработана для использования в системе автоконтроля радиовещательных передатчиков [16]. При разработке аппаратуры УДФ учитывалась необходимость регистрации многозначной информации с помощью ограниченной по быстродействию пишущей машинки. Каждый сигнал, подлежащий регистрации, поступающий на вход УДФ, характеризуется четырьмя фиксируемыми параметрами: характером изменения (выход из нормы — возвращение в норму), временем поступления сигнала, номером объекта и шифром параметра. Время регистрируется шестью знаками (по два знака на часы, минуты, секунды).

## Глава 11. КРАТКИЕ СВЕДЕНИЯ О ДРУГИХ ПРИБОРАХ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ СИГНАЛОВ ЗВУКОВОГО ВЕЩАНИЯ

### 11.1. Стойка контроля TR-5601

В стойке контроля TR-5601 расположена аппаратура дистанционного контроля параметров качества радиовещательных каналов. Стойка выполнена по методике и техническим решениям, разработанным в СССР. Выпускается стойка заводом

ORION-EMG (ВНР).

Аппаратура дистанционных измерений предназначена для контроля следующих параметров качества:

коэффициента гармоник сквозного радиовещательного тракта на частотах 400 и 1000 Гц на измерительных сигналах длительностью 100—150 мс;

АЧХ сквозного тракта; глубины модуляции (девиации) на измерительных сигналах и на программе; уровня интегральной помехи;

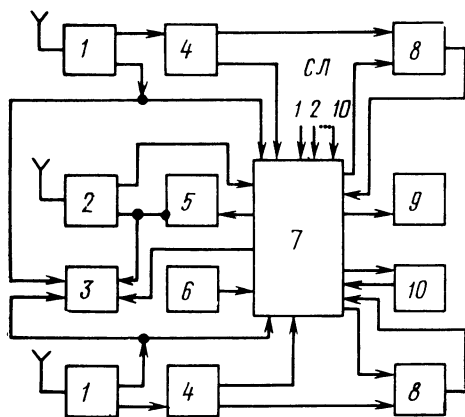


Рис. 11.1. Структурная схема стойки контроля TR-5601

стабильности коэффициента передачи тракта УКВ ЧМ.

Структурная схема аппаратуры стойки приведена на рис. 11.1. Аппаратура смонтирована в стойке блочной конструкции и состоит из следующих блоков (нумерация приведена в соответствии с обозначением на рис. 11.1): 1 — УКВ ЧМ приемники (2 шт.); 2 — АМ приемник; 3 — блок контроля звука с выхода любого приемника и линий; 4 — девиометры (2 шт.); 5 — модулометр с вызыв-

ным устройством; 6 — звуковой генератор; 7 — блок коммутации; 8 — логометры (2 шт.); 9 — осциллограф; 10 — прибор АДИ.

Рассмотрим работу одного из основных устройств стойки, использующихся для контроля уровней, — логометра.

Логометр представляет собой устройство, предназначенное для автоматического контроля коэффициента передачи какого-либо четырехполюсника, в данном случае — контроля трактов УКВ ЧМ. Принцип действия логометра основан на сравнении двух сигналов — со входа и с выхода контролируемого четырехполюсника.

Из структурной схемы логометра, приведенной на рис. 11.2 а, видно, что он обычно состоит из следующих блоков: двух входных устройств; двух ограничителей уровня инерционного типа; двух детекторов с интегрирующими цепями. Кроме того, на схеме не показаны выходные устройства с электронной коммутацией; исполнительный механизм; блок питания.

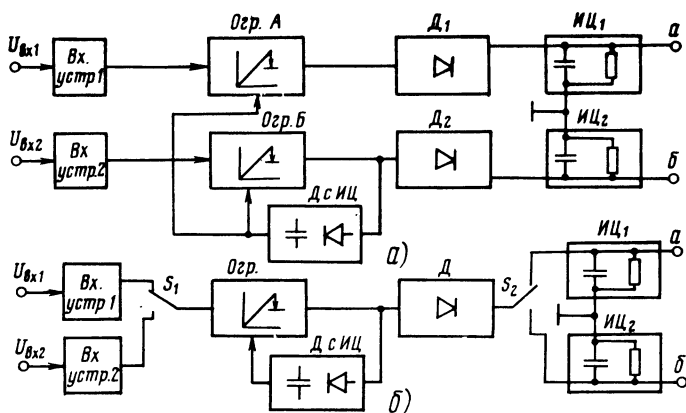


Рис. 11.2. Структурная схема логометра с двумя (а) и с одним (б) ограничителями

Логометр может также выполняться с одним ограничителем, синхронно коммутируемым ко входу и к выходу (рис. 11.2 б). В целях упрощения устройства логометра для коммутации используется частота сети переменного тока 50 Гц.

При выборе ограничителя с быстрым срабатыванием (0,5—2 мс) и медленным восстановлением (1—2 с) такая схема выполняет те же функции, что и схема рис. 11.2 а. Наличие в схеме только одного нелинейного элемента исключает необходимость какого-либо подбора нелинейных элементов при сохранении высокой точности работы в широком динамическом диапазоне сравниваемых уровней сигналов. Именно такая схема логометра применена в стойке TR-5601.

## 11.2. Гониометры и коррелометры

В последнее время все более широкое распространение получает стереофоническое радиовещание. Стереофонические передачи ведутся из специально оборудованных в радиодомах вещательных аппаратных. При проведении стереофонических передач особо важное значение имеет хорошая организация субъективного (на слух) и объективного (по приборам) контроля их качества.

*Субъективный контроль* осуществляется прослушиванием звукового материала в стереофонической радиовещательной аппаратной. Для него применяются два контрольных агрегата, расстояние между которыми (база) зависит от конфигурации, размеров и акустических параметров помещения прослушивания. Для стереофонического прослушивания должны применяться однотипные контрольные агрегаты, наиболее идентичные как по данным объективных измерений, так и по результатам субъективного сравнения звучания в местах их постоянной работы. При этом в обязательном порядке необходимо произвести проверку полярности подключения контрольных агрегатов (их фазировку), так как при неправильной фазировке значительно ухудшается стереоэффект, теряется ощущение локализации виртуальных (кажущихся) источников звука, которые начинают как бы раздваиваться и блуждать по базе.

*Объективный контроль* при стереофонии осуществляется по приборам на выходе стереофонической вещательной аппаратной, на передающем центре, а также в службе технического контроля. В ходе передачи по приборам контролируется уровень сигналов, стереофонический баланс и совместимость.

Контроль уровней в каждом из каналов *A* и *B* осуществляется с помощью двух идентичных стандартных квазипиковых ИУ с временем интеграции 5 мс при верности 80%. Для контроля совместимости стереофонической передачи с монофонической, а также для контроля стереофонического баланса применяются *стереогониометры и стереокоррелометры*, входы которых подключаются параллельно входам измерителей уровня. Гониометры и коррелометры во многом схожи между собой по принципу действия и отличаются в основном типом показывающего прибора. У гониометра в качестве показывающего прибора используется осциллографическая трубка, у коррелометра — стрелочный микроамперметр.

Стереофонический баланс и совместимость оцениваются по гониометру только качественно по формам фигур на экране трубки, без количественной их оценки (рис. 11.3). Передача является *совместимой*, если весь экран трубки засвечен сложным узором с примерно одинаковыми размерами по различным направлениям (рис. 11.3*а*) или фигуры на экране трубки растянуты в основном вдоль вертикальной оси (рис. 11.3*б*).

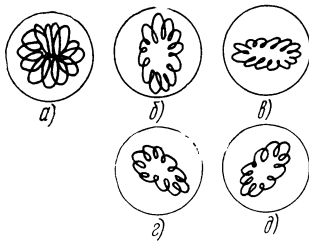


Рис. 11.3. Характерные фигуры на экране стереогониометра

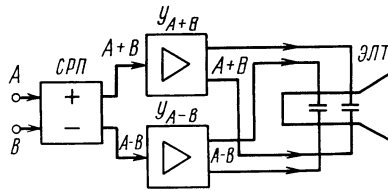


Рис. 11.4. Структурная схема стереогониометра МЭЗ-907

Передача *несовместима*, когда фигуры на экране растянуты вдоль горизонтальной оси (рис. 11.3 в).

Если большая ось изображения на экране прибора длительное время имеет наклон по отношению к горизонтали, то это означает, что в передаче нарушен *стереофонический баланс*. Например, изображение может быть наклонено влево (рис. 11.3 г) или вправо (рис. 11.3 д).

Стереогониометрами (индикаторами фазирования) МЭЗ-907 оснащены многие аппаратные стереофонического радиовещания и звукозаписи радиотелецентров страны.

Структурная схема стереогониометра МЭЗ-907 приведена на рис. 11.4. Входные сигналы левого  $A$  и правого  $B$  каналов поступают на суммарно-разностный преобразователь СРП. С выходов СРП сигналы суммы  $A+B$  и разности  $A-B$  поступают на усилители вертикального и горизонтального отклонения луча электронно-лучевой трубки ЭЛТ. Усилители имеют автоматическую регулировку усиления (логарифмирование), что позволяет наблюдать за разностью фаз в каналах в большом динамическом диапазоне сигналов звукопередачи.

В качестве СРП в МЭЗ-907 применены два идентичных трансформатора, каждый из которых имеет по одной первичной и по две вторичных обмотки. Верхние обмотки трансформаторов включены синфазно, а нижние — противофазно, благодаря чему получаются соответственно суммарные  $A+B$  и разностные  $A-B$  сигналы. К трансформаторам предъявляются жесткие требования по идентичности коэффициентов передачи во всем диапазоне измеряемых частот.

Другим типом прибора для оценки стереобаланса и совместности является стереокоррелометр. В качестве примера на рис. 11.5 приведена схема коррелометра ЕЖК-021. Коррелометр ЕЖК-021 входит в состав транзисторных микшерных пультов ESS-2010, ESS-136 и других разработки фирмы Тесла-электроакустика (Братислава, ЧССР).

Коррелометр состоит из двух входных трансформаторов, двух детекторов, собранных по мостовой схеме, интегрирующей цепи и

стрелочного показывающего прибора, включенного в измеряемую цепь по балансной схеме.

На входы коррелометра подаются сигналы левого  $X$  и правого  $Y$  стереоканалов. С учетом фазы включения вторичных обмоток трансформаторов  $Tr_1$  и  $Tr_2$  на входах мостовых схем выпрямления сигналы соответственно равны  $X+Y$  и  $X-Y$ . Выпрямители по отношению к показывающему прибору включены встречно. Поэтому в тех случаях, когда преобладает суммарный сигнал  $X+Y$  с верхнего моста (случай монофонической звукопередачи), стрелка прибора отклоняется вправо. При противофазном включении входных сигналов преобладает разностный сигнал  $X-Y$  с нижнего моста, и стрелка прибора отклоняется влево. При стереофоническом сигнале стрелка находится в средней части шкалы.

Настройка прибора осуществляется следующим образом. Сначала входы  $X$  и  $Y$  включаются синфазно и на них подается сигнал напряжением 3,6 В частоты 1 кГц от одного генератора звуковых частот. При этом с учетом того, что  $X=Y$ , суммарный сигнал окажется равным  $2X$ , а разностный — нулю. Стрелка прибора отклоняется вправо. С помощью потенциометра  $R_1$  стрелка устанавливается в крайнее положение. Затем на одном из входов меняется фаза включения сигнала. При этом сигнал  $X+Y$  окажется равным нулю, а  $X-Y=2X$ . Стрелка прибора отклоняется влево. Одинаковые отклонения стрелки в обе стороны устанавливаются с помощью потенциометра  $R_3$ .

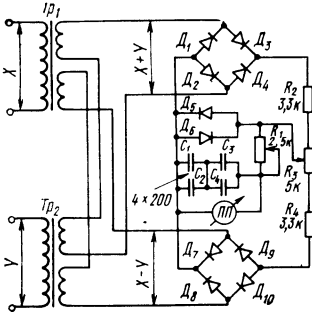


Рис. 11.5. Принципиальная схема коррелометра ЕЖК-0,21 ( $C_1=C_4=200$  мкФ)

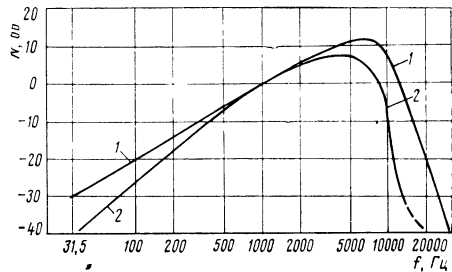


Рис. 11.6. АЧХ психометрических фильтров:

1 — по рекомендации МККР 468-2; 2 — по рекомендации МККТТ Р-53

### 11.3. Псофометры

Псофометрами называют приборы для измерения уровня шумов в каналах и трактах звукового вещания, а также используемой в них аппаратуры. Характеристики псофометров стандартизованы с учетом зависимости мешающего действия шумов на различных частотах. Показания псофометров зависят от спектрального состава шума и от временных характеристик прибора.

Влияние частотных составляющих шума и помех на их мешающее действие учитывается при измерении псофометрического напряжения или уровня. Действующий ГОСТ 11515—75 допускает применение псофометров с двумя амплитудно-частотными характеристиками. Стандартные характеристики псофометрических «взвешивающих» фильтров приведены на рис. 11.6. Кривая 1 соответствует действующей рекомендации 468-2 МККР, кривая 2 — рекомендации Р-53 МККТТ. Уровень мощности белого шума при фильтре 1 оказывается на 10 дБ, а при фильтре 2 — на 6 дБ выше уровня мощности невзвешенного шума (без взвешивающего фильтра) в частотном диапазоне 30—15 000 Гц. В действующих стандартах и других нормативных документах псофометрический уровень шумов задан по взвешивающей кривой 2.

Для определения влияния шумов и помех на передаваемые сигналы во многих случаях необходимо знать уровень их невзвешенной мощности. Но шумы и помехи могут содержать составляющие, частоты которых лежат вне полосы 20—20 000 Гц (звуковых частот). Они могут исказить результаты измерений. Поэтому в случае необходимости при измерении невзвешенных (интегральных) помех должен применяться полосовой фильтр. На рис. 11.7 приведены допуски на частотную характеристику такого фильтра, заданные в рекомендации 468-2 МККР.

Мешающее действие шумов флюктуационного характера пропорционально уровню их мощности. Ухо усредняет шумы с постоянной времени порядка 150—200 мс. Поэтому в рекомендуемых для контроля псофометрического уровня шумов приборах (УНП-60 и П-32ЗИШ) предусмотрены квадратические выпрямители с соответствующей постоянной времени.

Шумы и помехи каналов и трактов звукового вещания помимо составляющих флюктуационного характера могут содержать тональные компоненты, возникающие от воздействия токов промышленной частоты, генераторного оборудования и др. Часто встречаются импульсные помехи (щелчки, трески и т. п.). Измерение импульсных помех требует применения приборов квазимульсного типа.

В соответствии с рекомендацией МККР 468-2 все виды шумов и помех следует измерять приборами квазимульсного типа, имеющими специальную динамическую характеристику. Она приведена в табл. 11.1.

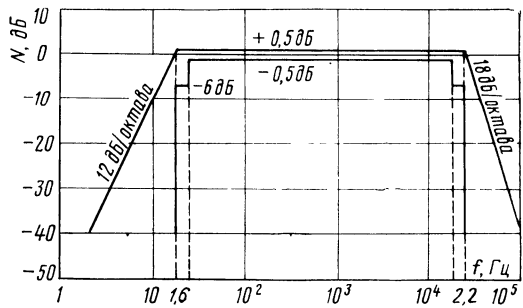


Рис. 11.7. Допуски на АЧХ фильтра для измерения невзвешенного шума по МККР 468-2

Таблица 11.1

Показание псофометра при одиночном импульсе	Длительность радиои́мпульса, мс	1	2	5	10	20	50	100	200	∞
		%	17	26,6	40	48	52	59	68	80
дБ		-15,4	-11,5	-8	-6,4	-5,7	-4,6	-3,3	-1,9	0

Испытательный радиоимпульс должен содержать целое число периодов сигнала 5 кГц и коммутироваться в момент, когда напряжение равно нулю.

Разница между показаниями приборов с квазиимпульсным и среднеквадратическим детектированием при измерении флюктуационных помех в среднем равна 5 дБ. Но при измерении тональных помех показания приборов одинаковы, тогда как при некоторых импульсных помехах разница показаний приборов превышает 10 дБ. Поэтому введение псофометра квазиимпульсного типа требует пересмотра действующих норм.

Этого пересмотра не потребуется, если выполнить псофометр так, чтобы при преобладании флюктуационных шумов и тональных помех он функционировал как среднеквадратический прибор, а при преобладании импульсных помех — как квазиимпульсный (см., например, Л. З. Папернов и В. С. Михальченко. Шумомер. Авторское свидетельство № 678302. Бюллетень № 29 от 08.08.79). Очевидно, что на шумовых и тональных сигналах предлагаемый прибор будет давать те же показания, что и стандартный псофометр со среднеквадратическим детектором. Соответствующим подбором параметров можно обеспечить для импульсных сигналов динамическую характеристику по табл. 11.1.

Применяемые в настоящее время псофометры УНП-60 и П-323ИШ выполнены по однотипной структурной схеме (рис. 11.8), отличаясь в основном элементной базой. Входное устройство имеет симметричный вход, обеспечивающий подавление продольной (синфазной) помехи не менее чем на 100 дБ. Для

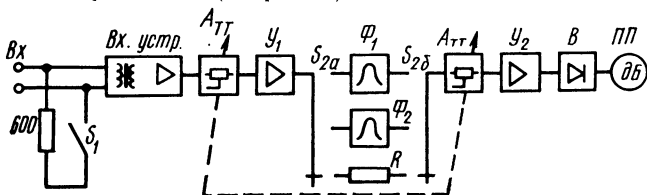


Рис. 11.8. Структурная схема псофометра

согласованного подключения к измеряемой цепи высокоомный вход шунтируется резистором (сопротивлением 600 Ом), который подключается ключом  $S_1$ . Атенуатор  $Атт$  позволяет вносить затухание до 90 дБ ступенями по 10 дБ. После первой секции аттенуатора и промежуточного усилителя  $У_1$  можно по выбору включить псофометрический вещательный фильтр  $\Phi_1$  (по Р-53) или телефонный фильтр  $\Phi_2$  либо включить резистор  $R$  для внесения эквивалентного затухания при использовании псофометра в качестве вольтметра. Среднеквадратический выпрямитель, включенный после выходного усилителя  $У_2$ , обеспечивает суммирование частотных составляющих сигналов с амплитудой, в 3—4 раза превышающей эффективное значение. Требуемое значение постоянной времени обеспечено использованием в качестве показывающего прибора микроамперметра с облегченной подвижной системой (типа М96 в псофометре УНП-1).

Псофометры могут измерять уровни помех от  $-80$  до  $+22$  дБ, а также напряжения от 30 мкВ до 10 В в диапазоне частот от 30 Гц до 20 кГц. Для измерений напряжений, превышающих эти значения, ко входу псофометра могут быть подключены дополнительные делители.

#### 11.4. Шумомеры и дозиметры

Одним из вредных факторов окружающей среды является шум. Борьба с шумом, которая является одной из актуальных задач, требует проведения измерений уровней шумов с помощью специальных измерительных приборов — шумомеров. Они являют-

ся измерителями уровня звукового давления со встроенными фильтрами, позволяющими учитывать зависимость мешающего действия шума от частоты. Характеристики шумомеров стандартизованы.

На рис. 11.9 приведены частотные характеристики шумомеров для пяти режимов работы. В режиме *A* частотная характеристика шумомера имеет сравнительно крутой спад к низким частотам:  $-19$  дБ на частоте  $100$  Гц, а на частоте  $50$  Гц  $-30$  дБ. Такую же частотную характеристику имеют «взвешивающие» фильтры, применяемые в соответствии со стандартами МЭК для измерения уровня мощности электрических шумов различной звукотехнической аппаратуры. При контроле уровня громкости характеристику *A* рекомендуют применять только для уровней не выше  $55$  дБ. Однако при нормировании акустических шумов измеренная таким образом величина, называемая уровнем звука, задается для шумов любых уровней. Для облегчения применения результатов таких измерений единицу уровня звука и уровня мощности электрических шумов принято обозначать дБА.

Для измерения уровней громкости акустических шумов, превышающих  $55$  и  $80$  фон (соответствующих уровням звукового давления  $55$  и  $80$  дБ равногромких звуков частотой  $1000$  Гц), предусмотрены приборы с характеристиками *B* и *C*. Шумы, создаваемые воздушным транспортом, отличаются не только сравнительно высоким уровнем, но и специфическими особенностями, увеличивающими их мешающее действие. Для контроля их уровня в шумомерах предусмотрена специальная характеристика *D*.

При выключенных взвешивающих фильтрах шумомер может использоваться как измеритель уровня звукового давления. В этом режиме, обозначаемом *Lin* (линейный), частотная характеристика прибора в диапазоне звуковых частот не должна существенно отличаться от горизонтальной прямой.

Для измерения гладких шумов (шумы флюктуационные) в шумомерах применяют среднеквадратический детектор, обеспечивающий энергетическое суммирование частотных составляющих шума. Фильтр и инерционность стрелочного прибора обеспечивают требуемую постоянную времени  $100$  мс. Помимо этого временного режима, обозначаемого *F* («fast», то есть быстро), в шумомере предусматривается режим *S* («slow», то есть медленно) с постоянной времени  $500$  мс. Импульсные шумы прибором с такими временными характеристиками измерить нельзя. Поэтому в ряде шумомеров предусмотрен третий режим — *I* (импульсный), при котором после квадратора включается квазипиковый детектор с временем интеграции  $30$  мс и временем возврата около  $0,5$  с.

Шумомеры выпускаются промышленностью Советского Союза (ИШВ-1 и др.) и многими иностранными фирмами. Различные типы шумомеров выпускаются датской фирмой Брюль и Кьер. Первым из них был «Прецизионный измеритель уровня звука» типа 2203. Небольшие габариты ( $31 \times 12 \times 9$  см) и малая масса ( $2,7$  кг) облегчают его использование в различных условиях. Среднеквадратический детектор позволяет измерять сигналы, уровень пиковых значений которых превышает среднеквадратическое значение на  $10$  дБ. В шумомере имеется три взвешивающих фильтра (*A*, *B* и *C*) помимо линейного режима (*Lin*). Диапазон измеряемых уровней звукового давления — от  $42$  до  $134$  дБ, а уровней звука — от  $22$  до  $134$  дБА. Измеритель звукового давления

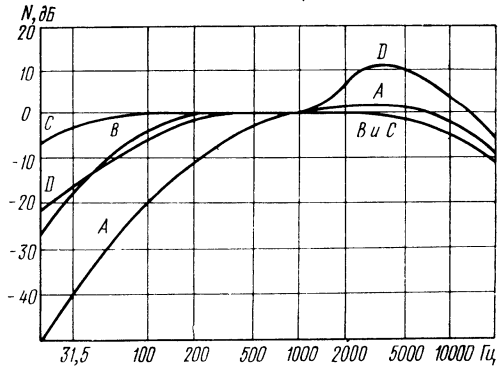


Рис. 11.9. Стандартные АЧХ шумомеров

имеет линейную частотную характеристику с отклонениями не более  $\pm 1$  дБ в пределах от 20 Гц до 15 кГц (при падении плоской звуковой волны в направлении оси микрофона).

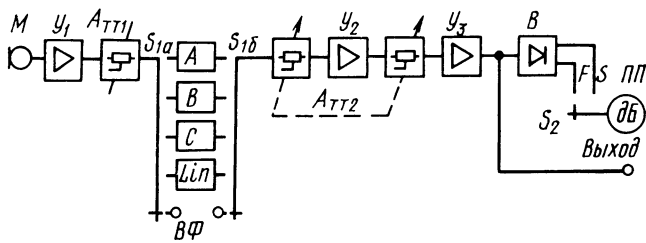


Рис. 11.10. Структурная схема шумомера 2203

Структурная схема шумомера 2203 показана на рис. 11.10 (ВФ — внешний фильтр).

Фирма Брюль и Кьер выпускает как миниатюрные шумомеры, как, например, 2206 и 2208 массой около 800 г, так и крупные, повышенной точности. К последним относится прецизионный импульсный измеритель уровня звука 2209. Его структурная схема приведена на рис. 11.11\*.

Вредное действие шумов, уровень которых меняется более чем на 6 дБ, оценивается по величине эквивалентного уровня, под которым понимают уровень интенсивности шума, усредненной за время наблюдения, например за 30 мин. В соответствии с определением эквивалентный уровень звука равен

$$L_{\text{ЭКВ}} = 10 \lg \left[ T^{-1} \int_0^T (p(t)/p_0)^2 dt \right],$$

где  $p(t)$  — звуковое давление в момент  $t$ , измеренное с «взвешивающим фильтром» А,  $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Па.

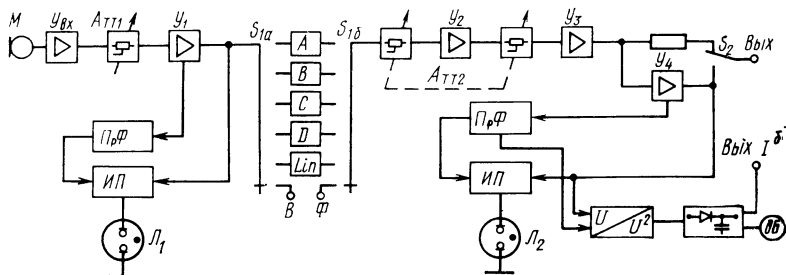


Рис. 11.11. Структурная схема шумомера 2209

\* ПФФ — преобразователь фазы; ИП — индикатор перегрузки; ВФ — внешний фильтр.

Эквивалентный уровень звука можно определить, отсчитывая по шумомеру уровни звука  $L_{iA}$  примерно через каждые 5 с и производя затем расчет по формуле

$$L_{\text{экв} A} = 10 \lg \left[ N^{-1} \sum_{i=1}^N 10^{0,1 L_{iA}} \right].$$

Большое число необходимых отсчетов, более 360, затрудняет практическое использование такого метода. Поэтому для определения  $L_{\text{экв}}$  применяют различные интегрирующие устройства, в том числе дозиметр Брюль и Кьер типа 4423, являющийся интегрирующей приставкой к стандартному шумомеру.

### Список литературы

1. **Вентцель Е. С.** Теория вероятностей. М.: Наука, 1964.
2. **Герасимова Э. И., Минц Б. С., Никонов А. В.** Опыт эксплуатации индикаторов квазипиковых уровней. — Техника кино и телевидения, 1975, № 10.
3. **Глухов А. А.** Основы звукового вещания. М.: Связь, 1977.
4. **Глухов А. А.** Указатели динамических уровней вещательной передачи. М.: РИО ВЗЭС, 1966.
5. **Глухов А. А.** Указатели уровня вещательных сигналов. Куйбышев: РИО КЭС, 1972.
6. **Горон И. Е.** Радиовещание. М.: Связь, 1979.
7. **ГОСТ 11515—75.** Каналы и тракты звукового вещания. Классы. Основные параметры качества.
8. **ГОСТ 21185—75.** Измерители уровня квазипиковые. Типы и основные параметры. Методы испытаний.
9. **ГОСТ 22504—77.** Тракты звукового вещания. Методы измерений основных параметров качества трактов вторичного распределения программ.
10. **ГОСТ 23107—78.** Тракты звукового вещания. Методы измерений основных параметров качества трактов формирования программ.
11. **День радио.** Центр научного программирования Гостелерадио СССР. М.: Искусство, 1980.
12. **Добуш С.** Пиковый индикатор уровня с эмиттерным повторителем в интегрирующей цепи. — Радио и телевидение ОИРТ, 1975, № 6, с. 20—23.
13. **Ефимов А. П.** Радиовещание. М.: Связь, 1975.
14. **Згурский В. С., Лисицын Б. Л.** Элементы индикации (справочник). М.: Энергия, 1974.
15. **Игнатов А. Н.** Полевые транзисторы и их применение в технике связи. М.: Связь, 1979.
16. **Иоффе М. Г.** Автоматический контроль трактов звукового вещания. М.: Связь, 1980.
17. **А. с. 429363, G01r 19/16 (СССР).** Измеритель громкости и уровня громкости/Козленко Н. П.
18. **А. с. 415816, H04h 7/04 (СССР).** Индикатор квазипикового уровня/Косов А. И. и др.
19. **Кудрин И. Г.** Индикатор квазипикового уровня радиовещательного сигнала ИР-69. — В кн.: Информационные материалы ВНИИТР. М.: 1970, вып. 5.
20. **Лапин С. Г.** Радиовещание. — В кн.: БСЭ, т. 21, 3-е изд. М., 1975.
21. **Индикаторы уровня для студийных трактов радиовещания и телевидения/** Львовская Ж. И. и др. — Вопросы радиоэлектроники, серия «Техника радиовещательного приема и акустики». М., 1968, вып. 2, с. 80—88.
22. **Минц Б. С.** Индикаторы уровня в радиовещании. М.: Связьиздат, 1954.
23. **МРТУ 45-1029—66.** Индикаторы квазипикового уровня сигнала в звуковом вещании. Основные технические требования. Методы испытаний.
24. **Неманов В. С.** Звуковое оборудование радиодомов и телецентров третьего поколения. — Техника средств связи, серия «Техника радиовещательного приема и акустики». М., 1977, вып. 2, с. 3—19.

25. Неманов В. С. О времени интеграции индикаторов уровня. — Вопросы радиоэлектроники, серия VIII. М., 1965, вып. 1.
26. Никонов А. В. Исследование текущего динамического диапазона вещательных передач и методов его контроля: Дис. на степень канд. техн. наук. М., 1968. В надзаг.: М-во связи СССР.
27. Никонов А. В. О влиянии времени возврата индикатора на регистрацию уровней радиовещательных сигналов. — В кн.: Труды ВНИИТР. М., 1972, вып. 3 (22), с. 168—170.
28. Никонов А. В. Распределение уровней речевых вещательных программ. — Электросвязь, 1969, № 2, с. 70—72.
29. Нисбетт А. Студия радиовещания и звукозаписи. М.: Искусство, 1971.
30. Нюренберг В. А. Параметры вещательных сигналов. М.: РИО ВЗЭИС, 1969.
31. Папернов Л. З., Зупаров М., Никонов А. В. Зависимость показаний импульсметра от фазы включения измерительного сигнала. — В кн.: Труды учебных институтов связи. М., 1971, № 55, с. 209—214.
32. Папернов Л. З. Индикаторы уровня. М.: Связьиздат, 1964.
33. Папернов Л. З., Никонов А. В. Электрическое моделирование стрелочных индикаторов уровня. — В кн.: Труды учебных институтов связи. М.: 1968, № 37, с. 143—150.
34. Папернов Л. З. Логарифмические преобразователи. М.: РИО ВЗЭИС, 1968.
35. Полевые транзисторы и интегральные микросхемы. Технический каталог. М.: Электроника, 1975.
36. Публикация 268-10А МЭК. Оборудование для электроакустических систем. Часть 10: Измерители уровня сигналов, 1978.
37. Резвякова З. Н. Исследование динамических характеристик индикатора уровня передачи стрелочного типа: Дис. на степень канд. техн. наук. М., 1962. В надзаг.: Мин-во связи СССР.
38. Резвякова З. Н. К вопросу оценки среднего уровня вещательной передачи. — В кн.: Труды ВНИИТР. М.: 1968, вып. 4 (14), с. 132—148.
39. Резвякова З. Н. О слышимости искажений короткого тона. — В кн.: Труды института звукозаписи. М.: 1957, вып. 2, с. 149—156.
40. Резвякова З. Н. Сравнение показаний индикаторов с различными временными характеристиками при измерении уровня передачи. — В кн.: Труды института звукозаписи. М.: 1961, вып. 8, с. 95—114.
41. Рекомендация № 59 ОИРТ. Индикатор уровня для международного обмена программами. ТК-XIX-24, 1969.
42. Рекомендация № 69 ОИРТ. Основные параметры индикаторов уровня для международного обмена радиовещательными программами по линии между ОИРТ и УЕР. ТК-XXI-21, 1971.
43. А. с. 361527, Н04b 3/46 (СССР). Цифровой измеритель уровня/Руденко Г. Ф. и др.
44. Справочник по элементам радиоэлектронных устройств/Под ред. В. Н. Дулина, М. С. Жука. М.: Энергия, 1977.
45. Усков И. Е., Гончаренко С. М. Десятиканальный индикатор уровней звуковых трактов ТВ вещания. — Техника кино и телевидения, 1973, № 1, с. 73—75.
46. А. с. 301861, Н04h 7/04 (СССР). Устройство для индикации уровня громкости и регистрации пиковых перегрузок радиотелерадиопередачи/Усков И. Е.
47. Устинова Л. Б., Кууск Р. А. Специализированные функциональные узлы для студийных звуковых трактов. — Техника средств связи, серия «Техника радиовещательного приема и акустики». М.: 1977, вып. 2, с. 46—58.
48. Фурдуев В. В. Акустические основы вещания. М.: Связь, 1960.
49. Фурдуев В. В. Стерефония и многоканальные звуковые системы. М.: Энергия, 1973.
50. Шило В. Л. Линейные интегральные схемы. М.: Сов. радио, 1979.
51. Юшквичюс Г. З. Проблемы формирования и распределения программ телевидения и радио. — Электросвязь, 1977, № 11, с. 17—21.
52. Яблонский Ф. М. Газоразрядные приборы для отображения информации. М.: Энергия, 1979.
53. Янина М. С. Функциональные преобразователи звуковых сигналов с логарифмической амплитудной характеристикой. — Техника средств связи, серия «Техника радиовещательного приема и акустики», 1977, вып. 2, с. 72—90.

# О Г Л А В Л Е Н И Е

Стр.

Предисловие . . . . .	3
Список основных сокращений . . . . .	4
<b>Глава 1. Общие вопросы . . . . .</b>	<b>5</b>
1.1. Роль радиовещания и телевидения и перспективы их развития в СССР . . . . .	5
1.2. Каналы и тракты звукового вещания . . . . .	7
1.3. Понятие об уровнях сигналов звукового вещания . . . . .	9
1.4. Измерение и контроль уровней в каналах и трактах звукового вещания . . . . .	11
<b>Глава 2. Статистические свойства сигналов звукового вещания . . . . .</b>	<b>12</b>
2.1. Сигналы звукового вещания как случайный процесс . . . . .	12
2.2. Предел однородности и интервал когерентности сигналов звукового вещания . . . . .	14
2.3. Функции распределения мгновенных значений и уровней сигналов звукового вещания . . . . .	15
2.4. Динамический диапазон и уровень средней мощности . . . . .	17
2.5. Спектры сигналов звукового вещания . . . . .	18
2.6. Влияние динамической и частотной обработки на характеристики вещательных сигналов . . . . .	20
<b>Глава 3. Основные характеристики квазипиковых измерителей уровня . . . . .</b>	<b>21</b>
3.1. Назначение квазипиковых измерителей уровня . . . . .	21
3.2. Параметры измерителей уровня . . . . .	23
3.3. Методика измерения динамических параметров ИУ . . . . .	29
<b>Глава 4. Структурные схемы измерителей уровня . . . . .</b>	<b>33</b>
<b>Глава 5. Особенности работы детектора в квазипиковых измерителях уровня . . . . .</b>	<b>40</b>
<b>Глава 6. Логарифмические преобразователи . . . . .</b>	<b>47</b>
6.1. Основные типы логарифмических преобразователей . . . . .	47
6.2. Логарифмические преобразователи с кусочно-линейной аппроксимацией . . . . .	48
6.3. Логарифмические преобразователи с использованием характеристик $p$ - $n$ -переходов . . . . .	52
<b>Глава 7. Показывающие приборы . . . . .</b>	<b>54</b>
7.1. Анализ работы приборов электромагнитного типа в нестационарном режиме . . . . .	54
7.2. Газоразрядные показывающие приборы . . . . .	59
7.3. Использование светодиодов в качестве показывающих приборов . . . . .	61
<b>Глава 8. Расчет измерителей уровня . . . . .</b>	<b>62</b>
8.1. Выбор схемы и порядок расчета . . . . .	62
8.2. Расчет детектора и интегрирующей цепи . . . . .	64
8.3. Особенности расчета усилителей ИУ . . . . .	68
8.4. Расчет транзисторного измерителя уровня второго типа . . . . .	69
8.5. Расчет измерителей уровня первого типа со световым указателем . . . . .	71
8.6. Расчет измерителей уровня первого типа с использованием современных электронных устройств . . . . .	74
<b>Глава 9. Современные измерители уровня . . . . .</b>	<b>77</b>
9.1. Измеритель уровня ИУ-1 . . . . .	77
9.2. Измеритель уровня МАЕ-121 . . . . .	79
9.3. Измеритель уровня МВЕ-191 . . . . .	81
9.4. Измеритель уровня МАЕ-011 . . . . .	82
9.5. Измеритель уровня ЕИС-501 . . . . .	83
9.6. Измеритель уровня ИП-70 . . . . .	84
9.7. Измеритель уровня ИУ-12 . . . . .	86
9.8. Измерители уровня МАЕ-113, МАЕ-313, МАК-113, МАК-313 . . . . .	88
<b>Глава 10. Приборы для автоматического контроля уровня вещательного сигнала . . . . .</b>	<b>92</b>
10.1. Пороговые устройства (компараторы) . . . . .	92
10.2. Автоматический контроль параметров в трактах звукового вещания . . . . .	95
10.3. Приборы для контроля уровня средней мощности сигналов . . . . .	100
10.4. Возможность создания измерителей уровня и контрольных устройств с цифровым выходом . . . . .	101
<b>Глава 11. Краткие сведения о других приборах для контроля и измерения сигналов звукового вещания . . . . .</b>	<b>102</b>
11.1. Стойка контроля TR-5601 . . . . .	102
11.2. Гониометры и коррелометры . . . . .	104
11.3. Псофометры . . . . .	106
11.4. Шумомеры и дозиметры . . . . .	108
Список литературы . . . . .	111

40 к.

**"РАДИО И СВЯЗЬ"**