



Л. М. КОНОНОВИЧ
Ю. А. КОВАЛГИН

Выпуск 108

СТЕРЕОФОНИЧЕСКОЕ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ЗВУКА

ББК 32.87
К60
УДК 681.84.081

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ
БИБЛИОТЕКИ «ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ. ЗВУКОТЕХНИКА»:
КОРОЛЬКОВ В. Г., КРИВОШЕЕВ М. И., РЫБАКОВ А. М., СПИРИН А. Г., ТАРА-
СОВ В. С., ФАЙН М. М., ХОХЛОВ Б. Н.

Кононович Л. М., Ковалгин Ю. А.

К60 Стерефоническое воспроизведение звука. — М.:
Радио и связь, 1981. — 184 с., ил. (Б-ка «Телевизион-
ный и радиоприем. Звукотехника», Вып. 108).

В пер.: 1 р. 20 к.

В книге в достаточно доступной форме излагается техника стерео-
фонического воспроизведения звука. Основное внимание уделяется вопро-
сам восприятия стереоэффекта и построению схем бытовой стереофони-
ческой аппаратуры. Приводится описание промышленных образцов стерео-
аппаратуры, даются сведения по регулировке, настройке и измерениям.
Для высококвалифицированных радиолюбителей и механиков по ре-
монту и настройке ЭПУ.

К $\frac{30403-031}{045(01)-81}$ 65-81 2402030000

ББК 32.87
6Ф2.7

Рецензент А. В. Никонов

Лев Миронович Кононович, Юрий Алексеевич Ковалгин
Стерефоническое воспроизведение звука

Редактор Т. В. Жукова
Художественный редактор А. А. Данилин
Технические редакторы К. Г. Маркоч, Г. И. Колосова
Корректор Т. Г. Захарова

ИБ № 599

Сдано в набор 2.10.80 г. Подп. в печ. 8.12.80 г.
Т-22040 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 11,5 Уч.-изд. л. 16,5 Доп. тираж 20 000 экз.
Изд. № 18403 Зак. № 189 Цена 1 р. 20 к.
Издательство «Радио и связь». Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

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

© Издательство «Радио и связь», 1981

ПРЕДИСЛОВИЕ

Стереофоническое воспроизведение звука получило в настоящее время всеобщее признание за высокую естественность звучания, прозрачность и богатство тембров.

Внедрение стереофонического звучания требует создания специальной технической базы, разработки новой профессиональной и бытовой аппаратуры, а также глубокого понимания процессов, сопутствующих этому виду звучания.

За последние годы в нашей стране вышло несколько книг по стереофоническому воспроизведению звука. Это книги Л. М. Кононовича «Стереофоническое радиовещание» («Связь», 1974 г.), П. М. Жмурина «Прием передач стереофонического радиовещания» («Связь», 1973 г.), В. В. Фурдуева «Стереофония и многоканальные звуковые системы» («Энергия», 1973 г.), Ю. А. Ковалгина, А. В. Борисенко и Г. С. Гензеля «Акустические основы стереофонии» («Связь», 1978 г.). Все перечисленные издания являются монографиями, посвященными в основном фундаментальным вопросам стереофонии и затрагивают, как правило, теоретические аспекты восприятия стереофонического звучания и проектирования аппаратуры стереофонического воспроизведения звука. Кроме того, в СССР изданы переводы книг В. Хоега и К. Вагнера «Техника стереофонии», В. Хоега и Г. Штайнке «Основы стереофонии» и К. Годинара «Стереофоническое радиовещание». Первые две книги затрагивают вопросы студийной техники и технологии звукозаписи, а книга Годинара посвящена системе с пилот-тоном.

В предлагаемой книге, в отличие от перечисленных, основное внимание уделено практическим вопросам. В ней рассмотрены устройства стереофонического воспроизведения звука с магнитофона, граммофонной пластинки и с помощью стереофонического радиовещания. Подробно представлена стереофоническая аппаратура: звукосниматели, основные элементы стереофонических усилителей, акустические системы и стереофонические радиовещательные приемники. Здесь уделено внимание также восприятию стереофонического звучания и системе стереофонического вещания по радиоканалам. Отдельный раздел книги посвящен новому направлению в звукотехнике — квадрафоническому воспроизведению звука и стереофоническому сопровождению телевидения. Книга содержит конкретные схемы современной аппаратуры, а также сведения о регулировке и измерении параметров последней.

Книга рассчитана на высококвалифицированных радиолюбителей и механиков по ремонту и настройке ЭПУ. Отдельные разделы книги будут, по всей вероятности, интересными также для радиослушателей, любителей музыки.

Главы 1, 2, 3, 9 написаны Ю. А. Ковалгиным; главы 4, 5, 6, 7, 8, 10 — Л. М. Кононовичем.

Авторы выражают благодарность заведующему лабораторией радиовещания ВНИИТР Гостелерадио СССР канд. техн. наук А. В. Никонову за ценные замечания, сделанные при рецензировании рукописи книги.

Все замечания и пожелания по книге просим направлять по адресу: 101000, Москва, Чистопрудный бульвар, 2, издательство «Радио и связь».

Авторы

1.1. Качество стереовоспроизведения

Качество стереовоспроизведения в чувственном восприятии проявляется прежде всего в совокупности тех свойств, которые позволяют отличить этот способ звукопередачи от любого другого.

Каждому способу звукопередачи присуще свое множество признаков (ощущений). Несовершенство же технических параметров устройств, используемых для реализации этого способа, приводит лишь к изменению величины ощущений и количественных связей между ними, в то время как сама совокупность этих ощущений остается неизменной. Для выявления устойчивой совокупности ощущений, их анализа и роли в общей оценке качества звучания, присущего данному способу звукопередачи, исследования необходимо проводить с использованием так называемой «идеальной системы», вносящей искажения ниже порога их заметности. Это позволяет оценить потенциальные (с точки зрения слухового восприятия) возможности используемого способа звукопередачи и его отличия от других.

В настоящее время единственно возможным методом оценки качества звучания являются субъективно-статистические экспертизы. При этом наиболее распространено сравнительное прослушивание пар вариантов звучания с оценкой их по предпочтительности, т. е. в целом по всем признакам (ощущениям) качества без их подразделения.

Предпочтительностью называется отношение числа экспертопоказаний за данную систему передачи звука (при сравнении с другой) к общему числу экспертопоказаний.

Сравним с этой позиции монофоническое и стереофоническое звуковоспроизведение. В табл. 1.1 приведены результаты сравнительного прослушивания этих звучаний, полученные для симметричного расположения слушателя относительно левого и правого громкоговорителей [8, 11].

ТАБЛИЦА 1.1

Результаты сравнительного прослушивания стереофонического и монофонического звучаний

Система	Предпочтительность системы В, %	Отсутствие заметной разницы в звучании, %	Опознавание стереофонического звучания, %
Монофоническая А — стереофоническая В	Более 75	Менее 20	Более 85

Как показывают дополнительные исследования [8], различие в качестве звучания настолько велико, что лучшие монофонические системы уступают стереофоническим даже при их худших качественных показателях (табл. 1.2).

Преобладающее большинство слушателей (табл. 1.2) предпочитают стереофоническое воспроизведение высшего, I и даже II классов качества монофоническому воспроизведению высшего класса качества. Интересно также, что стереофоническое звучание при коэффициенте гармоник до 20% предпочитается большинством слушателей неискаженному монофоническому звучанию, несмотря на то, что такие искажения уверенно заметны на слух.

Результаты сравнительного прослушивания монофонических и стереофонических систем разных классов качества

Монофоническое воспроизведение	Стереофоническое воспроизведение	Предпочтительность стереофонического воспроизведения, %
Высший класс качества (30—15 000 Гц)	Высший класс качества (30—15 000 Гц)	85
	I класс качества (50—10 000 Гц)	85
	II класс качества (100—6300 Гц)	64
I класс качества (50—10 000 Гц)	I класс качества (50—10 000 Гц)	85
	II класс качества (100—6300 Гц)	75

1.2. Компоненты стереофонического эффекта

Важной задачей является изучение сущности предпочтительности, свойственной стереовоспроизведению, т. е. выявление основных компонент качества (или совокупности ощущений), учет их роли и значимости в общей оценке качества стереозвучания. Проведение такого рода психологических исследований чаще всего основывается на так называемой ESP модели¹, предполагающей, что число основных статистически независимых ощущений, полностью характеризующих исследуемое качество звучания, сравнительно невелико. Иными словами предполагается, что психологическое суждение о качестве исследуемого звучания формируется у слушателя не под воздействием всей воспринимаемой им совокупности ощущений, характеризующих это звучание, а ориентируется только на основные ощущения, являющиеся, однако, вполне достаточными для правильной и полноценной оценки. При этом чаще всего находит применение линейная многомерная модель оценки качества звучания.

$$\theta = \sum_{i=1}^k v_i F^{(i)}, \quad (1.1)$$

где $F^{(i)}$ — значения основных статистически независимых субъективных ощущений, оцениваемые с помощью специальных психологических шкал чаще всего в баллах; v_i — весовые множители, определяющие значимость каждого этого ощущения (признака качества) при формировании общей оценки (суждения). Значение $F^{(i)}$ каждого основного ощущения зависит, во-первых, от выбора исходной звуковой программы (т. е. от того, насколько сильно оно проявляется в программе) и, во-вторых, от параметров системы передачи и воспроизведения звука, оказывающей то или иное искажающее воздействие на передаваемый сигнал.

Процесс формирования суждения слушателя на звуковое воздействие можно представить в виде обобщенной схемы, изображенной на рис. 1.1. Здесь процесс слухового восприятия условно разделяется на два функциональных этапа: анализ совокупности возникающих ощущений и выделение наиболее существенных из них и синтез эмоциональной реакции в единый звуковой образ и фор-

¹ Название модели образовано от первых букв английских слов: Emotional Response, Sensation, Physical characteristics — эмоциональная реакция, ощущение, физическая характеристика.

мирование суждения слушателя на исходное звуковое воздействие. Существенные этапы анализа слуховых ощущений подтверждаются прежде всего способностью слушателя выделять из множества свойств предъявляемого звучания тот или иной интересующий слушателя признак (например, гулкость, прозрачность, объемность, протяженность и т. п.) и оценивать этот признак, не обращая внимания на остальные. Именно на этом этапе происходит выделение основных ощущений из всей их совокупности.

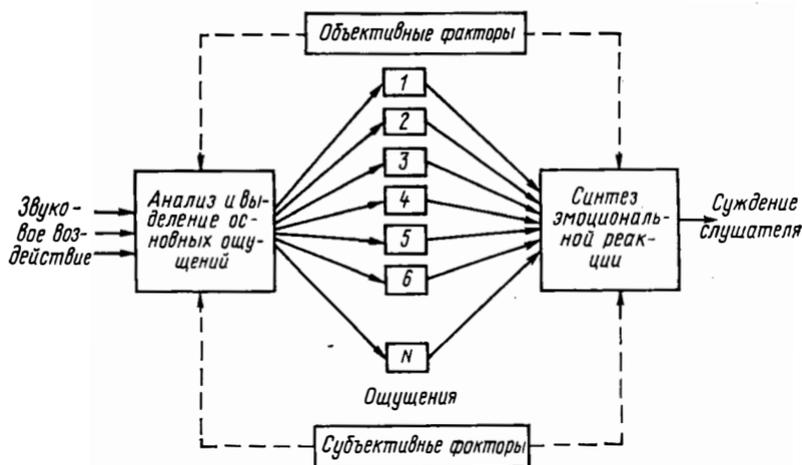


Рис. 1.1. Обобщенная модель формирования эмоциональной реакции слушателя

Формирование общей реакции слушателя в результате синтеза основных ощущений не является их простым суммированием, а происходит под воздействием ряда объективных и субъективных факторов. К числу наиболее существенных объективных факторов можно отнести влияние эпохи, моды, организации и условий проведения экспертиз, наличие мешающих посторонних внешних воздействий. Субъективными факторами являются: уровень подготовки и квалификация эксперта, тренированность в восприятии различного рода искажений, музыкальный вкус, привычки, эмоциональный настрой, особенности слуховой памяти и т. п.

В табл. 1.3 приведены основные ощущения, свойственные стереовоспроизведению, и значения коэффициентов v_i , показывающих их значимость (вес) при оценке общего впечатления о качестве звучания θ (1.1).

ТАБЛИЦА 1.3

Компоненты стереозффекта, их значимость

Компоненты стереозффекта	Весовые коэффициенты	
	Квалифицированные эксперты	Обычные слушатели
Пространственное впечатление, полнота, объемность звучания	0,27	0,34
Прозрачность (ясность, четкость) звучания	0,2	0,09
Естественность и богатство тембров, приятность окраски	0,4	0,32
Чистота звучания	0,12	0,04

Из табл. 1.3 видно, что квалифицированные эксперты при оценке стереофонического звучания больше всего внимания уделяют естественности и богатству тембровой окраски, пространственному впечатлению и прозрачности звучания, в

то время как обычные слушатели чаще всего отмечают наличие широкой звуковой панорамы, лучший тембр звучания и значительно меньше внимания уделяют прозрачности и чистоте звучания.

1.3. Носители стереофонической информации

Весь комплекс слуховых ощущений, отличающих стереофоническое звучание от монофонического, есть результат различия параметров сигналов левого и правого каналов. К их числу прежде всего относятся: а) наличие статистической связи для пар сигналов, формирующих отдельные звуковые образы пространственной панорамы; эта величина, оцениваемая коэффициентом корреляции R , как правило, различна для сигналов, соответствующих отдельным источникам панорамы; б) наличие временных ($\Delta\tau$) и интенсивных (ΔL) разностей, отличающихся как по значению, так и по знаку для сигналов, формирующих отдельные звуковые образы стереопанорамы; в) определенное (отличное от монофонического) соотношение уровней сигналов отдельных составных элементов сложного звучания, необходимое для достижения музыкального баланса и оптимальной прозрачности; г) различие временных структур реверберационных продолжений левого и правого каналов стереопары.

Связь основных ощущений, составляющих стереофонический эффект при двухканальном воспроизведении, с параметрами стереосигнала показана в табл. 1.4. Заметим лишь, что при стереопередачах локализация источников звука в глубину от линии базы громкоговорителей полностью управляется реверберационным процессом первичного помещения (студии), в то время как временные и интенсивностные различия сигналов прямых звуков громкоговорителей способствуют (наряду с азимутальной локализацией) оценке расстояния от слушателя до линии базы громкоговорителей.

ТАБЛИЦА 1.4

Связь основных ощущений, свойственных стереовоспроизведению, с параметрами стереосигнала

Компоненты стереоэффекта	Носитель информации
Пространственное впечатление, объемность звучания: протяженность кажущегося источника звука; азимутальная локализация; объемность звучания, акустическая атмосфера, окружение	Значение коэффициента корреляции R сигналов, формирующих звучание этого источника Значения ΔL и $\Delta\tau$ Значение коэффициента корреляции левого и правого сигналов, временное и интенсивностное различие реверберационных продолжений сигналов стереопары
Прозрачность звучания	Значение ΔL и $\Delta\tau$, соотношение уровней громкости источников, составляющих стереопанораму; акустический баланс системы звуковоспроизведения; частотные характеристики сквозных стереоканалов
Естественность и богатство тембров, яркость окраски	Частотные, временные и интенсивностные особенности сигналов стереопары
Чистота звучания	Уровень сигнала, а также значения ΔL и $\Delta\tau$ для сигналов мешающих шумов и помех

Пространственное разделение звуковых образов при восприятии вследствие присущей органу слуха избирательной способности по направлению (как будет показано далее) уменьшает взаимное маскирующее действие источников, составляющих стереопанораму. Это способствует также повышению прозрачности звучания и улучшает условия для восприятия тембров инструментов и голосов.

1.4. Локализация кажущегося источника звука

Предположим (рис. 1.2), что слушатель находится на оси симметрии акустической системы — громкоговорителей $Гр1$ и $Гр2$, а излучаемые громкоговорителями сигналы не имеют различий по времени ($\Delta\tau=0$) и по уровню ($\Delta L=0$) и получены от одного и того же источника звука — магнитофона $М$. При этом звучания обоих громкоговорителей сливаются в единый звуковой образ, который кажется слушателю расположенным посередине базы

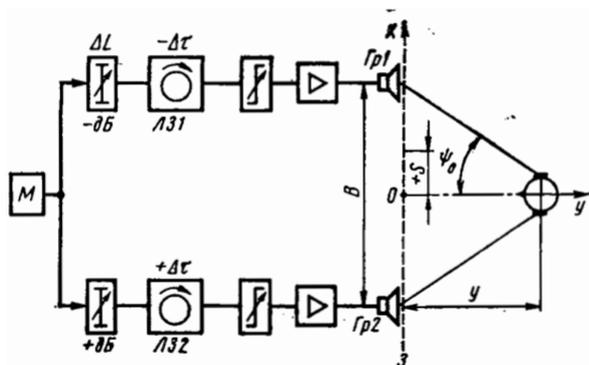


Рис. 1.2. Структурная схема экспериментальной установки для изучения локализации КИЗ

громкоговорителей в точке O . В процессе слияния образуется кажущийся источник звука (КИЗ), его появление относится к категории психофизических явлений и, возможно, если сигналы, излучаемые громкоговорителями, статистически связаны (коррелированы). По мере снижения корреляции между канальными сигналами КИЗ локализуется все менее четко, его протяженность по азимуту увеличивается и при уменьшении коэффициента корреляции $R(\Delta\tau)$ до 0,05—0,15 наступает «разрыв» КИЗ на два действительных источника звука, слышимых раздельно и локализуемых в позициях левого $Гр1$ и правого $Гр2$ громкоговорителей.

Положение КИЗ на линии базы громкоговорителей зависит только от временных и интенсивностных различий между сигналами, достигающими ушей слушателя. Эти различия могут быть обусловлены либо свойствами левого и правого канальных сигналов ΔL и $\Delta\tau$, либо местом расположения слушателя относительно громкоговорителей $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta\tau_{x,y}$, где x и y — координаты слушателя (см. рис. 1.2).

Особенности локализации КИЗ при стереовоспроизведении могут быть изучены путем проведения соответствующих экспертиз. Для проведения экспертизы не требуется наличия сквозного электроакустического тракта, начинающегося от микрофонов, установленных в первичном помещении (студии) и заканчивающегося громкоговорителями, расположенными в жилой комнате слушателя. Вполне достаточно (см. рис. 1.2) иметь два разнесенных громкоговорителя $Гр1$ и $Гр2$ и подводить к ним сигналы от одного и того же источника звука (например, магнитофона $М$), меняя с помощью ступенчатых калиброванных аттенуаторов ($\pm\delta\phi$) и линий задержки $ЛЗ$ соотношение уровней (ΔL , в децибелах) и временной сдвиг ($\Delta\tau$, в миллисекундах) воспроизводимых $Гр1$ и $Гр2$ сигналов. Чтобы не привлекать внимание слушателя к действительным источникам звука — громкоговорителям, их следует располагать за звукопроницаемым занавесом $З$, к которому нужно прикрепить измерительную ленту с делениями, нанесенными через каждые 0,1 м. Перед проведением экспертиз для каждого слушателя следует устанавливать баланс акустической системы таким образом, чтобы КИЗ локализовался им точно посередине базы громкоговорителей. Вводить ΔL и $\Delta\tau$ нужно в любой последовательности, не известной слушателю. Слушатель определяет местоположение КИЗ на линии базы громкоговорителей с помощью измерительной ленты. Смещение КИЗ (S , в метрах) вправо от центра базы можно считать положительным ($+S$), а влево — отрицательным ($-S$).

Представленные далее результаты проведения подобных экспертиз (если нет специального пояснения) получены для речевого испытательного сигнала; для сигналов других типов картина качественно не меняется, наблюдаются лишь количественные изменения. Речевой КИЗ по наблюдениям экспертов характеризуется наиболее уверенной локализацией, чем и объясняется выбор данного испытательного сигнала в качестве основного.

Кратко рассмотрим особенности локализации КИЗ для симметричного и асимметричного расположения слушателя относительно громкоговорителей при чисто интенсивностной, чисто временной и при смешанной стереофонии.

1. Интенсивностная стереофония (канальные сигналы различаются только по уровню, т. е. $\Delta L \neq 0$, $\Delta \tau = 0$), симметричное расположение слушателя относительно громкоговорителей ($\Delta L_{x,y} = 0$, $\Delta \tau_{x,y} = 0$).

Зависимости, характеризующие смещение КИЗ под действием интенсивностной разности ΔL для разных условий проведения эксперимента, представлены на рис. 1.3. Здесь по оси ординат отложены значения смещения S КИЗ по отношению к полубазе $B/2$, а по оси абсцисс — значения ΔL , определяемые как $20 \lg(p_2/p_1)$, где p_1 и p_2 — звуковые давления, развиваемые соответственно левым и правым громкоговорителями.

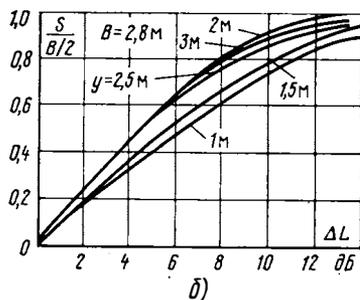
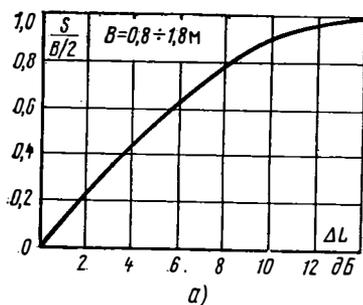


Рис. 1.3. Влияние разности уровней ΔL на перемещение КИЗ

Характер полученных зависимостей $\frac{S}{B/2} = f_1(\Delta L)$ для всех типов испытательных сигналов одинаков. Введение интенсивностной разности ΔL сопровождается перемещением КИЗ от своего первоначального положения ($S=0$ при $\Delta L=0$) в сторону громкоговорителя, излучающего сигнал с большим уровнем.

Это смещение тем больше, чем больше ΔL . Однако при $\Delta L = 12 \div 16$ дБ КИЗ локализуется практически в позиции громкоговорителя и дальнейшее увеличение ΔL не вызывает его перемещения.

Интересно отметить, что характер относительного перемещения КИЗ для малых баз ($B = 0.8 \div 1.8$ м) практически не зависит от расстояния y между слушателем и системой воспроизведения (рис. 1.3а). Поэтому здесь представлены результаты, усредненные по y . Для относительно больших баз ($B \geq 2.8$ м) это утверждение справедливо только при $y \geq B$ (рис. 1.3б). Для всех баз от 0,8 до 2,8—3,5 м относительное смещение $\frac{S}{B/2}$ КИЗ при одном и том же значении ΔL остается практически неизменным, если $y \geq B$. При этом разброс данных эксперимента для разных баз не превышает 10%.

Изменение времени стандартной реверберации в жилом помещении от ничтожно малого значения до 0,3—0,5 с также практически не влияет на относительное перемещение КИЗ.

2. Временная стереофония (канальные сигналы различаются только временным сдвигом, т. е. $\Delta L = 0$, $\Delta \tau \neq 0$), симметричное расположение слушателя относительно громкоговорителей ($\Delta L_{x,y} = 0$, $\Delta \tau_{x,y} = 0$).

При введении временного сдвига $\Delta \tau$ КИЗ смещается в сторону громкоговорителя, излучающего опережающий сигнал. Однако характер зависимостей

$\frac{S}{B/2} = f_2(\Delta\tau)$ в области малых значений $\Delta\tau < 3 \div 5$ мс существенно зависит от характера распределения энергии испытательного сигнала по частоте. Для сигналов, спектры мощности которых не имеют ярко выраженных неоднородностей распределения энергии по частоте, перемещение КИЗ носит сравнительно монотонный характер (рис. 1.4а). При этом изменение $\Delta\tau$ от 0 до 0,8—1,2 мс

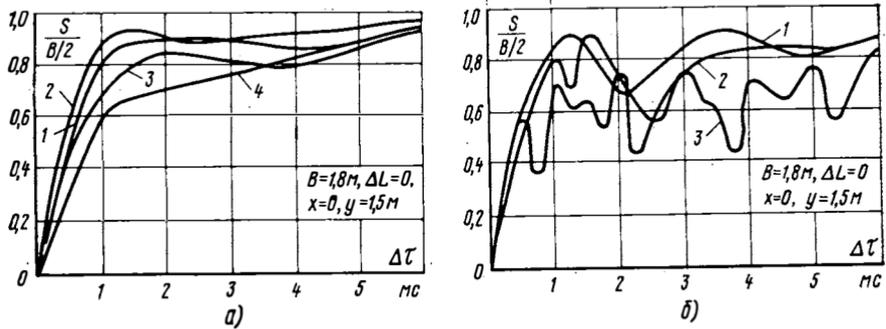


Рис. 1.4. Влияние временной разности $\Delta\tau$ на перемещение КИЗ при $\Delta L = 0$: а — для сигналов с достаточно однородным спектром мощности (1 — арфа, 2 — рояль, 3 — труба, 4 — кастаньеты); б — для сигналов с неравномерным распределением мощности по частоте (1 — женская речь, 2 — флейта, 3 — скрипка)

сопровождается быстрым перемещением КИЗ до значения $S = 0,8 B/2$; дальнейшее увеличение $\Delta\tau$ вызывает медленное перемещение мнимого источника звука на участке $(0,8 - 1,0) \frac{S}{B/2}$. Для сигналов, спектры мощности которых имеют ряд энергетических пиков, монотонное перемещение КИЗ наблюдается только на начальном участке кривой $\frac{S}{B/2} = f_2(\Delta\tau)$, где $\Delta\tau < 0,5 \div 1,0$ мс (рис. 1.4б). В интервале же временных сдвигов от 0,5—1 до 5—7 мс эти зависимости имеют ярко выраженный индивидуальный характер, причем наблюдается неоднократное возвращение КИЗ к центру базы при монотонном росте $\Delta\tau$. Однако величина этих «колебаний» уменьшается с увеличением временной разности и уже при $\Delta\tau = 5 \div 7$ мс становится незначительной.

Увеличение временного сдвига (при $\Delta L = 0$) приводит к снижению корреляции $R(\Delta\tau)$ между излучаемыми сигналами, что приводит к ухудшению четкости локализации. Протяженность КИЗ растет, появляется гулкость в звучании, увеличивается разброс экспертопоказаний и, наконец, при $\Delta\tau = \Delta\tau'_n$ наступает разрыв КИЗ. Этому пороговому значению временного сдвига $\Delta\tau'_n$ соответствует коэффициент корреляции $R(\Delta\tau'_n) = 0,05 \div 0,1$. Значения $\Delta\tau'_n$ для разных типов вещательных сигналов, заимствованные из [1], приведены в табл. 1.5.

ТАБЛИЦА 1.5

Пороговые значения временного сдвига излучаемых громкоговорителями сигналов, соответствующие разрыву КИЗ

Вещательный сигнал	$\Delta\tau'_n$, мс	$\Delta\tau''_n$, мс	Вещательный сигнал	$\Delta\tau'_n$, мс	$\Delta\tau''_n$, мс
Кастаньеты	30	4	Речь женская	50	5—8
Ксилофон	50	5	Скрипка	100	9—12
Барабан (малый)	50	5	Альта	100	9—12
Барабан (большой)	50	6	Рояль	100	12—16
Коробочка	40	6	Кларнет	100	16—20
Бубен	40	6	Виолончель	100	21—30
Речь мужская	50	5—7			

При $\Delta\tau < \Delta\tau'_n$ в слуховом анализаторе происходит подавление (ослабление) запаздывающего сигнала, вследствие чего временной сдвиг преобразуется как бы в интенсивный, вызывая перемещение КИЗ. Благодаря этому ослаблению запаздывающих сигналов оказывается возможной также слуховая пеленгация действительного источника в условиях сильной реверберации.

3. Смешанная стереофония (канальные сигналы различаются и по уровню и по временному сдвигу, т. е. $\Delta L \neq 0$, $\Delta\tau \neq 0$), симметричное положение слушателя относительно громкоговорителей ($\Delta L_{x,y} = 0$, $\Delta\tau_{x,y} = 0$).

Прежде всего докажем независимость действия на орган слуха временного и интенсивностного сигналов, излучаемых громкоговорителями $Гр1$ и $Гр2$, при локализации КИЗ и оценим эквивалентность действия на орган слуха значений ΔL и $\Delta\tau$. Для этого воспользуемся экспериментальной установкой, представленной на рис. 1.2. С помощью линии задержки ЛЗ будем изменять время запаздывания для сигнала правого громкоговорителя. Затем, увеличивая уровень сигнала громкоговорителя $Гр2$, для каждого из вводимых значений $\Delta\tau'$ определим значения $\Delta L'$, необходимые для возвращения КИЗ в первоначальное положение (в центр базы). В этой части опыта действие на орган слуха временной разности компенсировалось соответствующим увеличением уровня запаздывающего сигнала. Полученная таким образом зависимость представлена на рис. 1.5 (кривая 1). Совпадение этих результатов с аналогичными данными

(кривая 2), но полученными формальным путем из кривых $\frac{S}{B/2} = f_1(\Delta L)$ при $\Delta\tau = 0$ и $\frac{S}{B/2} = f_2(\Delta\tau)$ при $\Delta L = 0$, доказывает независимость действия на орган слуха временного и интенсивностного факторов.

Компенсация временного сдвига $\Delta\tau'$ интенсивностной разностью $\Delta L'$ возможна до тех пор, пока $\Delta\tau' \leq \Delta\tau''_n$, где $\Delta\tau''_n$ — пороговое значение временного сдвига, приводящее к разрыву единого КИЗ при компенсации. Значения $\Delta\tau''_n$ для разных типов вещательных сигналов представлены в табл. 1.5 и во всех случаях остаются значительно меньшими, чем $\Delta\tau'_n$. При компенсации временного сдвига интенсивностной разностью разрыв КИЗ наступает при значении коэффициента корреляции $R(\Delta\tau) = 0,15 \div 0,2$ для всех типов сигналов.

В соответствии с ощущениями экспертов всю совокупность значений $\Delta\tau$ можно условно разделить на следующие области. (Приведенные здесь цифровые значения характеризуют границы этих областей для речевого сигнала; для сигналов других типов качественно картина не изменится, возникнут лишь те или иные количественные изменения):

а) при $\Delta\tau < 3 \div 4$ мс опережающий и задержанный сигналы создают единый КИЗ, его положение на линии базы $Гр1$ и $Гр2$ определяется значениями ΔL и $\Delta\tau$; протяженность КИЗ не изменяется и составляет 10—20 см; такое восприятие назовем устойчивым слиянием опережающего и запаздывающего сигналов;

б) при $3 \div 4 < \Delta\tau < 10 \div 15$ мс локализация единого КИЗ затрудняется, звучание приобретает гулкость и объемность; с ростом $\Delta\tau$ начинает изменяться протяженность КИЗ. Протяженность оказывается наибольшей, если КИЗ расположен в центре базы. Однако в этой области образование КИЗ возможно при любых значениях ΔL . Это область затрудненного слияния опережающего и запаздывающего сигналов громкоговорителей;

в) при $7 \div 15 < \Delta\tau < 100 \div 120$ мс слияние обоих сигналов и образование КИЗ возможно только при разности уровней ΔL запаздывающего $L_{зап}$ и опережающего $L_{оп}$ сигналов, не превышающей порогового значения, т. е. $\Delta L = L_{зап} - L_{оп} < \Delta L_p$.

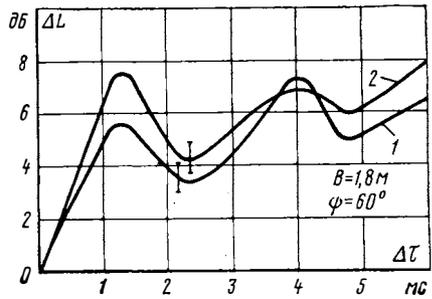


Рис. 1.5. Связь временного и интенсивного факторов (речевого испытательный сигнал)

Зависимость $\Delta L_{п} = f_{з}(\Delta \tau)$ для $B=2,4$ м и $y=B$ представлена на рис. 1.6. Область ниже кривой соответствует значениям ΔL и $\Delta \tau$, при которых возможно слитное восприятие излучаемых $\Gamma p1$ и $\Gamma p2$ сигналов. При приближении ΔL (компенсирующей действие на орган слуха $\Delta \tau$) к $\Delta L_{п}$ протяженность КИЗ возрастает и при $\Delta L = \Delta L_{п}$ становится равной расстоянию между громкоговорителями.

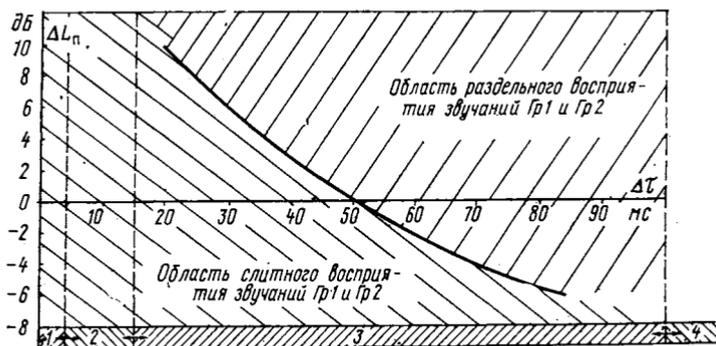


Рис. 1.6. Изменение порогового значения интенсивностной разности, вызывающей разрыв КИЗ в зависимости от значения временного сдвига

лями. Область выше кривой ($\Delta L > \Delta L_{п}$) соответствует распаду КИЗ и раздельному восприятию звучаний обоих громкоговорителей. Этот временной интервал может быть назван областью неустойчивого слияния опережающего и задержанного сигналов;

г) при $\Delta \tau > 100 \div 120$ мс слияние невозможно, слушатель воспринимает раздельно звучание двух громкоговорителей, если превышает относительный порог слышимости.

4. Асимметричное положение слушателя относительно громкоговорителей ($\Delta L_{x,y} \neq 0$ и $\Delta \tau_{x,y} \neq 0$).

При боковом смещении слушателя (рис. 1.7а) расстояния до левого [$l_1(x, y)$] и правого [$l_2(x, y)$] громкоговорителей оказываются неодинаковыми. Это

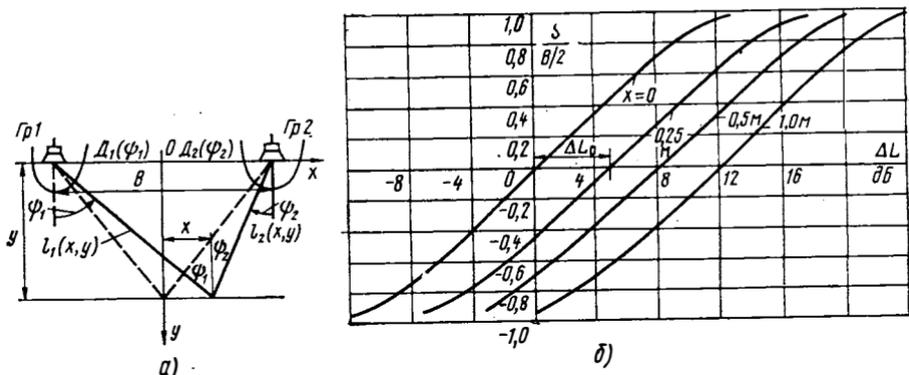


Рис. 1.7. Влияние бокового смещения слушателя при интенсивностной стереофонии

сопровождается появлением дополнительных интенсивностных $\Delta L_{x,y}$ и временных $\Delta \tau_{x,y}$ различий исходных сигналов, поступающих от громкоговорителей в точку прослушивания. Значения $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta \tau_{x,y}$ могут быть найдены как

$$\Delta L_{x,y} = 20 \lg \frac{l_1(x, y) D_2(\psi)}{l_2(x, y) D_1(\psi)} ; \quad \Delta \tau_{x,y} = \frac{l_1(x, y) - l_2(x, y)}{c} \quad (1.2)$$

где c — скорость звука, равная 340 м/с; $D_1(\psi)$ и $D_2(\psi)$ — характеристики направленности левого $Гр1$ и правого $Гр2$ громкоговорителей; расстояние $l_1(x, y)$ и $l_2(x, y)$ могут быть найдены из геометрических соображений (рис. 1.7а) по формулам

$$l_1(x, y) = \sqrt{\left(\frac{B}{2} + x\right)^2 + y^2}; \quad l_2(x, y) = \sqrt{\left(\frac{B}{2} - x\right)^2 + y^2}, \quad (1.3)$$

здесь B — размер базы; x и y — координаты слушателя.

Появление дополнительных интенсивностных и временных различий приводит к смещению КИЗ (при $\Delta L=0$ и $\Delta\tau=0$) в сторону близлежащего к слушателю громкоговорителя. Как показывают расчеты, основную роль при этом играет $\Delta\tau_{x,y}$, однако нельзя пренебрегать и влиянием $\Delta L_{x,y}$ (особенно при малых y и больших x).

В качестве иллюстрации на рис. 1.7б приведены зависимости $\frac{S}{B/2} = f_1(\Delta L)$, полученные при речевом испытательном сигнале для разных значений x при $B=2,8$ м, $y=2,5$ м и $D_1(\psi)=1=D_2(\psi)$ (громкоговорители ненаправленные). При $\Delta L=0$ КИЗ локализуется в области близлежащего громкоговорителя, т. е. $S=(0,7 \div 1,0) B/2$. Перемещение КИЗ начинается только при достижении определенного значения вводимого временного сдвига ΔL , компенсирующего действие на орган слуха $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta\tau_{x,y}$. При больших значениях x и малом y составляющие $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta\tau_{x,y}$ велики и для их нейтрализации (там, где это еще не приводит к распаду КИЗ) требуется введение ΔL , превышающих 10 дБ, в то время как для больших значений y и малых x нейтрализующая интенсивностная разность составляет лишь 2—3 дБ.

Неизменность формы кривых (см. рис. 1.7б) свидетельствует о независимости действия на орган слуха временных и интенсивностных различий и позволяет характеризовать местоположение каждой из них величиной $\Delta L_0(x, y)$, необходимой для возвращения КИЗ в центр базы. Зависимость $\Delta L_0(x, y)$ от размеров базы B и координат слушателя x, y для речевого испытательного сигнала представлена на рис. 1.8. Имея кривые, показанные на рис. 1.7 и 1.8,

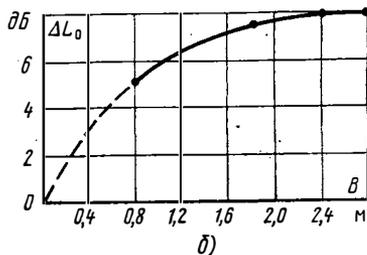
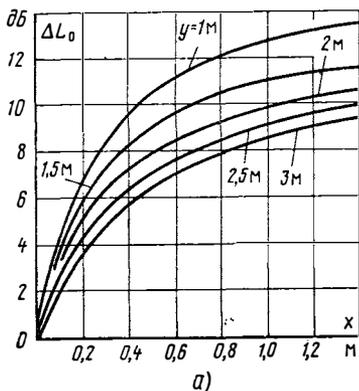


Рис. 1.8. Влияние бокового смещения слушателя при разных значениях y (при $B=2,8$ м) (а) и при разных размерах базы B для $x=0,5$ м и $y=2$ м (б)

можно определить положение КИЗ при любых известных значениях $\Delta L, x, y$ и B , сравнив его с исходным положением, но полученным для условий симметричного слушания ($x=0$), и тех же самых значениях B, y и ΔL и оценить, тем самым, пространственные искажения в локализации КИЗ, обусловленные асимметричным положением слушателя относительно громкоговорителей $Гр1$ и $Гр2$.

Более общий способ определения местоположения КИЗ основан на использовании такого понятия, как коэффициент эквивалентности K_x :

$$K_x = \frac{\Delta L_0(x, y)}{\Delta \tau_0(x, y)}, \quad (1.4)$$

где $\Delta L_0(x, y)$ и $\Delta \tau_0(x, y)$ — соответственно значения интенсивностного и временного различий сигналов громкоговорителей $Гр1$ и $Гр2$, необходимые для поочередного возвращения КИЗ в центр базы при расположении слушателя в точке с координатами x и y . Результаты этих экспертиз получены при использовании направленных громкоговорителей, т. е. $D_1(\psi) = D_2(\psi) = 1$. Как показала экспертиза (рис. 1.9), значение K_x не зависит от размеров базы, расстояния до нее,

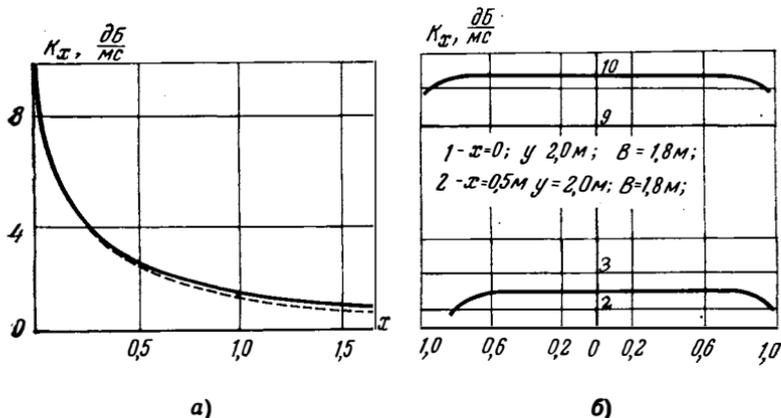


Рис. 1.9. Коэффициент эквивалентности в зависимости от бокового смещения слушателя (а) и от положения КИЗ на линии базы при симметричном ($x=0$) и асимметричном ($x=0.5$ м) положениях слушателя (б)

если $y > 1$ м и составляет около 10 дБ/мс при $x=0$ и резко уменьшается с увеличением бокового смещения слушателя, составляя уже при $x=1$ м около 1,5 дБ/мс. Экспериментальная зависимость (рис. 1.9а, сплошная линия) хорошо аппроксимируется выражением

$$K_x = [5,5(|x| + 1)e^{-9,2|x|} + 4,8]e^{-1,3|x|}, \quad (1.5)$$

где x выражено в метрах. Выборочные экспертизы с другими программами (звучания музыкальных инструментов) дали такие же результаты, но с большим разбросом экспертопоказаний.

С учетом коэффициента эквивалентности при смешанной стереофонии ($\Delta L \neq 0$ и $\Delta \tau \neq 0$) и асимметричном положении слушателя может быть легко рассчитана эквивалентная интенсивностная разность ΔL_3 (или эквивалентная временная разность), вызывающая такое же смещение КИЗ, как и одновременно действующие ΔL , $\Delta \tau$, $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta \tau_{x,y}$, по формуле

$$\Delta L_3 = (\Delta L + \Delta L_{x,y}) + K_x (\Delta \tau + \Delta \tau_{x,y}) \quad (1.6)$$

и затем с помощью зависимости $\frac{S}{B/2} = f_1(\Delta L)$, полученной при $\Delta \tau = 0$ (или

$\frac{S}{B/2} = f_2(\Delta \tau)$ при $\Delta L = 0$), найдено относительное смещение $\frac{S}{B/2}$ КИЗ.

Более сложные методы аналитического расчета азимутальной локализации КИЗ достаточно подробно изложены в [11] и поэтому здесь не приводятся.

Частотно-зависимый интенсивностный разбаланс стереоканалов можно установить с помощью частотных корректоров, представляющих собой набор полосовых фильтров с возможностью регулирования уровней в каждой отдельной полосе: 60—120, 120—300, 300—1000, 1—2, 2—5 и 5—10 кГц. Для оценки влияния частотно-зависимого разбаланса $\Delta L(F)$ на изменение локализации КИЗ по-

очередно для каждой полосы экспериментатором устанавливалась разность уровней +10 или -10 дБ, и после этого эксперт записывал в анкете местоположение КИЗ. Перед началом экспертиз акустическая система балансировалась таким образом, чтобы КИЗ локализовался экспертом в центре базы громкоговорителей. Для устранения влияния частотной зависимости характеристики направленности громкоговорителей на результаты экспертиз, акустические оси Γp_1 и Γp_2 ориентировались на слушателя.

Результаты этих экспертиз, полученные при $B=2,4$ м, $y=2,0$ м, $\Delta\tau=0$ м и речевом испытательном сигнале, представлены на рис. 1.10 для симметричного ($x=0$ и $\Delta L=0$) и асимметричного ($x=1,2$ м и $\Delta L_0(x, y)=10$ дБ) положений слушателя. Здесь по оси ординат отложено смещение S КИЗ от своего первоначального положения (центра базы), а по оси абсцисс — частота F . Из

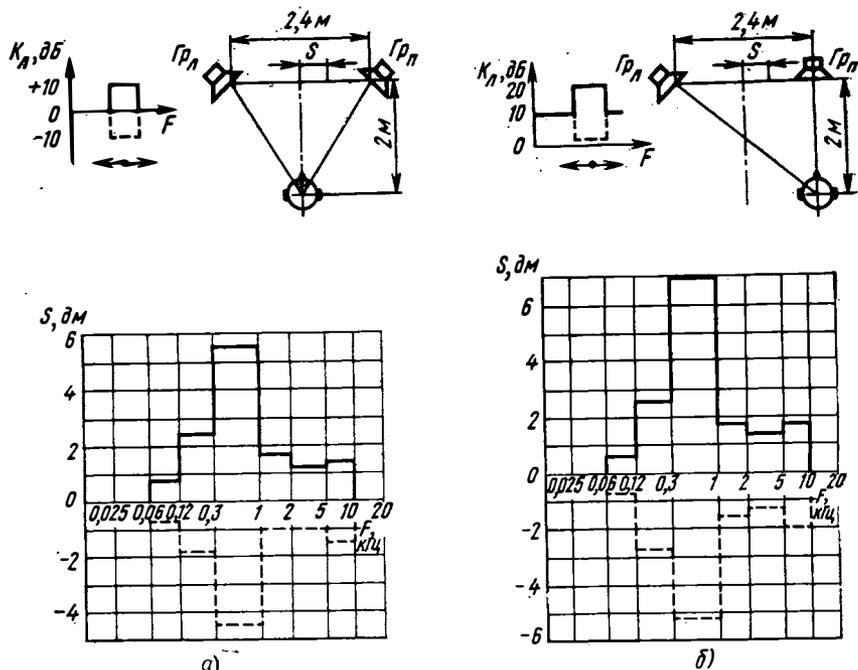


Рис. 1.10. Частотная зависимость локализации КИЗ при симметричном (а) и асимметричном (б) положениях слушателя

этих данных видно, что наиболее значительное влияние на локализацию КИЗ оказывает полоса частот 300—1000 Гц, где сосредоточена наибольшая часть энергии речевого сигнала. Поэтому изменение $\Delta L(F)$ в этой полосе приводит к существенному изменению суммарных уровней громкости излучаемых сигналов.

На рис. 1.11 приведены результаты влияния частотно-зависимого разбаланса на остроту (четкость) локализации КИЗ, полученные при $B=2,4$ м, $x=1,2$ м, $y=2,0$ м и $\Delta L_0(x, y)=10$ дБ (необходима для возвращения КИЗ в центр базы громкоговорителей при частотно-зависимом разбалансе каналов $\Delta L(F)=0$). Здесь по оси ординат отложены вводимые самим экспертом минимальные значения разбаланса $\Delta L(F)$ для каждой из полос, при которых эксперт начинает замечать изменение протяженности КИЗ или ухудшение его четкости. Наилучшая четкость локализации КИЗ достигается при отсутствии частотно-зависимого разбаланса каналов. Как видно из рис. 1.11, допустимый частотный разбаланс зависит от частоты и от типа испытательного сигнала, а точнее, от распределения энергии вещательного сигнала по частоте. Чем боль-

шая часть энергии сигнала сосредоточена внутри данной полосы, тем допустимый интенсивностный разбаланс стереоканалов для этой полосы должен быть меньшим. Данные рис. 1.11 позволяют установить нормы на неравномерность сквозных частотных характеристик стереоканалов с точки зрения пространственных искажений стереопанорамы.

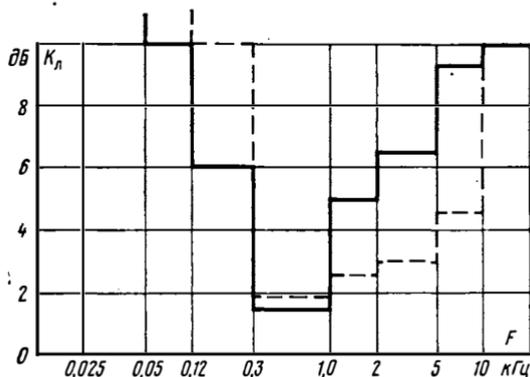


Рис. 1.11. Допустимый разбаланс стереоканалов по уровню в зависимости от частоты (сплошная линия — речевой сигнал, пунктирная — симфоническая музыка)

В заключение этого параграфа заметим, что в реальных условиях (концертный зал, радиовещательная студия) время запаздывания первого отраженного звука, как правило, в несколько раз превышает 1 мс, а его уровень всегда меньше уровня прямого звука. По этой причине азимутальная локализация КИЗ при стереовоспроизведении определяется только соотношением ΔL и Δt сигналов прямых звуков, поступающих от исполнителя в точку расположения микрофонов по кратчайшему пути. Естественная реверберация первичного помещения (да и вторичного) может изменить лишь протяженность КИЗ, составляющих пространственную звуковую панораму.

1.5. Прозрачность звучания

Способность настроиться на один из многих одновременно воспринимаемых источников звука, выделить источник из общей массы и прослушать его звучание составляет одну из удивительнейших особенностей человеческого уха. Эта особенность проявляется не только в условиях, когда воспринимаемые сигналы имеют перекрывающиеся спектры, но даже и в том случае, если формируемые ими звуковые образы обладают близким по тембру, ритмическому рисунку и динамике звучанием.

Сопоставление психоакустических особенностей локализации КИЗ при воспроизведении стереосигналов с громкоговорителей и головных телефонов позволяет предположить, что: а) положение в пространстве, протяженность и воспринимаемая громкость КИЗ определяют местонахождение, форму и интенсивность очага возбуждения в слуховом центре головного мозга слушателя; б) при одновременном восприятии нескольких пространственно разнесенных КИЗ в слуховом центре головного мозга слушателя возникает соответствующее пространственное распределение очагов возбуждений; по-видимому, эта картина является уменьшенной в масштабе копией исходной пространственной панорамы.

Эта гипотеза позволяет объяснить более высокую прозрачность звучания, свойственную стереовоспроизведению по сравнению с одноканальной (монофонической) передачей.

При восприятии нескольких кажущихся источников сложного звукового образа в одной точке (что соответствует монофонической звукопередаче) возникающие в слуховом центре головного мозга слушателя очаги возбуждений, вызываемые сигналами каждого отдельного инструмента, накладываются друг на друга. Ограниченная разрешающая способность возбужденной области слухового центра, а также отсутствие возможности для выделения того или иного

элемента звуковой панорамы посредством переключения внимания слушателя на разные направления приводят к тому, что условия для наиболее полного воссоздания спектров музыкальных инструментов и их выделения на фоне звучащего ансамбля оказываются наилучшими.

При одновременном восприятии слушателем нескольких пространственно разнесенных КИЗ (что соответствует стереофонической звукопередаче) в слуховом центре возникает пространственная картина распределения возбуждений, являющаяся отражением реальной звуковой панорамы. Это сопровождается не только улучшением возможностей для анализа, так как при этом используется значительный больший отдел слуховой области, но также приводит к сложению взаимной маскировки источников звука, составляющих пространственную панораму. Это объясняется тем, что при выделении того или иного звукового образа используется удивительнейшая особенность человеческого слуха — избирательная способность по направлению. Слушатель, концентрируя свое внимание в направлении выделяемого им источника звука, способен ослаблять маскирующее действие звуков, приходящих с других направлений, что приводит к улучшению разделимости сигналов и, в конечном счете, к повышению прозрачности звучания при стереовоспроизведении. Заметим, что протяженность КИЗ при двухканальной звукопередаче является управляемой. Путем выбора определенных значений ΔL , Δt или $R(\Delta t)$ канальных сигналов стереопары, формирующих звучание того или иного музыкального инструмента воспринимаемой панорамы, для каждого из них может быть найдена оптимальная протяженность звукового образа и соответствующего ему очага возбуждения в слуховом центре головного мозга слушателя, при которых достигается наиболее точное и естественное восприятие.

При количественной оценке разделимости сигналов в качестве критериев удобно использовать *относительный порог слышимости* h (в децибелах) для каждого из выделяемых КИЗ, а для речевой панорамы — *разборчивость* W_p (в процентах). Преимуществом данных критериев является их универсальность, простота получения в ходе эксперимента и, что самое главное, возможность перехода к обобщенному критерию. Обобщенный критерий используется обычно при математическом моделировании процесса бинауральной демаскировки сигналов и оценивает разделимость воспринимаемых сигналов при изменении отношения сигнал/шум K для каждого из них. При этом шумом условно называют всю оставшуюся совокупность сигналов, маскирующую выделяемый сигнал. Не останавливаясь здесь на изложении сущности этих моделей, подробно описанных в [11], покажем наличие количественной связи между значениями K и h (или W_p).

Предположим, что пространственная звуковая панорама состоит из идентичных по тембру и динамике звучания КИЗ (наихудший случай для восприятия) и создана интенсивным методом. Пусть при изменении пространственного положения КИЗ уровни громкости каждого из них (при поочередном предъявлении слушателю) остаются неизменными. При локализации всех КИЗ в одной точке (этот случай соответствует монофонической передаче и достигается при отсутствии ΔL для всех пар сигналов, формирующих эти КИЗ) относительный порог слышимости для каждого из них будет иметь максимальное значение

$$h_{\Delta L=0} = L_c \Delta L=0 - L_n \Delta L=0, \quad (1.7)$$

где $L_c \Delta L=0$ и $L_n \Delta L=0$ — соответственно уровни полезного (выделяемого) и маскирующего сигналов в децибелах. При введении ΔL , не одинаковых по значению и знаку для пар сигналов, формирующих каждый из этих КИЗ (этот случай соответствует стереовоспроизведению), получаем

$$h_{\Delta L \neq 0} = L_c \Delta L \neq 0 - L'_n \Delta L \neq 0, \quad (1.8)$$

где $L_c \Delta L \neq 0$ и $L'_n \Delta L \neq 0$ — те же самые величины, но при $\Delta L \neq 0$. Отсюда изменение порога слышимости Δh , выделяемого КИЗ, при переходе от моно- к стереозвучанию может быть найдено как

$$\Delta h = L_n \Delta L=0 - L'_n \Delta L \neq 0. \quad (1.9)$$

Изменение порога слышимости Δh характеризует способность слуха разделять сигналы. Правая часть выражения (1.9) представляет собой изменение уровня

маскирующего сигнала, численно равное при постоянном значении уровня полезного сигнала $L_{с \Delta L=0} = L_{с \Delta L \neq 0}$ относительному изменению величины K .

В случае речевых источников к обобщенному критерию можно перейти, если воспользоваться семейством экспериментально найденных зависимостей слоговой разборчивости W_p (в процентах) от уровня речи L_p (в децибелах), полученных при различных уровнях маскирующего шума $L_{ш}$ (в децибелах). Зная уровень и разборчивость выделяемого КИЗ, можно из этих зависимостей определить уровень эквивалентного шума, оказывающего такое же маскирующее действие на полезный источник звука как и вся совокупность остальных одновременно воспринимаемых КИЗ. С учетом этого (как и ранее) можно написать

$$K_{\Delta L=0} = L_{p \Delta L=0} - L_{ш \Delta L=0}; \quad K_{\Delta L \neq 0} = L_{p \Delta L \neq 0} - L'_{ш \Delta L \neq 0} \quad (1.10)$$

и далее получить

$$K'_{\Delta L} = K_{\Delta L \neq 0} - K_{\Delta L=0} = L_{ш \Delta L=0} - L'_{ш \Delta L \neq 0}, \quad (1.11)$$

где $K'_{\Delta L}$ — выраженное в децибелах относительное изменение значения K для выделяемого КИЗ.

Если значения Δh , W_p или $K'_{\Delta L}$ возрастают при переходе от монофонического к стереофоническому звучанию, то это свидетельствует о более высокой разделимости сигналов при стереофоническом звучании вследствие пространственного разнесения КИЗ, составляющих звуковую панораму. На рис. 1.12 приведены результаты, полученные для простейшей пространственной панорамы, состоящей из трех источников. Причем один из этих КИЗ постоянно расположен в центре базы, а два других

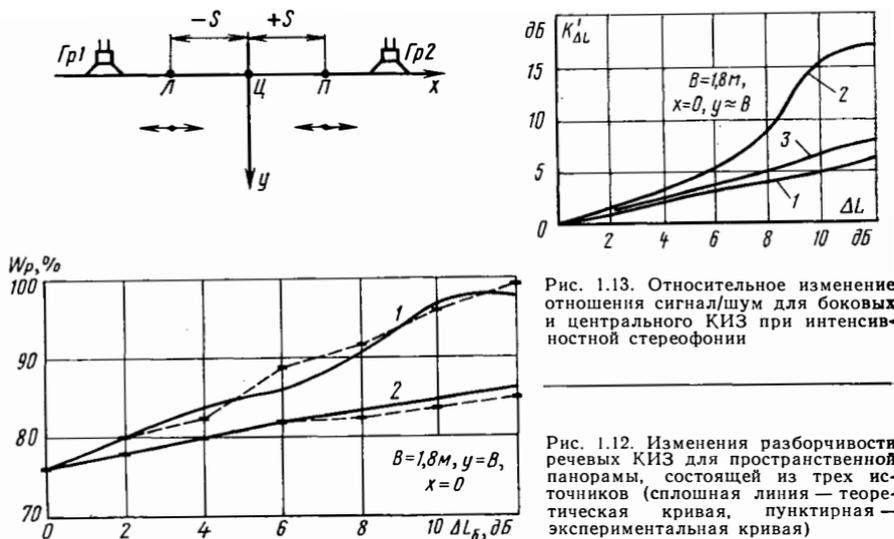


Рис. 1.13. Относительное изменение отношения сигнал/шум для боковых и центрального КИЗ при интенсивностной стереофонии

Рис. 1.12. Изменения разборчивости речевых КИЗ для пространственной панорамы, состоящей из трех источников (сплошная линия — теоретическая кривая, пунктирная — экспериментальная кривая)

получают одинаковые по величине, но противоположные по знаку смещения $\pm S$ от центра базы. Уровни громкости КИЗ при их поочередном предъявлении слушателю при всех значениях вводимых ΔL одинаковы. На рис. 1.12 по оси абсцисс отложены значения ΔL_6 , вводимые для боковых КИЗ, а по оси ординат — значения слоговой разборчивости W_p для центрального (кривая 2) и боковых (кривая 1) источников. Нетрудно видеть, что пространственное разнесение КИЗ ($\Delta L_6 \neq 0$) улучшает их разделимость, однако наиболее резко это проявляется для боковых КИЗ и воспринимается на слух как «провал середины».

На рис. 1.13 показано изменение отношения сигнал/шум $K'_{\Delta L}$ для центрального (кривая 1) и боковых (кривая 2) КИЗ в зависимости от вводимых значений ΔL_0 . Кривая 3 соответствует равенству $(K'_{\Delta L})_{\text{бок}} = (K'_{\Delta L})_{\text{ц}}$. Эти данные получены для речевой панорамы (см. рис. 1.12) методом, изложенным ранее, и также свидетельствуют о преимущественном разделении боковых источников.

Исследования [11] показывают, что для получения одинаковой делимости каждого из КИЗ, составляющих панораму, их уровень громкости должен возрастать при приближении к центру базы. Кроме того, для каждого размера базы B существует свое оптимальное отношение громкостей (баланс уровней) КИЗ, соответствующее наилучшей прозрачности звучания стереопанорамы в целом. Поэтому, строго говоря, воспроизведение стереосигнала слушателем должно производиться при том же самом размере базы, что и его формирование, тогда не будет нарушен задуманный звукорежиссером баланс громкостей в звучании отдельных элементов стереопанорамы. С этой точки зрения размер базы должен составлять 2,5—3,5 м.

1.6. Восприятие акустической атмосферы первичного помещения

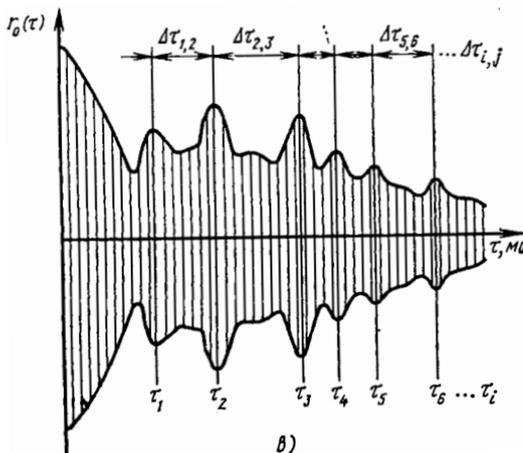
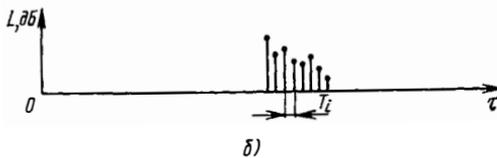
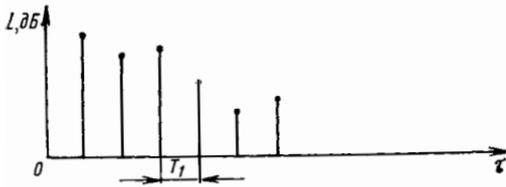
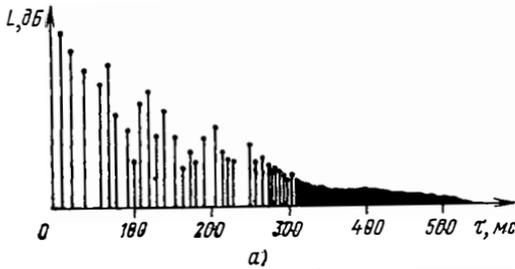
Носителем информации об акустических свойствах первичного помещения является его реверберационный процесс. Реверберационный процесс образует воздействующие на микрофон звуковые волны, отраженные от поверхностей этого помещения и отличающиеся от прямой звуковой волны уровнем, спектральным составом и направлением прихода. Пространственность реверберационного процесса является важнейшей его особенностью, существенно улучшающей благодаря присущей уху избирательной способности по направлению восприятие всех его временных и частотных особенностей.

Типичная для всех помещений временная структура реверберационного процесса представлена на рис. 1.14а. Начальный участок реверберационного процесса, состоящий из ряда дискретных отражений, несет информацию в основном о геометрических размерах помещения, его объеме. Завершающий участок, характеризующийся достаточно большим количеством отзвуков в единицу времени, определяется так называемую «гулкость» помещения. Исследования особенностей временных структур ревербирующих сигналов, выполненные корреляционным методом, показывают, что коррелограммы таких сигналов (рис. 1.14б) содержат множество энергетических пиков, различающихся как по уровню, так и по расположению их на временной оси. Все это позволяет рассматривать реверберационный процесс (рис. 1.14а) как совокупность (сумму) аperiodических процессов и групп периодических отзвуков (рис. 1.14б), каждая из которых имеет различный период следования T_i и неодинаковое расположение на оси τ , где τ — текущее время реверберационного процесса.

Учитывая корреляционную природу слуха, можно считать, что группы периодических отражений (см. рис. 1.14б) составляют при воспроизведении сигнала в помещении прослушивания (жилая комната) отзвуки высокого уровня, несущие информацию об акустических свойствах первичного помещения. Причем если разница во времени поступления к слушателю соседних пиков кратковременной функции корреляции ($\Delta\tau_{1,2}$; $\Delta\tau_{2,3}$; ...; $\Delta\tau_{i,j}$) меньше порогового значения $\Delta\tau_{\text{п}}$, то эти отзвуки высокого уровня воспринимаются слитно. При $\Delta\tau_{i,j} > \Delta\tau_{\text{п}}$ они воспринимаются раздельно.

Измерение временных интервалов между соседними пиками кратковременной функции корреляции реверберационных процессов реальных помещений показало, что условия раздельного восприятия слушателем отдельных частей ревербирующего сигнала выполняется достаточно часто. Об этом говорит также и тот факт, что длительность слуховой памяти (25—50 мс) значительно меньше длительности реверберационных процессов первичных помещений (0,8—2,0 с). Поэтому при окончательной обработке ревербирующего сигнала в высших нервных центрах, т. е. при его превращении в ощущения, образуется целый ряд раздельно воспринимаемых вторичных звуковых образов.

При стереовоспроизведении реверберационные продолжения канальных сигналов различны. Вследствие маскирующего действия головы слушателя (вызывающего значительное ослабление обходных сигналов, поступающих от левого



громкоговорителя на правое ухо и наоборот) это различие в значительной степени сохраняется и для сигналов, воздействующих на уши слушателя. Это приводит к локализации вторичных КИЗ в различных точках на линии базы стереосистемы. Иначе говоря, при стереовоспроизведении благодаря особенностям бинаурального слуха частично восстанавливается пространственность прихода отзвуков, свойственная первичному помещению, и улучшаются тем самым условия для их восприятия.

Восприятие направлений прихода отзвуков ограничено при стереовоспроизведении углом, под которым видны громкоговорители из точки расположения слушателя.

При монофонической передаче все отзвуки, составляющие реверберационный процесс в первичном помещении воспринимаются слушателем, как исходящие из одного громкоговорителя. Они в значительной степени маскируются прямым звуком, поступающим от исполнителя к микрофону по кратчайшему пути, что затрудняет их выделение и тем самым проведение слуховой оценки акустических свойств первичного помещения. При моновоспроизведении оказывается невозможным разделение сигналов по направлению их прихода.

Рис. 1.14. К пояснению временной структуры реверберационного процесса

1.7. Естественность и богатство тембров

Реверберационный процесс первичного помещения обогащает звучание, делает воспринимаемые тембры инструментов и голосов более разнообразными и тоньше нюансированными.

Частотное представление реверберирующего сигнала приводит к выражению для мгновенного спектра мощности реверберирующего сигнала [11] в виде

$$\Psi_t(\omega, \tau) = \Psi_t(\omega) \Psi_\tau(\omega), \quad (1.12)$$

где $\Psi_t(\omega)$ — мгновенный спектр мощности сигнала, излучаемого источником звуковых колебаний; $\Psi_\tau(\omega)$ — мгновенный спектр мощности импульсного отклика первичного помещения, определяемый как

$$\begin{aligned} \Psi_\tau(\omega) &= \sum_{i=1}^k \sum_{j=1}^k a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau) \cos[\omega(\tau_i - \tau_j)] = \\ &= \sum_{i=1}^k a_i^2 m^2(\tau_i - \tau) + \sum_{i \neq j}^k \sum_{j=1}^k a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau) \cos[\omega(\tau_i - \tau_j)], \\ \tau_i < \tau \text{ и } \tau_j < \tau, \end{aligned} \quad (1.13)$$

здесь a_i и a_j — амплитуда i -го и j -го отзвуков, воспринимаемых микрофоном; τ_i и τ_j — время запаздывания каждого из этих отзвуков; τ — текущее время реверберационного процесса; t — текущее время, излучаемого сигнала; $m(\tau_i - \tau)$ и $m(\tau_j - \tau)$ — весовая функция, характеризующая память слуховой системы

$$m(\tau_i - \tau) = \frac{1}{T_n} e^{-\frac{\tau_i - \tau}{T_n}} \quad \text{и} \quad m(\tau_j - \tau) = \frac{1}{T_n} e^{-\frac{\tau_j - \tau}{T_n}}. \quad (1.14)$$

$\tau_i < \tau$ $\tau_j < \tau$

Функции $m(\tau_i - \tau)$ и $m(\tau_j - \tau)$ равны 0 при $\tau > \tau_i$ и $\tau > \tau_j$. Величина T_n характеризует длительность памяти слуховой системы. Второе слагаемое в выражении (1.13) зависит от частоты и приводит к искажению формы спектра воспринимаемого сигнала $\Psi_t(\omega, \tau)$ по сравнению с излучаемым сигналом $\Psi_t(\omega)$. Поэтому, с одной стороны, наличие большого числа повторений звука в первичном помещении увеличивает длительность слухового восприятия каждого элемента, быстро изменяющегося во времени звукового события, и создает тем самым необходимые предпосылки для тонкого анализа особенностей воспроизводимых сигналов. Однако, с другой стороны, использование этой возможности затруднено наличием интерференционных явлений, возникающих при одновременном восприятии нескольких таких повторений, различающихся по фазе и времени поступления. По-видимому, информация о тембральных особенностях звучания будет передана тем точнее, чем лучше в каждый момент времени τ соответствие между огибающими мгновенного спектра мощности реверберирующего сигнала и сигнала, излучаемого источником звуковых колебаний. В качестве величины, оценивающей несоответствие огибающих, может служить отношение

$$\eta_t(\tau) = \frac{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left| \sum_{i \neq j}^k \sum_{j=1}^k a_i a_j m(\tau_i - \tau) m(\tau_j - \tau) \cos[\omega(\tau_i - \tau_j)] - \Psi_\tau \right| \Psi_\tau(\omega) d\omega}{\int_{\omega_1}^{\omega_2} \left(\sum_{i=1}^k a_i^2 m^2(\tau_i - \tau) + \Psi_\tau \right) \Psi_t(\omega) d\omega} \quad (1.15)$$

где Ψ_τ — величина постоянная во всем диапазоне воспроизводимых частот от ω_1 до ω_2 , определяемая из условия

$$\int_{\omega_1}^{\omega_2} [\Psi_t(\omega, \tau) - \Psi_\tau \Psi_t(\omega)] d\omega = 0. \quad (1.16)$$

Величина $\eta_t(\tau)$ называется коэффициентом интерференционных искажений. Передаваемые тембры воспринимаются наилучшим образом, если при всех значениях τ $\eta_t(\tau) = 0$.

На начальном участке реверберационного процесса, где слуховое ощущение в каждый момент времени τ определяется малым числом отзвуков, наиболее заметны эффекты текущей интерференции импульсного отклика помещения, приводящие при неудачном расположении микрофонов и источника звука в первичном помещении к искажениям тембра передаваемого звучания. На завершающем участке реверберационного процесса в каждый момент времени приходит достаточно большое число повторений, различных по уровню и по времени поступления в точку расположения микрофона. Кроме того, слуховая память человека сохраняет еще и более ранние по времени прихода отзвуки. Поэтому суммарное число формирующих слуховое ощущение сигналов импульсного отклика помещения здесь оказывается настолько большим, что эффекты текущей интерференции в основном сглаживаются. На завершающем участке реверберационного процесса практически имеет место энергетическое суммирование сигналов отзвуков. Поэтому наблюдается хорошее соответствие между огибающими мгновенных спектров мощности $\Psi_t(\omega, \tau)$ и $\Psi_t(\omega)$. В этом случае значение $\eta_t(\tau) \approx 0$.

Анализ интерференционных явлений в стереофонических системах звукопередачи позволяет утверждать, что:

а) в общем случае частотные зависимости звукового давления возле левого и правого уха не одинаковы; местоположения максимумов и минимумов их не совпадают. Поэтому если какая-либо частотная составляющая сложного сигнала на входе одного уха оказывается ослабленной, то через другое ухо (другой канал слуховой системы) эта составляющая проходит со значительно меньшим ослаблением или вообще без него. В отличие от этого, при монофоническом воспроизведении интерференционные искажения сигналов, воздействующих на левое и правое ухо слушателя, всегда идентичны, и по этой причине происходит подавление одних и тех же частотных составляющих спектра;

б) различие временных структур ревербирующих сигналов при стереовоспроизведении и сохраняющаяся вследствие маскирующего действия головы слушателя значительная независимость левого и правого воспринимаемых сигналов используются слуховой системой для еще большего уменьшения интерференционных искажений суммарного сигнала, формирующего слуховое ощущение.

Эти две перечисленные причины не являются единственными, способствующими более правильной передаче тембров инструментов и голосов. Пространственное разнесение звуковых образов, присущее стереовоспроизведению, уменьшает их взаимное маскирующее действие, являющееся, как известно, частотно-зависимым. Поэтому пространственное разнесение звуковых образов также должно способствовать улучшению условий для более правильного восприятия тембров при стереовоспроизведении.

1.8. Пространственные искажения звуковой панорамы

При формировании «оптимальной» пространственной панорамы звукорежиссер всегда занимает место на оси симметрии контрольных громкоговорителей студийной аппаратной. При этом каждому КИЗ соответствуют те или иные значения ΔL и Δt . При асимметричном расположении слушателя относительно громкоговорителей $Gp1$ и $Gp2$, установленных в жилом помещении, возникают дополнительные временные $\Delta t_{x,y}$ и интенсивностные $\Delta L_{x,y}$ разности, обусловленные различным расстояний до громкоговорителей, а также их полярными характеристиками. Появление $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta t_{x,y}$ приводит к тому, что воспринимаемая слушателем стереопанорама будет отличаться от исходной (оптимальной), т. е. приводит к возникновению *пространственных искажений*. Наглядное представление о характере пространственных искажений дает рис. 1.15. Смещение слушателя в сторону от оси симметрии громкоговорителей вызывает сильную деформацию исходной стереопанорамы: значительная часть составляющих ее звуковых образов оказывается расположенной в области ближайшего громкоговорителя ($Gp2$ на рис. 1.15а).

Количественные результаты, позволяющие оценить эти пространственные искажения, приведены на рис. 1.15б. Здесь показано смещение $\frac{S}{(B/2)}$ каждого из пяти речевых КИЗ, составляющих стереопанораму, при боковом перемещении

слушателя на расстояние x . Эти данные получены экспериментальным путем для случая ненаправленных громкоговорителей при $B=1,8$ м и $y=1,5$ м. Начальное положение каждого из этих КИЗ, соответствующее симметричному положению слушателя, показано в левой части рис. 1.15б. Заметим, что если бы в исследуемой системе звуковоспроизведения отсутствовали пространственные искажения, то зависимости $\frac{S}{(B/2)} = f(x)$ для каждого из этих источников имели бы вид прямых линий, параллельных оси абсцисс.

Из полученных кривых следует, что наибольшее смещение от первоначального положения претерпевает КИЗ, расположенные в средней части панорамы (источники 2, 3, 4 на рис.

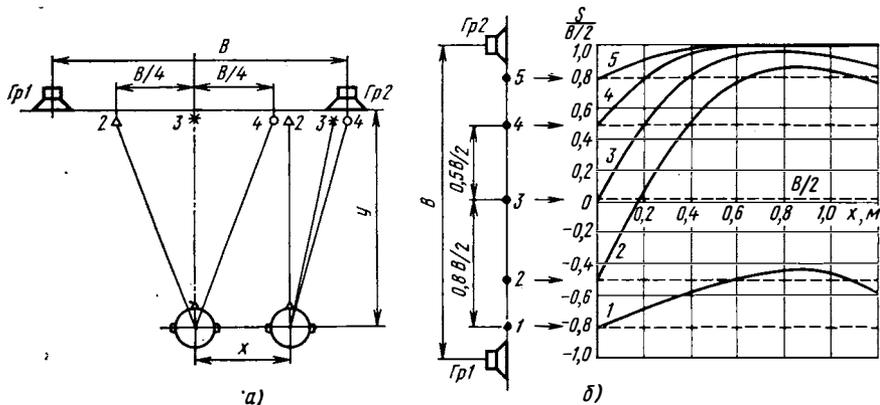


Рис. 1.15. Искажения пространственной панорамы при боковом перемещении слушателя вправо вдоль линий базы

1.15б). Кажущиеся источники звука, находящиеся дальше от центра базы (1 и 5), меньше подвержены пространственным искажениям вследствие нелинейности (по краям) зависимости $\frac{S}{(B/2)} = f(\Delta L, \Delta \tau)$, так как при формировании

этих источников введены большие различия ΔL или $\Delta \tau$ ($\Delta L > 7$ дБ или $\Delta \tau > 0,8$ мс). Для источников, расположенных в позициях громкоговорителей, пространственные искажения практически отсутствуют, так как введенные ΔL или $\Delta \tau$ при их образовании значительны ($\Delta L > 20$ дБ или $\Delta \tau > 2-3$ мс). Можно считать, что в этом случае мы имеем два действительных источника, каждый из которых образуется только сигналом своего канала.

Пространственные искажения, проявляющиеся в изменении местоположения КИЗ относительно своего первоначального (задуманного звукорежиссером) положения, достигают максимальных значений при $x = \pm B/2$, т. е. когда слушатель находится напротив одного из громкоговорителей. В этом случае наблюдается «разрыв» стереопанорамы на две части: большая часть КИЗ локализуется в направлении ближайшего громкоговорителя, остальные — в области наиболее удаленного громкоговорителя. Наибольшие пространственные искажения свойственны КИЗ, расположенным в средней части панорамы.

Появление пространственных искажений сопровождается также целым рядом других изменений. Прежде всего теряется раздельность восприятия отдельных частей звуковой панорамы, а значит, и свойственная стереофонии высокая степень прозрачности звучания.

Пространственные искажения приводят также к нарушению музыкального баланса в стереопанораме или баланса громкостей [11]. Следствием нарушения баланса громкостей является еще большее ухудшение прозрачности звучания.

И наконец, направления восприятия отраженных звуков первичного реверберационного процесса искажаются в той же мере, что и направления восприятия прямых звуков. Теряется пространственное разделение «вторичных» КИЗ, а следовательно, ухудшаются условия для восприятия акустической атмосферы первичного помещения. Пространственное сближение КИЗ увеличивает их час-

точно-зависимое взаимное маскирующее действие, что приводит также к ухудшению условий для правильного восприятия тембров инструментов и голосов. Существенное влияние при этом оказывает и частотная зависимость характеристик направленности громкоговорителей.

1.9. Зона стереоэффекта

Итак, предпочтительность стереовоспроизведения существенным образом зависит от местоположения слушателя относительно громкоговорителей. Весьма убедительным подтверждением этому являются результаты описанных здесь экспертиз. Фонограммы для проведения экспертиз были подготовлены звукорежиссером в двух вариантах: стереофоническом и монофоническом. Они имели длительность около 20 с и представляли собой симфоническую, эстрадную камерную музыку и хоровое пение. Прослушивание сравнимых отрывков осуществлялось в помещении типа жилой комнаты площадью 26 м². Слушательские места располагались равномерно, для каждого из этих мест определялась предпочтительность стереовоспроизведения, что дало возможность построить кривые равной предпочтительности.

Типичная картина полученных при этом результатов, усредненных по всем типам программ, представлена на рис. 1.16. При выполнении этих исследований было установлено, что предпочтительность стереовоспроизведения перед монофоническим снижается от 90 (если слушатель находится на оси симметрии

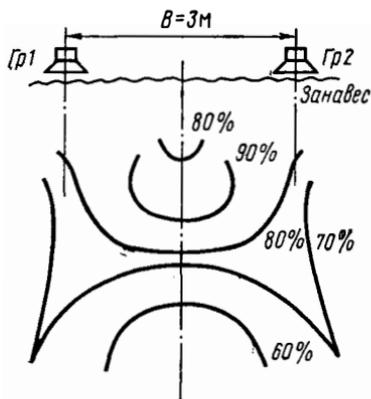


Рис. 1.16. Изменение предпочтительности в помещении прослушивания при стереовоспроизведении

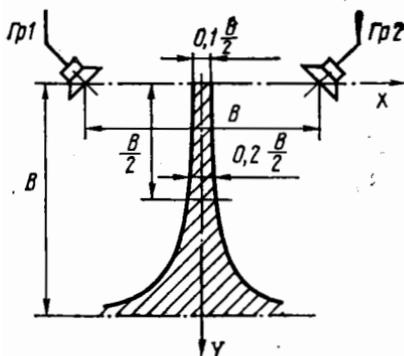


Рис. 1.17. Зона стереоэффекта при двухканальном звуковоспроизведении

громкоговорителей) до 60% (когда он расположен напротив одного из громкоговорителей). При этом зоны наивысшей предпочтительности (свыше 85%) совпадают с зонами качественно правильной локализации, где еще возможно уверенное пространственное разделение звуковых образов, составляющих стереопанораму. Предпочтительность стереовоспроизведения сохраняется при боковом смещении слушателя с оси симметрии громкоговорителей Гр1 и Гр2 до тех пор, пока ансамбль воспринимается пространственно разделенным хотя бы на три группы. И наконец, когда число воспринимаемых направлений сокращается до одного, предпочтительность стереовоспроизведения исчезает.

Площадь пола жилого помещения, в каждой точке которой преимущества стереофонии проявляются в достаточно полной мере, назовем *зоной стереоэффекта*. Форма и размеры зоны стереоэффекта для самого общего случая приведены на рис. 1.17 [17]. Для определения размера зоны стереоэффекта, обеспечиваемой каждой конкретной звуковоспроизводящей системой, необходим более точный количественный критерий для ее оценки. Учитывая наличие тесной связи между предпочтительностью и возможностью пространственного разделения КИЗ, воспользуемся для оценки зоны стереоэффекта пространственной звуковой панорамой, состоящей из трех КИЗ. И пусть в случае симметричного рас-

положения слушателя (рис. 1.18а) один из этих КИЗ локализуется в точке $-0,5 B/2$; второй — в центре базы и третий — в точке $+0,5 B/2$. Смещение слушателя с оси симметрии громкоговорителей (рис. 1.18б) приводит к появлению пространственных искажений, зависящих от координат слушателя x , y и формы полярных характеристик громкоговорителей.

Зону стереоэффекта определим как часть площади пола помещения прослушивания, находясь на которой слушатель способен пространственно различить

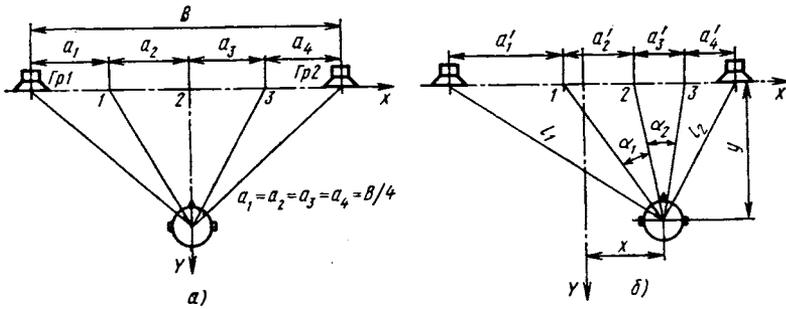


Рис. 1.18. К определению боковых границ зоны стереоэффекта

левый, правый и центральный звуковые образы. Эта зона ограничена кривой, в каждой точке которой одновременно выполняются условия

$$a_1 \geq a'_1 \text{ и } a_2 \geq a'_2, \quad (1.17)$$

где a_1 и a_2 — расстояния между боковыми (левым, правым) и центральным звуковыми образами (определяются для каждого места прослушивания после обработки данных субъективно-статистических экспертиз); a'_1 и a'_2 — минимально допустимые расстояния от центрального до левого и правого звуковых образов, являются функцией координат слушателя x , y и местоположения $S_{ц}$ центрального звукового образа на линии базы стереосистемы.

Расчетные формулы для определения значений a'_1 и a'_2 при известном положении центрального КИЗ могут быть легко найдены из геометрических соображений и представлены в виде

$$a'_1 = y \left(\frac{\operatorname{tg} \alpha - z}{1 + z \operatorname{tg} \alpha} + z \right); \quad a'_2 = y \left(\frac{\operatorname{tg} \alpha + z}{1 - z \operatorname{tg} \alpha} - z \right), \quad (1.18)$$

где $z = (S_{ц} - x)/y$; α — минимальный угол между направлениями на соседние КИЗ, при котором еще возможно их раздельное восприятие по направлению. По данным наших исследований α_{\min} составляет $6-8^\circ$ (для горизонтальной плоскости). Значения a'_1 и a'_2 могут быть вычислены заранее для разных значений x , y и B и представлены в виде таблиц.

Неравенства (1.17) определяют боковые границы зоны стереоэффекта¹. При слишком малом и слишком большом удалении (y) слушателя от линии базы предпочтительность заметно падает (см. рис. 1.16). Оптимальным принято считать удаление $y \approx B$, при котором угол ψ между направлениями на громкоговорители составляет примерно 60° . При $\psi > 90^\circ$ наблюдается подъем центральной части стереопанорамы над линией базы. Максимальное удаление слушателя от линии базы определяется разрешающей способностью слуха в азимутальной плоскости; для панорамы, состоящей из трех КИЗ, угол $\psi \geq 18 \div 23^\circ$. Из изложенного следует, что передняя и задняя границы зоны стереоэффекта могут быть найдены из условия

$$18^\circ \leq \psi \leq 90 \div 120^\circ. \quad (1.19)$$

¹ Возможен и более простой способ оценки боковых границ зоны стереоэффекта по допустимому смещению центрального КИЗ от своего исходного положения. Его сущность подробно изложена в [11]. Он используется, как правило, при оперативной оценке систем, когда не требуется точное знание картины пространственных искажений.

Итак, неравенства (1.19) и (1.17) определяют границы *реальной зоны стереоэффекта*, т. е. обеспечиваемой испытываемой звуковоспроизводящей системой. (Размеры зон стереоэффекта для некоторых серийных стереофонических громкоговорителей приведены в гл. 3.)

Размеры начальной зоны стереоэффекта существенно зависят от B и полярных характеристик громкоговорителей.

Величиной, оценивающей пространственные искажения на том или ином месте прослушивания, может служить отношение

$$\gamma = \frac{|a_1 - a_1^0| + |a_2 - a_2^0| + |a_3 - a_3^0| + |a_4 - a_4^0|}{B}, \quad (1.20)$$

где a_3 и a_4 — расстояния от левого и правого громкоговорителей до левого и правого звуковых образов; a_3^0 и a_4^0 — то же самое, но для точки оптимального слушания ($x=0, y \approx B, \psi=60^\circ$); a_1^0 и a_2^0 — расстояния между боковыми (левым и правым) и центральным КИЗ, полученные для точки оптимального слушания ($x=0, y \approx B, \psi=60^\circ$).

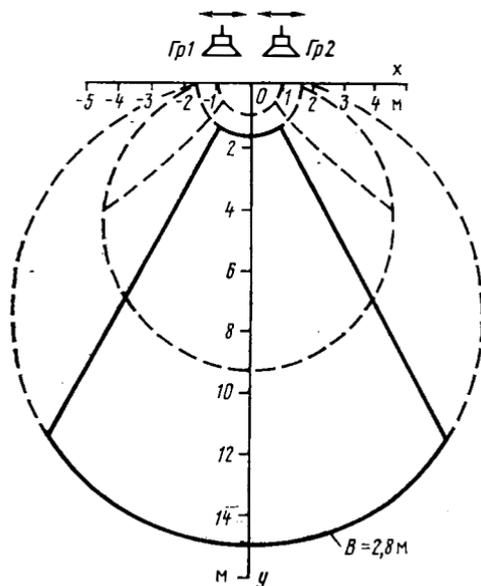
Заметим, что пространственные искажения отсутствуют ($\gamma=0$), если положения КИЗ на линии базы не изменяются при любом смещении слушателя с оси симметрии.

Числовыми характеристиками, оценивающими пространственные искажения по локализации в целом по всей площади реальной зоны стереоэффекта могут служить среднее арифметическое $\gamma_{\text{ср}}$ и дисперсия σ_γ^2 , величин γ , найденных для каждого места прослушивания, находящегося внутри этой зоны, т. е.

$$\gamma_{\text{ср}} = \frac{\sum_{i=1}^n \gamma_i}{n} \quad \text{и} \quad \sigma_\gamma^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (\gamma_i - \gamma_{\text{ср}})^2}{n-1}, \quad (1.21)$$

где n — число мест прослушивания; γ_i — величина, характеризующая искажения для i -го места прослушивания. Учитывая возможное при стереовоспроизведении явление разрыва КИЗ, следует говорить также о максимально возможной зоне стереоэффекта. Ее границы определяются условиями

$$18^\circ \leq \psi \leq 90^\circ \div 120^\circ, \quad \Delta \tau_{x,y} < \Delta \tau_{\text{п}}, \quad (1.22)$$



где $\Delta \tau_{\text{п}}$ — наименьшее пороговое значение временного сдвига канальных сигналов, вызывающее разрыв единого КИЗ на два действительных источника звука. Значения $\Delta \tau_{\text{п}}$ для различных вещательных сигналов приведены в табл. 1.5; ψ и $\Delta \tau_{x,y}$ при известном значении B легко могут быть найдены геометрическим путем для каждого места прослушивания. На рис. 1.19 показаны максимально возможные зоны стереоэффекта, которые могут быть получены при базах, равных $B=1,8$ и $2,4$ м при условии, что наименьшее значение $\Delta \tau_{\text{п}}=4$ мс.

Рис. 1.19. Размеры максимально возможных зон стереоэффекта для $B=1,8$ м и $B=2,8$ м ($18^\circ < \psi < 90^\circ$, $\Delta \tau_{\text{п}}=4$ мс)

Степень использования площади максимально возможной зоны стереозффекта испытываемой системы воспроизведения удобно оценивать отношением $\rho = S_p / S_{max}$, S_p и S_{max} — площади реальной и максимально возможной зон стереозффекта. Значения ρ всегда меньше 1.

1.10. Совместимость

Важнейшим требованием, предъявляемым к стереофонической системе на современном этапе, является совместимость с монофонической. Выполнение этого требования означает, что слушатель при воспроизведении двухканальной законсервированной записи (стереофонической магнитной фонограммы или пластинки) с помощью монофонического магнитофона или проигрывателя должен получать полноценное монофоническое звучание. Конечно, в этом случае звучание теряет все преимущества стереофонии, но как монофоническое, оно является полноценным, т. е. слушатель получает правильное представление о громкости и тембровых соотношениях инструментов и голосов, о динамике изменения звуковой картины, о звуковых планах и т. п.

Требование совместимости должно выполняться как на этапе создания стереофонической программы (в низкочастотном варианте), так и на этапе передачи стереофонического сигнала по радиоканалу. Совместимость в обоих случаях предполагает образование моносигнала посредством суммирования сигналов левого и правого каналов стереопары.

2

УСТРОЙСТВА ДЛЯ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ СТЕРЕОФОНИЧЕСКИХ ЗАПИСЕЙ

2.1. Усилительно-коммутационные устройства для бытовой радиоаппаратуры

Усилительно-коммутационные устройства (УКУ) являются одним из основных функциональных блоков радиокомплекса. С их помощью происходит усиление монофонических и стереофонических сигналов от микрофонов, радиоприемников, электромузыкальных инструментов, телевизоров, радиотрансляционной сети и других источников программ. Структурная схема УКУ изображена на рис. 2.1.

В настоящее время наша промышленность выпускает УКУ высшего и I классов качества. Основные параметры этих устройств приведены в табл. 2.1.

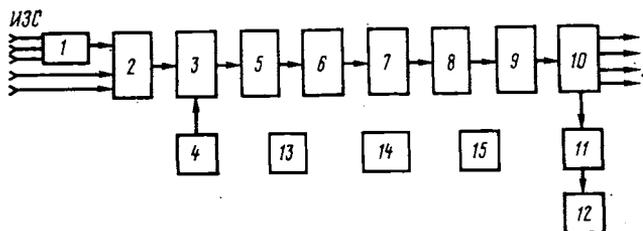


Рис. 2.1. Структурная схема УКУ:

1 — предварительный усилитель; 2 — входной коммутатор; 3 — переключатель УШП; 4 — УШП; 5 — переключатель «Моно-Стерео»; 6 — регулятор громкости и баланса; 7 — регуляторы НЧ и ВЧ; 8 — коммутатор ФВЧ, ФНЧ и тонкомпенсации; 9 — ОУ₁; 10 — выходной коммутатор; 11 — переключатель чувствительности измерителя уровней; 12 — измеритель уровней; 13 — сенсорный блок электронной коммутации; 14 — БДУ; 15 — блок питания

Основные параметры УКУ

Тип аппаратуры	Класс	Номинальный диапазон частот, Гц	Номинальная выходная мощность, В·А	Коэффициент гармоник, %	Тип громкоговорителя	Потребляемая мощность, В·А	Габариты, мм	Масса, кг
«Арктур-001-стерео»	Высший	20—20000	2×10	0,7	25АС-2	140	540×302×100	12
«Бриг-001-стерео»	Высший	20—20000	2×50	0,5	—	150	450×370×112	16
«Раднотехника-020»	Высший	20—30000	2×50	0,7	35АС-1	160	480×410×140	12
«Арктур-101-стерео»	1	40—18000	2×10	1,5	15АС-1 или 10МАС-1м	80	500×320×115	14
«ВЭФ-101 стерео»	1	40—18000	2×10	1,0	6МАС-4	75	386×290×100	6

ТАБЛИЦА 2.2

Основные параметры электрофонов и усилителей низкой частоты

Тип аппаратуры	Класс	Тип ЭПУ	Номинальный диапазон частот, Гц	Номинальная выходная мощность, В·А	Коэффициент гармоник, %	Тип громкоговорителя	Потребляемая мощность, В·А	Габариты, мм	Масса, кг
Электрофоны									
«Аккорд-001-стерео»	Высший	1ЭПУ-73С	63—15000	2×6	2	10МАС-1	80	465×380×250	32
«Аллегро-002-стерео»	Высший	1ЭПУ-73С	40—18000	2×50	0,7	35АС-1	180	565×410×225	75
«Арктур-003-стерео»	Высший	Ст-600В	40—20000	2×10	0,7	25АС-2	150	615×385×200	50
«Феникс-001-стерео»	Высший	ОЭПУ-2С	40—18000	2×15	1,5	20АС-2	150	630×420×210	60
«Электроника Б1-01»	Высший	Б1-01	40—18000	2×60	0,5	20АС-1	270	460×385×180 495×315×131	20 15
«Вега-101-стерео»	1	11ЭПУ-52С	63—125000	2×6	2,5	10МАС-1	60	465×320×185	30
«Вега-104м-стерео»	1	11ЭПУ-62СП	40—18000	2×15	0,7	15АС-4	100	592×360×200	40
«Вега-106-стерео»	1	О-600В	63—16000	—	0,7	—	50	410×350×170	13
«Мелодия-103-стерео»	1	11ЭПУ-62СМ (ПЭПУ-62СП)	63—16000	2×6	1,5	6АС-2	50	572×330×168	21
«Аккорд-201-стерео»	II	11ЭПУ-74С	100-10000	2×2	3	(2×4ГД-35)	40	395×325×166	15,6
«Феникс-002-квадро»	Высший	ОЭПУ-2С	63—18000	4×15	1,0	20АС-5	180	640×460×210	70
«Электроника Д1-011-квадро»	Высший	Б1-01	20—31500	4×25	0,5	—	260	505×151×420	20
Усилители низкой частоты									
«Одиссей-001-стерео»	Высший	—	20—30000	2×15	1,0	—	100	394×257×122	6,5
«Трембита-002-стерео»	Высший	—	20—20000	2×40	1,0	20АС-1	200	420×385×155	16
«Ростов-Дон-101-стерео»	Высший	—	40—18000	2×10	1,0	6АЕЛ-1	150	530×355×136	16,5
«Электрон-103-стерео»	1	—	30—30000	2×15	1,0	4ГД-36, 4ГД-8Е, 3ГД-31	70	425×295×148	12
«Электрон-104-стерео»	1	—	30—20000	2×15	0,7	4ГД-35, 4ГД-8Е, 2ГД-36	70	455×282×115	12
«Юпитер-квадро»	Высший	—	30—20000	4×15	1,0	4×20АС-1	290	501×380×144	15

В табл. 2.2 приведены основные параметры электрофонов (ЭФ) и усилителей низкой частоты (УНЧ), одним из основных функциональных узлов которых также являются УКУ, но не имеющие столь развитой системы коммутации и управления, как самостоятельные УКУ.

В перспективных разработках стереофонических УКУ обязательными является возможность работы УКУ от магнитофона (в режиме записи и воспроизведения), звукоснимателя, микрофона, в моделях высшего и I классов качества от тюнера, а в более дешевых моделях — от радиоприемника, а также возможность подключения к УКУ не только громкоговорителей, но и головных телефонов. В УКУ должна быть предусмотрена возможность регулировки формы АЧХ на нижних и верхних частотах, а в наиболее дорогих престижных моделях также и на средних. Наличие тонкомпенсации при понижении громкости является обязательным для всех УКУ. Обязательным является также наличие измерителей уровня.

На рис. 2.2 приведена ориентировочная структурная схема квадрафонического УКУ. Ряд функциональных блоков в конкретных моделях может отсут-

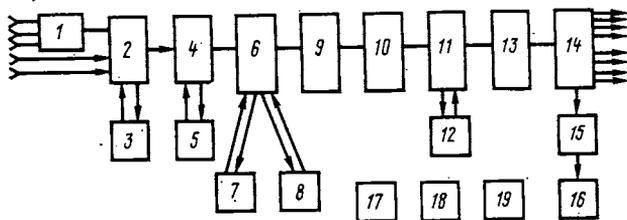


Рис. 2.2. Примерная структурная схема квадрафонического УКУ: 1 — принципиальный усилитель; 2 — входной коммутатор; 3 — коммутатор «Двойное стерео»; 4 — переключатель УШП; 5 — УШП; 6 — переключатель: «Моно», «Стерео», «Псевдоквадро», «Квазиквадро»; 7 — декодирующее (матричное) устройство; 8 — синтезатор псевдоквадрафонического сигнала; 9 — регуляторы громкости и баланса; 10 — регуляторы НЧ и ВЧ; 11 — коммутатор ФВЧ, ФНЧ, тонкомпенсации и эквалайзера; 12 — многополосный регулятор тембра (эквалайзер); 13 — ОУ₁, ОУ₂, ОУ₃ и ОУ₄; 14 — выходной коммутатор; 15 — переключатель чувствительности измерителя уровней; 16 — измерители уровней; 17 — сенсорный блок электронной коммутации; 18 — БДУ; 19 — блок питания

ствовать. Тем не менее наличие таких блоков как эквалайзер, матричный декодер, синтезатор псевдоквадрафонического сигнала, имеющий не один (как это принято сейчас), а несколько режимов работы, устройство шумоподавления существенно расширяют эксплуатационные возможности квадрафонического комплекса в целом.

2.2. Канал механической записи

Частотной характеристикой канала механической записи называют зависимость колебательной скорости v острия реза рекордера от частоты сигнала F . При записи синусоидального сигнала, описываемого выражением $X = X_m \sin \Omega t$, где X — амплитуда колебаний; Ω — круговая частота; t — текущее время, колебательная скорость равна

$$v = \frac{dX}{dt} = X_m \Omega \cos \Omega t = X_m^{\circ} \cos \Omega t \quad (2.1)$$

и связана с амплитудой гармонического колебания функцией $X_m = X'_m / \Omega$. Поэтому если при записи поддерживать постоянной амплитуду колебательной скорости X'_m , то на нижних частотах амплитуда колебаний X_m будет значительно возрастать и может превысить предельное значение. Чтобы этого не произошло на частотах ниже 400—500 Гц, запись производится при постоянной амплитуде колебаний и частотная характеристика записи в этой области имеет спад.

С повышением частоты длина волны λ записи уменьшается, так как

$$\lambda = \frac{V}{F} = \frac{\pi D n}{60 F}, \quad (2.2)$$

где n — частота вращения пластинки; V — линейная скорость движения иглы по канавке, см/с; D — диаметр канавки, см; F — частота записываемого сигнала, Гц. С уменьшением радиуса канавки, т. е. при приближении иглы к центру пластинки, уменьшается λ . При этом канавка сжимается, а сама запись приобретает форму острых пиков. Как только кривизна канавки становится равной кривизне острой иглы, игла выталкивается из канавки. Чтобы уменьшить кривизну записи на верхних частотах, можно увеличить частоту вращения пластинки, но это невыгодно, так как уменьшается время проигрывания. Поэтому на верхних частотах оставляют постоянной кривизну записи, для чего с ростом частоты повышают колебательную скорость реза.

Стандартная частотная характеристика канала механической записи приведена на рис. 2.3. Она представляет собой зависимость колебательной скорости реза рекордера от частоты при условии, что подводимое входное напряжение

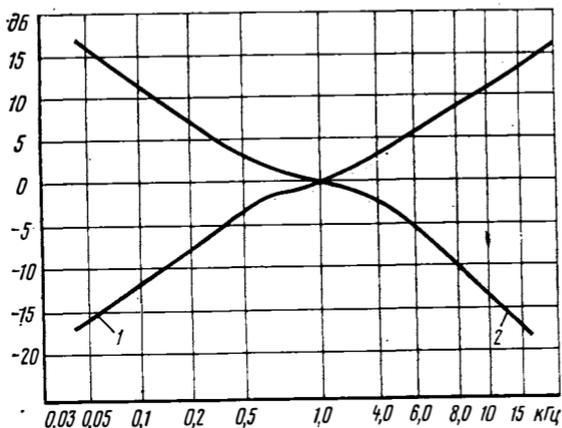


Рис. 2.3. Амплитудно-частотная характеристика канала механической записи (1) и частотная характеристика пьезоэлектрической головки (2)

постоянно во всем рабочем диапазоне частот. Обычно колебательная скорость выражается в децибелах по отношению к ее значению на частоте 1000 Гц. Максимальное значение колебательной скорости при стереозаписи принято равным 10 см/с, а на частоте 100 Гц она составляет 2,2 см/с.

Основными достоинствами стереофонических пластинок, являются достаточное большое время их звучания (20 мин), широкий диапазон частот от 30 до 15 000—18 000 Гц; низкий уровень шума, вызванного зернистой структурой пластинки, более широкий динамический диапазон, малые нелинейные искажения. Система механической записи стереосигнала на пластинку стандартизована [2], также как размеры и форма самой пластинки (ГОСТ 5289—73). Наиболее распространена частота вращения пластинки 33 1/3 об/мин. Чаще всего материалом для изготовления пластинки служит винилит.

2.3. Электропроигрывающие устройства

В состав электропроигрывающего устройства (ЭПУ) входят механизм, приводящий в движение грампластинку, звукосниматель, а также совокупность управляющих и контролирующих качество работы функциональных блоков. Качество ЭПУ имеет существенное значение при воспроизведении грамзаписи. В Hi-Fi аппаратуре электропроигрыватель является самостоятельным функциональным блоком.

Звукосниматель — это устройство, предназначенное для воспроизведения механической звукозаписи, содержащее головку звукоснимателя и тонарм.

Головка звукоснимателя преобразует колебания иглы в электрические сигналы или в изменения параметров электрической цепи. Она в значительной степени определяет качество воспроизведения.

В пьезоэлектрической головке звукоснимателя ЭДС обусловлена деформацией пьезоэлемента, возникающей при колебаниях иглы, в магнитной — электромагнитной индукцией, возникающей при колебаниях иглы.

К основным параметрам звукоснимателя относятся: чувствительность, зависимость чувствительности от частоты, прижимная сила, гибкость, разделение каналов, нелинейные искажения.

Под чувствительностью звукоснимателя η_3 понимают отношение напряжения, развиваемого звукоснимателем на номинальной нагрузке, к колебательной скорости v иглы, т. е. $\eta_3 = U/v$. Чувствительность принято измерять при воспроизведении сигнала с частотой 1000 Гц и амплитудой колебательной скорости иглы, равной 1 см/с. При этом сопротивление нагрузки пьезоэлектрического звукоснимателя должно составлять 1 МОм, а магнитного — 47 кОм. Обычно чувствительность пьезоэлектрических звукоснимателей составляет 50—100 мВ/(см/с), а магнитных — 0,5—2 мВ/(см/с), т. е. на два порядка меньше.

Частотной характеристикой головки звукоснимателя называется зависимость чувствительности от частоты при номинальной нагрузке и воспроизведении тональных сигналов, записанных с постоянной амплитудой X_m колебательной скорости. Чаще всего эту зависимость строят в децибелах по отношению к частоте 1000 Гц.

Напомним, что электродвижущая сила E , развиваемая пьезоэлектрической головкой, пропорциональна смещению острия иглы. Если бы запись производилась бы с постоянной колебательной скоростью, смещение острия иглы уменьшилось бы с повышением частоты. Вследствие этого электродвижущая сила, развиваемая такой головкой, уменьшалась бы пропорционально частоте. Однако для реальной частотной характеристики канала записи амплитуда колебательной скорости X_m возрастает с частотой таким образом, что обеспечивается с достаточным приближением постоянное значение E . Амплитудно-частотная характеристика пьезоэлектрической головки стандартизована, она приведена на рис. 2.3 и имеет вид, обратный частотной характеристике канала записи.

Чувствительность головки пьезоэлектрического звукоснимателя определяется выражением

$$\eta_{п.з} = \frac{P}{\Omega \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_p R_n}\right)^2}} \quad (2.3)$$

и зависит не только от пьезоэлектрической постоянной P , частоты Ω , емкости пьезоэлемента C_p , но также и весьма существенно, особенно в области нижних частот, от сопротивления нагрузки R_n . Выходное сопротивление пьезоэлектрической головки имеет емкостный характер и уменьшается с повышением частоты. Поэтому наибольшее влияние на чувствительность изменение сопротивления R_n оказывает в области нижних частот. На рис. 2.4 приведены АЧХ пьезоэлектрической головки для случая, когда частотная характеристика канала механической записи соответствует стандартизованной зависимости (см. рис. 2.3). Параметром этих кривых является сопротивление нагрузки R_n . Эти результаты подтверждают изложенные соображения и показывают, что наиболее плоская АЧХ тракта «канал механической записи — пьезоэлектрическая головка» получается, если сопротивление нагрузки головки составляет около 500 кОм. В этом случае корректирующий усилитель не требуется.

Магнитные головки развивают электродвижущую силу, пропорциональную колебательной скорости острия иглы. Поэтому напряжение на выходе таких головок повторяет по форме АЧХ канала механической записи (см. рис. 2.3). В этом случае необходима частотная коррекция для получения выходного напряжения, не зависящего от частоты. Очевидно, что АЧХ корректирующего усилителя для магнитной головки должна иметь форму, обратную частотной характеристике канала механической записи (см. рис. 2.3, кривая 2).

Принципиальная схема корректирующего усилителя, используемого в электропривывателе 1-ЭПУ73С, представлена на рис. 2.5. Усилитель состоит из

двух идентичных по схеме усилителей левого и правого каналов. В каждом из них применено по пять транзисторов. Коррекция частотных искажений головки производится в первых трех каскадах с помощью RC-цепей, включенных в цепь обратной связи. Степень коррекции определяется постоянными времени этих цепей, значения которых для данной схемы составляют: $\tau_1 = 3276$ мкс ($R10$ $C9$

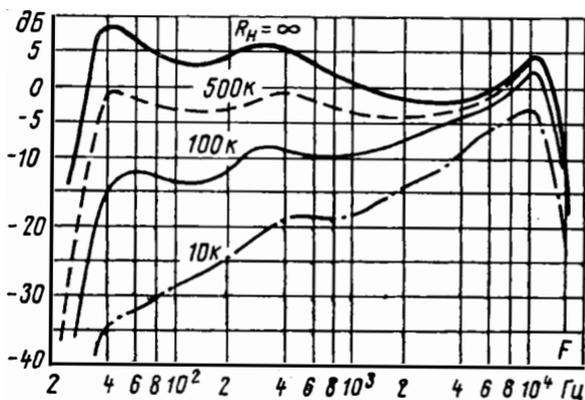


Рис. 2.4. Амплитудно-частотные характеристики пьезоэлектрической головки при различных сопротивлениях нагрузки

и $R14$ $C11$), $\tau_2 = 246$ мкс ($R11$ $C10$ и $R15$ $C12$) и $\tau_3 = 54$ мкс ($R12$ $C6 + R18$ $C6$ и $R16$ $C8 + R21$ $C8$)¹. В первых двух каскадах используются маломощные транзисторы П28, а входной транзистор работает в оптимальном режиме при малом токе коллектора (0,2 мА).

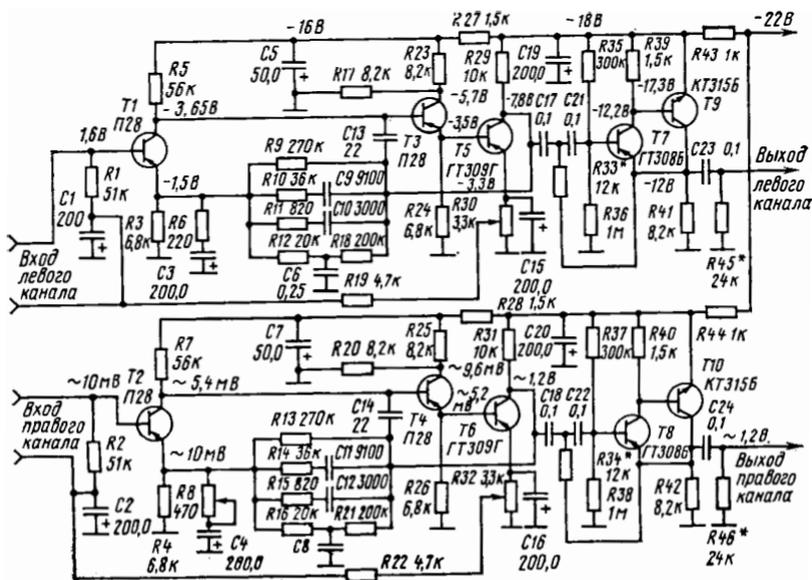


Рис. 2.5. Принципиальная схема корректирующего усилителя, используемого в электропроигрывателе типа 1-ЭПУ73С

¹ В соответствии с требованиями стандарта DIN 45-500 постоянные времени этих цепей равны: $\tau_1 = 3180$ мкс, $\tau_2 = 318$ мкс и $\tau_3 = 75$ мкс, а для стандарта RIAA $\tau_1 = 5000$ мкс, $\tau_2 = 280$ мкс и $\tau_3 = 60$ мкс.

Балансировка каналов производится резистором R_8 ; выходное напряжение (около 100 мВ) устанавливается резисторами R_{30} и R_{32} . Для уменьшения влияния вибраций ЭПУ усилитель имеет фильтр, обеспечивающий резкое уменьшение выходного напряжения на частотах ниже 30 Гц.

Применение корректирующего усилителя с частотной характеристикой, обратной той, которую имеет канал механической записи, позволяет при воспроизведении грамзаписи получить частотно-независимое выходное напряжение (конечно, с определенной степенью точности, как в любом реальном тракте).

На рис. 2.6 приведена принципиальная схема одного канала корректирующего усилителя электрофона «Электроника Б1-01». Транзисторы T_1 и T_2 включены по схеме с общим эмиттером и охвачены отрицательной обратной связью как по постоянному, так и по переменному току. Нагрузкой усилителя является истоковый повторитель (на рисунке не показан).
 Коррекция частотной характеристики осуществляется с помощью RC -цепей, включенных в цепь частотно-зависимой обратной связи (обведены тонкой линией). Выходное напряжение усилителя составляет $200 \div 250$ мВ.

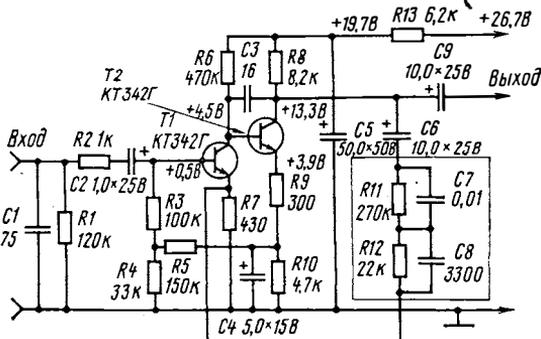


Рис. 2.6. Принципиальная схема корректирующего усилителя электропроигрывателя «Электроника Б1-01»

Напряжение, развиваемое магнитной головкой, существенно меньше, чем пьезоэлектрической. Оно составляет на нижних частотах от 1 до 4 мВ, а на верхних соответственно от 5 до 20 мВ. Так как в звуковом диапазоне уже приходится считаться с индуктивным L_r и активным сопротивлением R_r катушки, а также со входной емкостью головки C_r , то и здесь форма частотной характеристики головки зависит от выбранного сопротивления нагрузки R_n . Обычно R_n составляет 47 кОм при $C_r < 200 \div 300$ пФ.

Прижимная сила — это направленная вертикально статическая сила, действующая на немодулированную канавку грампластинки через иглу. Для стереофонической головки, имеющей радиус закругления 15 мк, допустимая нагрузка на иглу должна быть не более 0,07—0,1 Н. Если же прижимная сила становится слишком малой, ухудшаются условия обгания записи иглой, игла может выталкиваться из канавки, а в отдельных случаях прыгать по пластинке. Все это или способствует появлению дополнительных нелинейных искажений (при неточном обгании модуляции записи), или ведет к повышенному износу иглы и пластинки. Можно говорить о критической прижимной силе, под которой понимается наименьшее ее значение, при которой игла точно следует по канавке при наибольших допустимых амплитудах записи. Обычно рабочая прижимная сила выбирается на 20—25% выше критической.

Для пьезоэлектрических головок прижимная сила составляет 60—70 мН, что ведет к значительному износу игл и пластинок. Для магнитных головок требуемая прижимная сила существенно меньше и обычно колеблется от 15 до 25 мН, а в лучших образцах не превышает 7,5 мН.

Важное значение для правильного считывания информации при малой прижимной силе имеет гибкость подвижной системы головки. Гибкость звукоснимателя измеряется в статическом режиме и представляет собой отношение перемещения острой иглы к приложенной к нему силе. Чем больше гибкость, тем меньше требуется сила, необходимая для отклонения иглы на одно и то же расстояние. Гибкость и прижимная сила взаимосвязаны: при большей гибкости головки меньшая прижимная сила обеспечивает надежное следование иглы по канавке с записью.

Стереофоническая головка должна обладать повышенной гибкостью в горизонтальном и вертикальном направлениях. Недостаточная гибкость пьезо-

электрических головок связана с необходимостью деформирования пьезоэлементов для получения сигнала. В лучших образцах магнитных головок гибкость составляет $(10 \div 30) \cdot 10^{-3}$ м/Н.

Особым критерием, определяющим правильность размещения музыкальных инструментов на линии базы громкоговорителей, является переходное затухание между каналами. Для головок высшего класса во всем диапазоне слышимых частот оно должно составлять не менее 20 дБ вплоть до самых верхних частот. Наиболее важно обеспечить требуемое переходное затухание на частотах от 250—300 до 3000—5000 Гц, где сосредоточены максимумы спектральной энергии большинства музыкальных инструментов. Переходное затухание (разделение каналов при стереовоспроизведении) определяется из отношения

$$\beta = 20 \lg \frac{U_1}{U_2},$$

где U_1 — полезное напряжение на выходе левого (правого) канала; U_2 — напряжение, проникшее в правый (левый) канал сигнала, записанного в левом (правом) канале. Значение β измеряется с помощью тест-пластинки и существенно зависит также от угла перекоса головки. Если угол перекоса составляет 2° , то разделение каналов уменьшается на 6 дБ.

Нелинейные искажения при воспроизведении сигналов с пластинки обусловлены не только качеством преобразования самой головки звукоснимателя, но также существенным образом зависят от радиуса закругления иглы и от положения этой иглы в канавке. Влияние каждого из этих факторов достаточно подробно изложено в [19] и поэтому здесь не приводится.

Основные параметры отечественных магнитных головок представлены в табл. 2.3.

Основными достоинствами пьезоэлектрических головок звукоснимателей являются высокая чувствительность, наличие частотной характеристики, близкой к стандартной, простота конструкции и, как следствие этого, малая стоимость. Эти головки применяются в массовой аппаратуре.

ТАБЛИЦА 2.3

Параметры магнитных головок

Параметр	Тип головки				
	ГЗМ-105	ГЗМ-103	ГЗМ-003	ГЗМ-005	ГЗМ-008 *
Прижимная сила, мН	20	20	15	15	15
Номинальный диапазон воспроизводимых частот, Гц	31,5—18000	31,5—16000	20—20000	20—20000	20—20000
Чувствительность, мВ/см	0,7—1,7	0,7—1,7	0,7—1,7	0,7—1,7	0,7—1,7
Рассогласование частотных характеристик каналов, дБ, не более	2	2	2	2	2
Разделение каналов, дБ, не более, на частотах, Гц					
315	15	15	18	—	—
1000	23	23	25	25	25
5000	15	15	18	—	—
10 000	6—8	10	15	15	18
Гибкость подвижной системы, м/Н	$7 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$10 \cdot 10^{-3}$	$15 \cdot 10^{-3}$

* В головке используются бериллиевый иглодержатель и импортная игла меньшей массы, что позволило получить параметры, существенно превосходящие высший класс по ГОСТ 18631—73. В остальных головках иглодержатели алюминиевые.

Магнитные головки, обладая бóльшей гибкостью, позволяют существенно уменьшить прижимную силу, что дает возможность получить не только более высокое качество воспроизведения, но и значительно уменьшить износ пластинок. В магнитных головках используются алмазные иглы, причем форма их острей, сферическая. Магнитные головки находят применение в ЭПУ I и высшего классов качества.

Тонарм современного высококачественного ЭПУ — держатель головки звукоснимателя, обеспечивающий возможность ее перемещения по фонограмме, все в большей степени приобретает вид достаточно сложного устройства с множеством регулирующих органов. В табл. 2.4 для каждого из типов, выпускаемых отечественной промышленностью ЭПУ, приведены вспомогательные устройства, повышающие качество работы тонармов.

Прежде всего поясним влияние свойств тонарма на степень изрезанности частотной характеристики головки при воспроизведении грамзаписи. Известно, что нижняя резонансная частота F_n звукоснимателя определяется массой m_T тонарма и гибкостью C_T подвижной системы головки

$$F_n = \frac{1}{2\pi\sqrt{m_T C_T}}.$$

Гибкость магнитной головки настолько велика, что на АЧХ частота резонанса F_n располагается много ниже нижней воспроизводимой частоты. Гибкость пьезоэлектрической головки не удастся сделать столь малой, так как игла должна при воспроизведении вызывать деформацию кручения пьезоэлементов. Наличие этого низкочастотного резонанса (даже если его частота лежит ниже нижней границы диапазона слышимых частот) усиливает влияние вибраций движущихся частей проигрывателя, повышает износ канавок записи, подчеркивает механический резонанс громкоговорителей и их акустического оформления. Поэтому необходимо по возможности уменьшать значение F_n . Для тонармов с магнитной головкой F_n составляют единицы герц, а при применении пьезоэлектрической головки F_n возрастает до десятков герц.

Крутильные колебания тонарма вызывают резонансы в диапазоне от 100 до 500 Гц. Эти колебания обусловлены звуковой канавкой и при слабо зажато иглодержателе могут не передаваться тонарму. Иными словами, они характерны для тонармов, оснащенных жесткой воспроизводящей головкой (например, пьезоэлектрической), и практически незаметны при применении магнитной головки с большой гибкостью.

Резонансы, возникающие на частотах 500—6000 Гц, обусловлены встроенными деталями. Их можно избежать тщательностью проработки конструкции и монтажа головки, тонарма и иглодержателя.

Выбросы и провалы на верхних частотах АЧХ (>6000 Гц) зависят от действующей массы подвижной системы головки и гибкости материала пластинки. Кроме того, в звукоснимателях с пьезоэлектрической головкой возможен механический резонанс пьезоэлементов, приводящий к увеличению чувствительности (в диапазоне 5000—7000 Гц), а при применении магнитных головок — электрический резонанс, обусловленный индуктивностью катушки L_T , собственной емкостью головки C_T и емкостью подводных проводов.

Тонарм современного ЭПУ имеет механизм регулирования прижимной силы. Достаточно часто (даже в дорогих моделях) прижимную силу регулируют калиброванным грузом, перемещающимся по рычагу, на который нанесены деления в мН (рис. 2.7а). Например, такой способ регулирования выбран в проигрывателе «Zегго-100», где прижимная сила изменяется от 0 до 30 мН ступенями через 2,5 мН. Все большее распространение получает способ регулирования прижимной силы головки посредством вертикально расположенной плоской спиральной пружины, укрепленной на горизонтальной оси тонарма (рис. 2.7б). Этот способ обеспечивает линейное изменение прижимной силы в требуемых пределах и позволяет получить точность до 1 мН при симметричном давлении иглы на стенки канавки при изменении положения тонарма электропроигрывателя.

Перед установкой рекомендуемой для головки прижимной силы регулировочный винт или груз устанавливается в нулевое положение и производится балансировка тонарма (с головкой) в горизонтальной плоскости. Такая балан-

Тип ЭПУ	Форма и балансировка тонарма	Вспомогательные устройства						Система управления работой тонарма
		Автомат для установки диаметра пластинки	Автостоп	Механизм возврата звукоосциллятора на стойку	Компенсатор скатывающей силы	Регулятор прижимной силы звукоосциллятора	Микролифт	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1-ЭПУ-73С	Трубчатый, прямой, статически сбалансированный	На три диаметра	Механический	Имеется	Пружинного типа	Перемещающийся по тонарму грузик	Гидравлический	Механическая, предусматривающая установку на три диаметра, подвод к пластинке и отвод к стойке после срабатывания автостопа
0-ЭПУ-2с	Трубчатый, прямой, статически сбалансированный	Отсутствует	Оптоэлектронной системы	Имеется	По системе «нить—груз»	Имеется	Гидравлический ручной	Электронная (возврат звукоосциллятора на стойку)
«Электроника Б1-01», «Электроника Б1-011»	Трубчатый, изогнутый, статически сбалансированный	Отсутствует	Оптоэлектронной системы	Отсутствует	По системе «нить—груз»	Противовес с рычагом	Гидравлический электронный	Ручная

1	2	3	4	5	6	7	8	9
«Электроника Д-011»	Трубчатый, S-образной формы	Имеется	Механический	Имеется	Пружинного типа	Противовес с рычагом	Гидравлический	Механическая полуавтоматическая, предусматривающая установку на заданный диаметр, подвод к пластинке, повтор проигрывания и возврат звукоснимателя на стойку
0-ЭПУ-82СК (1-ЭПУ-80СК)	Трубчатый, прямой, статически сбалансированный	—	Оптоэлектронной системы	—	Пружинного типа	Имеется	Гидравлический	Электронная
«Корвет-003»	Трубчатый, статически сбалансированный	—	Оптоэлектронной системы	—	Пружинного типа	Имеется	Гидравлический ручной	Электронная
0-ЭПУ-85с	Трубчатый, малоинерционный самокомпенсирующий	Имеется	Электронный на магнитодиоде	Имеется	—	Имеется	Управляемый реверсивным шаговым двигателем	Электронная

сировка подразумевает достижение нейтрального положения тонарма относительно горизонтальной оси вращения. Этот вид балансировки в дорогих моделях обеспечивается применением передвигающегося на заднем конце противовеса (B , рис. 2.7а), а в моделях II класса — натяжением пружины, прикрепленной к заднему концу тонарма. Горизонтальная балансировка тонарма позволяет уменьшить влияние на качество воспроизведения неидеальной плоской формы самой пластинки, оказывающей особенно заметное влияние при малой прижимной силе.

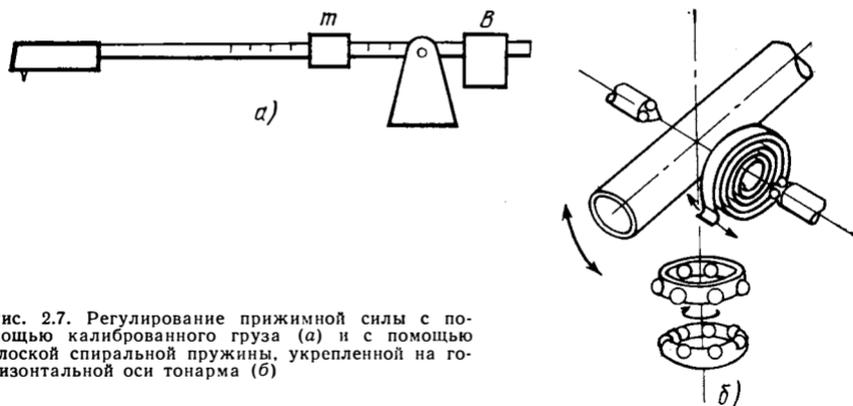


Рис. 2.7. Регулирование прижимной силы с помощью калиброванного груза (а) и с помощью плоской спиральной пружины, укрепленной на горизонтальной оси тонарма (б)

Если центры тяжести противовеса B , головки и рычага тонарма находятся на одной прямой, проходящей через центр вертикальной оси, то балансировка относительно этой оси обеспечена.

Отсутствие балансировки тонарма относительно вертикальной оси ухудшает условия воспроизведения, если наклонен механизм, приводящий в движение диск. Кроме того, не остается постоянной нагрузка на вертикальные подшипники. При прямом тонарме (рис. 2.8а), когда центры тяжести противовеса и головки лежат на одной прямой, проходящей через вертикальную ось, балансировка создается автоматически. Для изогнутых тонармов (рис. 2.8б) это условие не выполняется. Центр тяжести головки оказывается расположенным левее линии, проходящей через центр тяжести груза B и вертикальную ось вращения тонарма. Компенсация этого смещения производится грузом m , который закреплен на кронштейне (рис. 2.8в) и имеет возможность перемещаться в направлениях $a-a$ и $b-b$. Установка прижимной силы достигается здесь перемещением груза в направлении $b-b$. Вертикальная балансировка для изогнутого тонарма может быть достигнута изгибом его хвостика в противоположное направление так, чтобы линия, связывающая центры тяжести противовеса B и головки, проходила бы через вертикальную ось вращения.

В ЭПУ II класса качества, где применяются преимущественно пьезоэлектрические головки, вертикальная балансировка отсутствует. Для высококачественных тонармов с магнитными головками статическая балансировка тонармов в двух плоскостях (горизонтальной и вертикальной) является обязательной.

При записи звука режущий рекордер перемещается по радиусу пластинки. Острие же иглы звукоснимателя движется по дуге окружности, радиусом которой является расстояние L от острия этой иглы до вертикальной оси вращения тонарма (рис. 2.9а). Поэтому, между направлением L и касательной к канавке в горизонтальной плоскости при считывании возникает угол погрешности α . Он изменяется при движении тонарма от начала к концу пластинки. Вследствие угловой погрешности α возникают нелинейные искажения. Для уменьшения угловой погрешности головку звукоснимателя располагают под некоторым углом β к трубе тонарма и, кроме того, размер установочной базы d выбирают больше его рабочей длины L (рис. 2.9 б). В СССР рекомендованы два значения d , равные 175 ± 2 мм (нормальная база) и 215 ± 2 мм (удлиненная база).

При воспроизведении на любой тонарм, изогнутый под углом, действует сила, стремящаяся повернуть его по радиусу к центру пластинки. Она получила название скатывающей силы $F_{ск}$. Ее образование пояснено на рис. 2.9б. Сила тяги F , обусловленная трением иглы о пластинку, раскладывается на две составляющие, одна из которых F_1 уравнивается креплением тонарма. Вто-

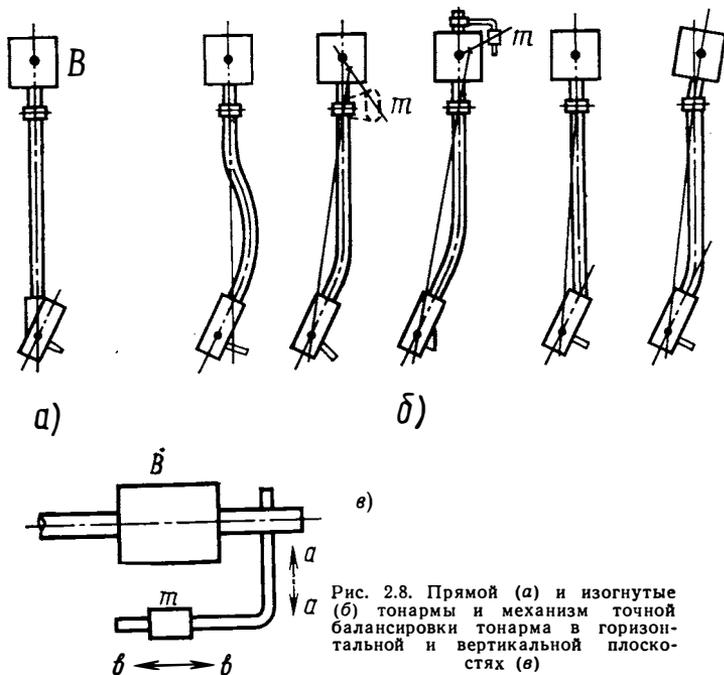


Рис. 2.8. Прямой (а) и изогнутые (б) тонармы и механизм точной балансировки тонарма в горизонтальной и вертикальной плоскостях (в)

рая составляющая F_2 образует скатывающую силу $F_{ск} = F_2 \cos \beta$, направленную по радиусу к центру грампластинки. Скатывающая сила зависит от угла β изгиба тонарма, материала пластинки, радиуса закругления иглы головки и значения прижимной силы. Влияние скатывающей силы особенно заметно в тонармах с малой прижимной силой и при малом трении в подшипниках тонарма.

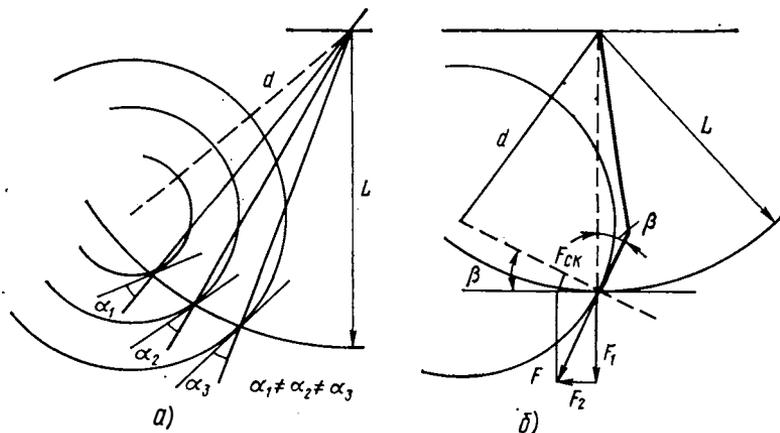


Рис. 2.9. К пояснению образования угловой погрешности α (а) и скатывающей силы $F_{ск}$ (б)

Значение действующей скатывающей силы при воспроизведении не остается постоянным, так как изменяется, например, угол погрешности α при движении тонарма по пластинке.

Скатывающая сила через иглу оказывает избыточное давление на внутреннюю стенку канавки записи. Следствием этого является перекося иглы в головках с большой эластичностью крепления иглодержателя и малой прижимной силой. Все это сопровождается появлением дополнительных искажений и при-

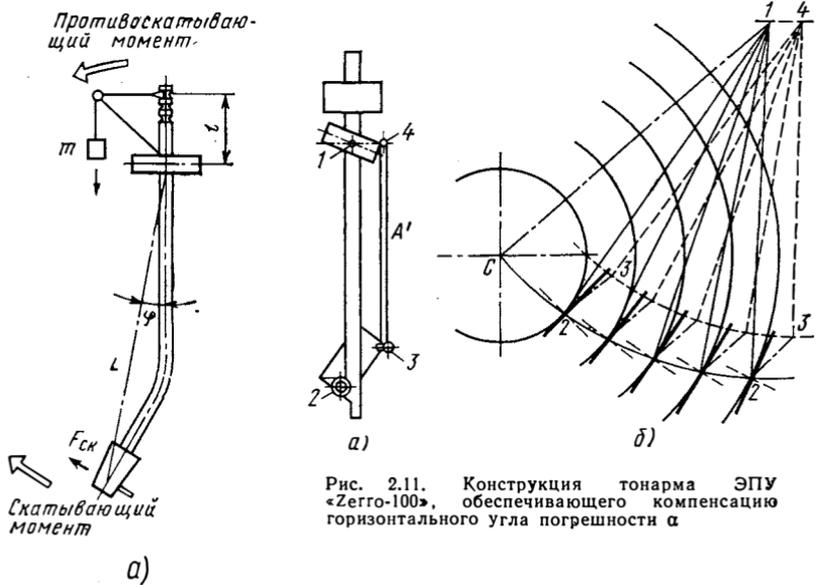


Рис. 2.11. Конструкция тонарма ЭПУ «Zetgo-100», обеспечивающего компенсацию горизонтального угла погрешности α

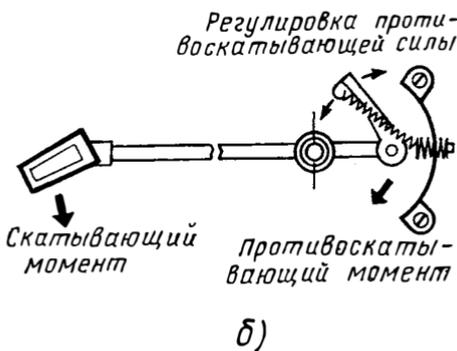


Рис. 2.10. Компенсаторы скатывающей силы

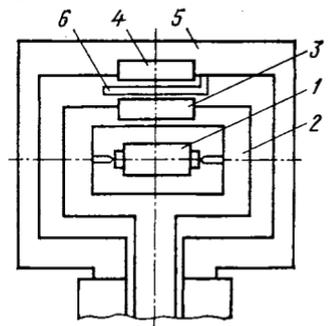


Рис. 2.12. Конструкция компенсатора скатывающей силы в проигрывателе «Zetgo-100»
1 — тонарма; 2 — рамка; 3 и 4 — постоянные магниты; 5 — опорная рама; 6 — заслонка для регулирования противоскатывающего момента

водит к повышенному износу внутренней стенки канавки. Кроме того, уменьшение бокового давления острит иглу на внешнюю стенку канавки требует соответствующего увеличения прижимной силы, что в еще большей степени способствует износу внутренней стенки канавки записи.

В силу изложенного тонармы современных ЭПУ первого и высшего классов качества содержат компенсаторы скатывающей силы. Наиболее типичным

компенсатором является устройство¹, показанное на рис. 2.10а. Противоскатывающий момент образуется грузом m , подвешенным на нити к хвостик тонарма. Нить при перемещении тонарма скользит в дужке поводка. В зависимости от значения прижимной силы конец нити закрепляется на разном расстоянии от вертикальной оси тонарма тем самым изменяется противоскатывающая сила. В проигрывателе «Dual-109» противоскатывающий момент создает пружина, прикрепленная к рычагу хвостика тонарма (рис. 2.10б). В проигрывателе фирмы «Bang and Olufsen» вертикальная ось вращения тонарма наклонена. За счет этого прижимная сила раскладывается на две составляющие. Одна из них противоположна скатывающей силе и компенсирует ее при правильно выбранном угле наклона вертикальной оси вращения тонарма. В таком компенсаторе отпадает необходимость дополнительной регулировки в зависимости от значения прижимной силы.

Оригинален тонарм ЭПУ «Zerro-100» фирмы «Garrard» (рис. 2.11), обеспечивающий компенсацию горизонтального угла погрешности α с точностью $\pm 0,5^\circ$. Тонарм содержит дополнительный рычаг A' . Корпус головки связан с тонармом дополнительным рычагом шарнирно (точки 2 и 3), причем точка 2 расположена над иглой. При воспроизведении тонарм поворачивается вокруг оси 1, а рычаг A' — вокруг оси 4, вызывая поворот головки вокруг точки 2, компенсируя тем самым угол α . Компенсация достигается выбором конструктивных размеров четырехугольника с вершинами в точках 1, 2, 3, 4.

Основные сведения об ЭПУ

ТАБЛИЦА 2.5

Тип ЭПУ	Тип головки	Тип и особенности применяемого двигателя	Тип привода	Относительный уровень рокота (помеха от вибрации движущегося механизма), дБ	Коэффициент детонации, %	Класс качества по ГОСТ 18631—73
1-ЭПУ73С	ГЗМ-105	Асинхронный типа ЭДГ-4 (2800 об/мин)	Комбинированный через ремень и паразитный ролик	-50	0,15	I
0-ЭПУ-2С «Электроника Б1-01» «Электроника Б1-011»	ГЗМ-105 (ГЗМ-003 в моделях «Электроника Б1-01» и «Электроника Б1-011»)	Синхронный типа ТСК-1 с переключаемым числом оборотов (375 об/мин или 278 об/мин)	Ременной	-60	-0,15	Высший
«Электроника Д-011»	ГЗМ-003	Сверхтихоходный, бесколлекторного типа с магнитотвердым ферритовым ротором (аналогичным двигателю МКЛ-15р)	Прямой	-61	0,13	Высший
0-ЭПУ-82СК 1-ЭПУ-80СК «Корвет-003»	ГЗМ-005 ГЗМ-105 ГЗМ-008	Синхронный, шагового типа, сверхтихоходный	Прямой с демпфированием, осуществляемым пассивком	-61 -57	0,08 0,1	Высший I
		Сверхтихоходный, бесколлекторного типа с магнитотвердым ротором	Прямой	-65	0,1	Высший
0-ЭПУ-85С	ГЗМ-005	Сверхтихоходный, бесколлекторного типа с магнитотвердым ротором	Прямой	-61	0,1	Высший

¹ Впервые эта конструкция была применена в звукоснимателе SME-3009/12, а позднее фирмой «Thorens». В настоящее время она используется в ЭПУ 0-ЭПУ-2с и «Электроника Б1-01»; «Электроника Б1-011» и «Д-011».

Вместо механической компенсации скатывающей силы в тонарме этого проигрывателя применено устройство, использующее силу отталкивания между полюсами одноименных магнитов (рис. 2.12). Силы взаимодействия между постоянными магнитами 3 и 4 создают вращающий момент для тонарма 1, направленный в сторону, противоположную действию скатывающей силы. Значение скатывающей силы регулируется заслонкой 6.

Не имея возможности подробно остановиться на особенностях конструирования движущего механизма вращения грампластинок и сопутствующих ему вспомогательных устройств тем не менее отметим основные параметры ЭПУ (табл. 2.5). Все ЭПУ, упомянутые здесь, предназначены для комплектации стереофонической аппаратуры и имеют регулирование частоты вращения диска. Представленные в табл. 2.5 ЭПУ по своим параметрам удовлетворяют требованиям к Hi-Fi аппаратуре и международному стандарту DIN 45-500.

2.4. Устройства для воспроизведения магнитной записи

В отличие от монофонических, бытовые стереофонические магнитофоны имеют два канала для записи и воспроизведения звука, что требует наличия блоков стирающих и универсальных головок, двух универсальных усилителей с переключаемыми цепями предскажений и коррекции (в зависимости от режима работы — запись или воспроизведение), двух оконечных усилителей и двух громкоговорителей. Каждый канал записи имеет входы, предусматривающие работу от следующих источников программ: микрофона, ЭПУ, электрофона, радиоприемника и радиотрансляционной линии. Лишь в очень дорогих престижных моделях, а также в студийной аппаратуре вместо универсальных усилителей в каждом канале используют отдельные усилители для записи и воспроизведения. Это позволяет обеспечить более полное выполнение требований, предъявляемых к каждому усилителю, и осуществить контроль качества записи непосредственно в процессе ее проведения не только с помощью измерителя уровней, но и на слух путем образования сквозного канала записи — воспроизведение.

Равномерное движение ленты при записи и воспроизведении, ее быстрая перемотка в обоих направлениях обеспечиваются *лентопротяжным механизмом* (ЛПМ), стирание ранее сделанной записи осуществляется *блоком стирающих головок*, питаемых высокочастотным генератором, который используется также для создания тока подмагничивания при записи.

Важнейшим функциональным узлом магнитофона, в значительной степени определяющим его качественные показатели, является так называемое магнитное звено, в состав которого входят головка записи, звуконоситель и головка воспроизведения. Амплитудно-частотная характеристика магнитного звена имеет спад на нижних и верхних частотах. Спад АЧХ в области нижних частот объясняется зависимостью электродвижущей силы воспроизводящей головки от частоты записанного на ленту сигнала. Потери на верхних частотах вносят все элементы магнитного звена. При этом к потерям воспроизведения (играющим наибольшую роль) относятся контактные, слойные, шелевые и обусловленные перекосом рабочего зазора головки. Наибольшую роль при записи играют потери фазово-волновые, от саморазмагничивания и от самостирания. Сущность каждого этого вида потерь и вызывающие их причины достаточно подробно описаны в [12] и поэтому не требуют здесь дополнительного пояснения.

В принципе, компенсацию всех этих потерь, необходимую для получения плоской АЧХ канала записи — воспроизведение, можно было бы осуществить в одном из усилителей записи или воспроизведения. Однако если такую компенсацию осуществить только в усилителе записи, то это приведет к слишком резкому увеличению тока записи на верхних частотах и к возрастанию нелинейных искажений. Полная компенсация потерь магнитного звена с помощью усилителя воспроизведения не позволяет добиться низкого уровня шумов из-за ослабления уровня полезного сигнала на верхних частотах при записи. Поэтому идут к компромиссу, допуская некоторое предскажение полезного сигнала в усилителе записи и последующее выравнивание АЧХ сквозного канала с помощью частотной коррекции в усилителе воспроизведения.

При распределении частотной коррекции между каналами записи и воспроизведения исходят из идеализированных условий воспроизведения, когда головка имеет очень узкий рабочий зазор, сверхвысокую магнитную проницаемость и плотный контакт с лентой. Если лента намагничена равномерно, то возникающий в такой головке поток называют потоком короткого замыкания. Его значение уменьшается с повышением частоты из-за слойных потерь. Амплитудно-частотная характеристика потока короткого замыкания стандартизована. По форме она совпадает с частотной характеристикой цепи, состоящей из конденсатора и резистора, и может быть задана на частотах ниже и выше 400 Гц соответственно двумя постоянными времени τ_1 и τ_2 . Значения τ_1 и τ_2 определены в ГОСТ 8304—77 и ГОСТ 19786—74 на измерительные ленты. Стандартизация τ_1 и τ_2 необходима для обмена фонограммами. При этом АЧХ канала воспроизведения магнитофона должна иметь такую форму, чтобы при стандартизованном магнитном потоке короткого замыкания поддерживался бы постоянный уровень сигнала на выходе при изменении частоты. Соответственно АЧХ канала записи при постоянном уровне сигнала на его входе должна обеспечивать стандартизованный магнитный поток намагничиваемой ленты.

Выбор τ_1 и τ_2 , их влияние на параметры магнитофона, а также особенности внесения предскажений в канал записи и коррекции в канал воспроизведения изложены в [4]. Заметим лишь, что при настройке канала воспроизведения применяют специальные измерительные ленты (вторичные эталоны), записываемые в радиодомах или на фирме «Мелодия» в соответствии со стандартизованными значениями τ_1 и τ_2 (ГОСТ 19786—74). При воспроизведении такой ленты добиваются наименьшего изменения уровня на выходе магнитофона, а также минимальных значений фазового разбаланса каналов воспроизведения.

Частотные предскажения, вносимые усилителем записи, должны компенсировать потери, которые вызывают отклонения магнитного потока ленты от стандартного. Поэтому АЧХ канала записи имеет подъем на верхних частотах, величина которого зависит от типа ленты и скорости ее движения. При настройке канала записи добиваются минимальной неравномерности АЧХ сквозного канала при подаче сигнала на вход магнитофона. Канал записи всегда настраивается после канала воспроизведения.

Погрешность установки блоков головок (записи, воспроизведения) относительно перпендикуляра к направлению движения ленты не должна превышать для аппаратов высшего класса $\pm 5'$ (для двухдорожечных) и $\pm 8'$ (для четырехдорожечных).

Магнитофоны, магнитофонные приставки и магнитофонные панели в соответствии с ГОСТ 12392—71 в зависимости от обеспечиваемых ими механических и электрических параметров, технологических возможностей и эксплуатационных удобств подразделяются на четыре класса; по видам — на стационарные и переносные (носимых стереофонических магнитофонов отечественная промышленность не выпускает), а также на катушечные и кассетные.

В табл. 2.6 представлены основные сведения о стереофонической аппаратуре магнитной записи и звуковоспроизведения, выпускаемой отечественной промышленностью. Заметим, что катушечные магнитофоны работают с лентой А4407-6Б, а кассетные — с лентой А4203-3.

Магнитофонная приставка высшего класса качества «Маяк-001-стерео» имеет трехмоторный ЛПМ. Натяжение ленты регулируется в зависимости от ее толщины, автостоп мгновенно останавливает ЛПМ при обрыве или окончании ленты на катушке, при случайном торможении. В приставке имеется кнопка временного останова ленты «Пауза», счетчик метража ленты, измерители уровней в каждом канале. Три магнитные головки (стирания, записи и воспроизведения) и отдельные усилители для записи и воспроизведения обеспечивают непрерывный контроль записываемого сигнала. Предусмотрена также многократная перезапись с дорожки на дорожку и синхронная монофоническая запись программ от разных источников. И наконец, ультразвуковой пульт дистанционного управления позволяет управлять работой приставки на расстоянии до 10 м.

Магнитофонная приставка I класса «Рута-101-стерео» имеет устройство шумоподавления, обеспечивающее снижение уровня шума на 8 дБ на частотах выше 4000 Гц, отдельную регулировку уровней записи и воспроизведения, счет-

Основные сведения о стереофонической аппаратуре магнитной записи

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Тип аппаратуры	Скорость движения магнитной ленты, см/с	Рабочий диапазон частот на линейном выходе по электрическому напряжению, Гц	Коэффициент детонации, % не более	Номинальная выходная мощность, Вт	Расположение частотных характеристик стереоканалов в рабочем диапазоне частот, дБ, не более	Относительный уровень помех в канале воспроизведения, дБ, не ниже	Относительный уровень помех в канале записи — воспроизведения, дБ, не ниже	Относительный уровень стирания на частоте 1000 Гц, дБ, не ниже	Относительный уровень проникновения из одного стереоканала в другой при записи — воспроизведении, дБ, на частоте 1000 Гц, не ниже	Коэффициент гармоник по напряжению на линейном выходе на частоте 400 Гц, %, не более	Габариты, мм	Масса, кг

Магнитофонные приставки

«Маяк-001-стерео»	19,05 9,53 4,76	30—22000 30—16000 40—14000	±0,08 — ±0,2	—	1,5 3,0	—64 (—56)	—60 —46	—75 —65	—40 —35	2,0 3,0 4,0	430×460×200 440×262×116 470×310×160	20 8 12,5
«Рута-101-стерео» *	9,53	40—14000	±0,25	—	—	—42	—39	—65	—	—	—	—
«Эльфа-332-стерео»	9,53	40—14000	±0,25	—	—	—42	—39	—65	—	—	—	—

Магнитофоны катушечные

«Илень-101-стерео»	19,05 9,53 4,76	40—18000 40—14000 63—8000	±0,1 ±0,2 ±0,4	—	—	—48	—46	—	—	—	—	—
«Ростов-102-стерео»	19,05 9,53 4,76	31,5—20000 40—14000 63—8000	±0,1 ±0,2 ±0,4	2×6	3	—48	—46	—65	—35	3,0	540×405×210	25
«Комета-212-стерео»	19,05 9,53 4,76	40—16000 63—12500	±0,1 ±0,2 ±0,4	2×6	3	—48	—46	—65	—35	3,0	540×400×215	25
«Орбита-204-стерео»	19,05 9,53	40—16000 63—12500	±0,1 ±0,3	2×6	5	—44	—42	—65	—35	4,0	450×372×170	12,5
«Юпитер-202-стерео»	19,05 9,53	40—16000 63—12500	±0,2 ±0,3	2×5	5	—44	—42	—65	—35	4,0	530×350×175	15
«Юпитер-201-стерео»	19,05 9,53 4,76	40—16000 63—12500 63—6300	±0,2 ±0,3 ±0,4	2×4	5	—44	—42	—65	—35	4,0	400×420×185	15
«Аврора-201-стерео»	19,05 9,53 4,76	40—16000 63—12500 63—6300	±0,2 ±0,3 ±0,4	2×2	5	—44	—42	—65	—35	4,0	336×378×180	10,5

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
Магнитофоны кассетные												
«Весна-201-стерео»	4,76	63—10000	±0,3	2×3	5	—44	—42	—65	—35	4,0	367×224×100	4,5
«Рута-201-стерео»	4,76	63—12500	±0,3	2×10	5	—44	—42	—65	—35	4,0	445×345×125	12
«Соната-201-стерео»	4,76	63—12500	±0,3	2×2	5	—44	—42	—65	—35	4,0	260×400×140	8,5
«Тоника-310-стерео»	4,76	63—10000	±0,3	2×2,5	5	—42 (—47)	—39	—65	—	4,0	360×210×100	4,5
«Электроника-311-стерео»	4,76	63—10000	±0,3	2×1	5	—42	—39	—65	—	4,0	350×285×95	4,6
Магнитолы кассетные												
«Вега-325-стерео»	4,76	100—10000	±0,4	2×3	5	—42	—39	—65	—	4,0	160×340×635	25
«Протон-101-стерео» **	4,76	63—10000	±0,4	2×2,5	3	—46	—42	—65	—35	3,0	225×72×212	3,0
Радиокомплексы												
«Романтика-108-стерео»	19,05 9,53 4,76	40—16000 63—12500 63—6300	±0,2 ±0,3 ±0,5	2×3	3,0	—48	—46	—65	—35	3,0	475×345×175*** 475×345×158**	10*** 7**

* Кассетная приставка.

** Автомобильная магнитола.

*** Габариты и масса УКУ с магнитофонной приставкой.

** Габариты и масса ЭПУ.

чик метража ленты, автостоп, гнезда для подключения головных телефонов. Предусмотрена возможность использования хромдиоксидной ленты, обеспечивающей более высокое качество звучания, чем лента А4203-3.

Магнитофоны I и II классов качества (см. табл. 2.6) имеют счетчики метража ленты, автостопы, срабатывающие при обрыве или окончании ленты, кнопку кратковременной остановки движения ленты, отдельные регуляторы и стрелочные измерители уровней записи и воспроизведения для каждого канала, регуляторы тембра по нижним и верхним частотам, возможность подключения дополнительных громкоговорителей и головных стереотелефонов. Магнитофоны I класса «Ильет-101-стерео» и «Ростов-102-стерео» разработаны на базе популярной модели «Ростов-101-стерео»; первый отличается от нее только оформлением, второй — меньшим уровнем шумов и более широким диапазоном частот при скорости движения ленты 19,05 см/с. Оба этих аппарата имеют ЛПМ, выполненный по односторонней схеме, в них предусмотрена возможность многократной перезаписи с дорожки на дорожку с одновременной записью со входа микрофона, возможность наложения новой записи на старую. В магнитофоне «Комета-118-стерео» применен трехмоторный лентопротяжный механизм с реверсом рабочего хода, с возможностью записи и воспроизведения как при прямом, так и при обратном ходе ленты. Магнитофон «Весна-201-стерео» имеет устройство шумоподавления.

Стереофонический кассетный магнитофон III класса «Тоника-310-стерео» разработан на базе ранее выпускавшейся модели «Тоника-302-стерео». Он более надежен в работе, имеет устройство шумоподавления, возможность подключения головных стереотелефонов, новые громкоговорители ЗАС-3 с головками ЗГД-38. Кассетный магнитофон «Электроника-311-стерео» имеет автоматическую регулировку уровня записи (АРУЗ), временный останов ленты, встроенные головки 0,5ГД-30 для слухового контроля. Особенностью магнитофонной приставки III класса «Эльфа-332-стерео» является возможность одновременной работы одного канала в режиме записи, а другого — в режиме воспроизведения. Это удобно, например, при обучении иностранному языку, так как позволяет сравнивать собственное произношение с эталонным. Кроме того, в этой приставке предусмотрен откат ленты с замедленной скоростью, кратковременным автостопом, разделяющая регулировка тембра по нижним и верхним частотам, контрольное прослушивание на головку 1ГД-40.

Магнитола «Вега-325-стерео» содержит радиовещательный шестидиапазонный приемник, магнитофонную панель и шаровые громкоговорители. Предусмотрена кнопка кратковременного останова ленты и разделяющая регулировка тембра по нижним и верхним частотам. Магнитола «Протон-301-стерео» предназначена для автомобиля, из дополнительных удобств в ней имеются автостоп, срабатывающий при окончании ленты в кассете, и световая индикация включения в борсеть.

В состав радиокomплекса «Романтика-108-стерео» входят УКУ, четырехдорожечная магнитофонная панель, «Романтика-202-стерео», электропроигрывающее устройство ПЭПУ-52С, два громкоговорителя типа 10МАС-1м. В магнитофонной панели имеются счетчик метража ленты, кнопка временного останова ленты, предусмотрены возможность наложения новой записи на имеющуюся, слуховой контроль сквозного канала записи, отключение громкоговорителей и подключение головных стереотелефонов.

2.5. Некоторые особенности построения элементов схем стереофонических усилителей

В этом разделе основное внимание уделено особенностям построения схем различного рода регуляторов, а также вспомогательных устройств, выполняющих роль защиты оконечных каскадов стереоусилителей и акустических систем. Эти элементы и устройства являются наиболее специфическими и менее всего охвачены в опубликованной литературе.

Так как оба канала стереофонического тракта выполнены идентично, то здесь приводятся и поясняются, как правило, фрагменты выполнения схем усилителя на примере одного канала.

Тонкомпенсированные регуляторы громкости. При частотно-независимом понижении напряжения, подводимого к громкоговорителю, ощущается ослабление восприятия как верхних, так и особенно нижних частот, где порог слышимости заметно повышается по сравнению со средними частотами.

Поэтому для равногромкого восприятия нижних частот их уровень должен возрастать с понижением частоты, причем тем значительнее, чем ниже громкость. Во избежание этих частотных искажений необходимо, чтобы АЧХ регулятора громкости соответствовала бы кривым равной громкости. В области нижних частот ($F < 1000$ Гц) напряжение на выходе регулятора должно возрастать с уменьшением частоты и тем существеннее, чем ниже уровень громкости. При этом условии компенсируется зависимость чувствительности уха от частоты воспринимаемых сигналов. Такие регуляторы громкости называются тонкомпенсированными и находят широкое применение в стереофонических УКУ. При этом регуляторы громкости расположены в предварительном усилителе и могут находиться в любом из его каскадов, но, как правило, до регуляторов тембра. Обычно компенсация осуществляется только в области нижних частот.

Наиболее часто применяемые электрические схемы компенсированных регуляторов изображены на рис. 2.13 (а и б — типовые, в, г, д — осуществляющие

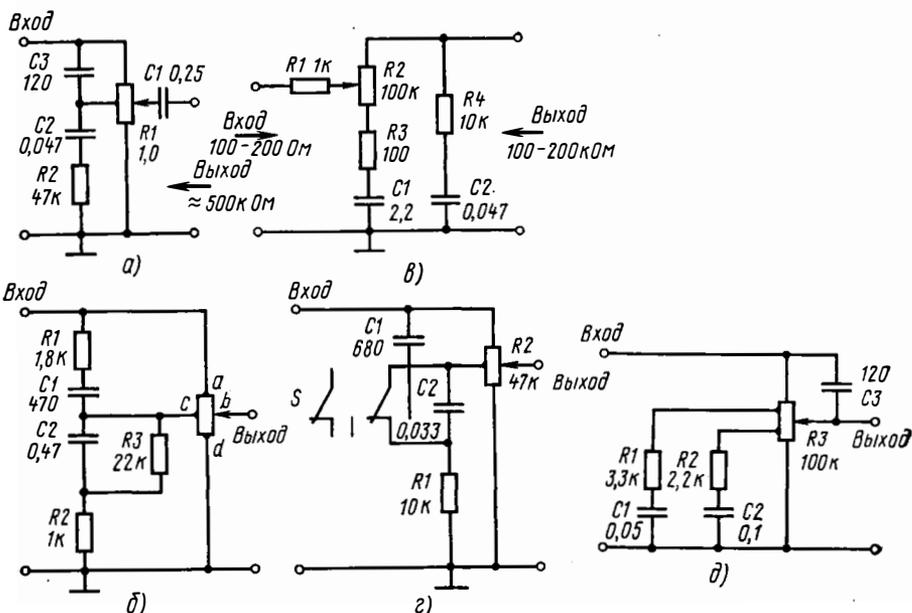


Рис. 2.13. Электрические схемы тонкомпенсированных регуляторов громкости

наиболее точную компенсацию). Все они содержат частотно-зависимые RC -цепи, подключаемые к регулируемому громкость потенциометру, который может иметь от одного до двух дополнительных отводов. В схеме, показанной на рис. 2.13б, относительный подъем уровня на нижних частотах достигается ослаблением шунтирующего действия цепи R_2, C_2 по отношению к части сопротивления R_{cd} потенциометра. Относительный подъем на верхних частотах создается увеличением шунтирующего действия R_1, C_1 части R_{ac} потенциометра. При этом чем ниже уровень громкости, тем сильнее влияние шунтирующих цепей R_1, C_1 и R_2, C_2 и тем больше подъем напряжения на выходе, который достигает наибольшего значения при $R_{cb} = 0$.

Схема, показанная на рис. 2.13в, представляет собой частотно-зависимый делитель напряжения, состоящий из двух параллельных ветвей. Чем ниже (по схеме) установлен движок потенциометра, тем в большей степени на нижних частотах заметно влияние емкостей конденсаторов C_1 и C_2 и тем в большей

степени осуществляется подъем напряжения на выходе (разумеется, по отношению к средним частотам). Для этой схемы степень подъема низких частот составляет 30 дБ при уровне громкости 40 дБ. При этом источник звука должен иметь сопротивление 100—200 Ом, а нагрузка должна быть высокоомной — не менее 200 кОм.

Схема, изображенная на рис. 2.13 г, применена в комплексе «Ростов-Дон-101-стерео». При больших уровнях громкости (около 80 дБ), где тонкомпенсация не требуется, она часто отключается, для чего служит ключ *S*. Это имеет смысл еще и потому, что применение столь простых схем не позволяет обеспечить регулирование в соответствии с кривыми равной громкости в столь широких пределах от 40 до 80—90 дБ.

Наибольшее соответствие кривым равной громкости обеспечивает схема на рис. 2.13 д, где используются потенциометр с двумя дополнительными отводами и две корректирующие *RC*-цепи. Подобная схема регулирования используется в стереорадиоле «Виктория» и в электрофоне «Аккорд-001-стерео».

Регуляторы тембра. В современных УКУ применяют раздельное регулирование тембра на нижних и верхних частотах. К этим регуляторам предъявляются следующие требования: а) плавное изменение затухания на нижних или верхних частотах в пределах $\pm(12-15)$ дБ; б) неизменность вносимого регулятором затухания на средних частотах.

Существует большое разнообразие схем регуляторов тембра, но преимущественное применение находит схема, показанная на рис. 2.14а. Здесь же приведены соотношения, необходимые для расчета элементов схем. Частотная

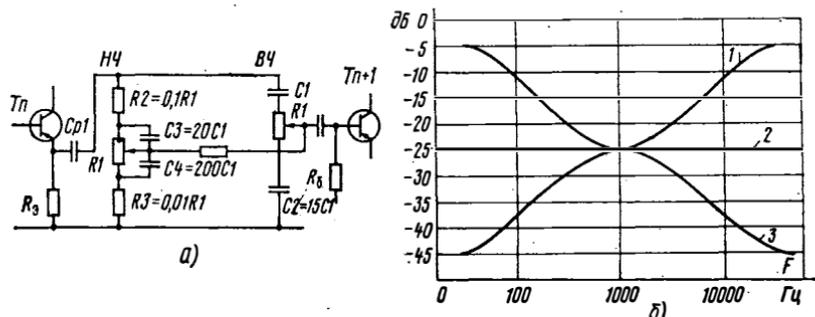


Рис. 2.14. Наиболее распространенная схема регуляторов тембра (а) и ее частотные характеристики (б)

характеристика регуляторов тембра приведена на рис. 2.14б. На средних частотах регулятор вносит затухание около 25 дБ. При движении вверх движка левого (по схеме) потенциометра происходит подъем нижних частот (кривая 1), а при движении вверх движка правого (по схеме) потенциометра — подъем верхних частот (кривая 1). При среднем положении движков обоих потенциометров частотная характеристика четырехполюсника линейна (рис. 2.14б, кривая 2). Дальнейшее перемещение движков вниз вызывает спад частотной характеристики. Приведенные на рис. 2.14 соотношения для резисторов и емкостей справедливы, если выполнено условие $RC > 1$ мкс. Кроме того, каскад усилителя, работающий на регулятор, должен иметь малое выходное сопротивление $R_4 \leq \leq 10R$. Входное же сопротивление последующего каскада шунтирует частотно-зависимые цепи регулятора и должно быть по этой причине достаточно велико [в 3—5 раз больше сопротивления правого (по схеме) переменного резистора]. Сопротивление потенциометра *R1* для транзисторных схем обычно не превышает 50 кОм ($R4 = 0,05R1$).

При регулировании тембра низких и высоких частот возможно два способа включения регулирующего четырехполюсника: в цепь передачи основного сигнала и в цепь отрицательной обратной связи. В качестве примера на рис. 2.15а приведена функциональная схема регуляторов тембра низкой и высокой частоты комплекса «Ростов-Дон-101-стерео», и на рис. 2.15б — электрофона «Электроника Б1-01». В обоих случаях четырехполюсники, образующие регу-

ляторы низкой и высокой частоты, включены в канал передачи основного сигнала.

Регуляторы тембра низкой и высокой частоты, включенные в цепь отрицательной обратной связи, показаны на рис. 2.16. Напряжение отрицательной обратной связи снимается с транзистора T_4 и подается через частотно-зависимый

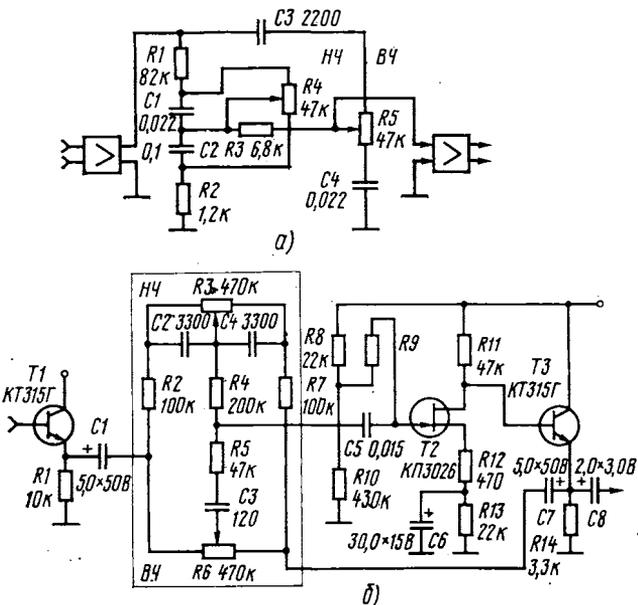


Рис. 2.15. Электрические схемы регуляторов тембра НЧ и ВЧ

четырёхподюсник в цепь транзистора T_2 . Регулирование низкой частоты производится регулятором R_{10} , а высокой частоты — резистором R_{14} с отводом от середины. Глубина регулировки нижних и верхних частот составляет около 20 дБ.

Коэффициент гармоник не превосходит 0,3% при действующем значении выходного напряжения, равном 2 В.

Многополосные регуляторы формы АЧХ. Одним из важнейших параметров, определяющих качество звуковоспроизводящей аппаратуры, является форма АЧХ. Неравномерность АЧХ в рабочем диапазоне частот зависит от всех уст-

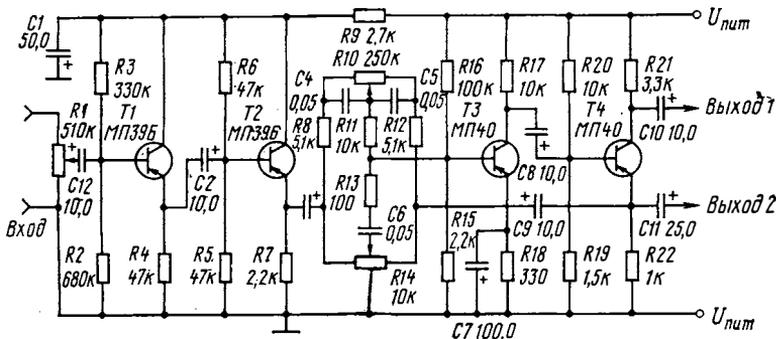


Рис. 2.16. Электрическая схема регуляторов тембра НЧ и ВЧ, включенных в цепь отрицательной обратной связи

ройств, входящих в стереофонический тракт. Поэтому весьма полезным для потребителя является устройство, позволяющее в достаточно широких пределах регулировать форму АЧХ практически в любом месте диапазона слышимых частот. Это позволяет не только устранить дефекты, имеющиеся в аппаратуре, но и устранить иногда нежелательное влияние акустических параметров помещения прослушивания, а также самому слушателю подбирать наиболее приемлемые для него тембры звучания инструментов и голосов, добиться оптимальной прозрачности и яркости звучания. Такие регуляторы получили название многополосных регуляторов тембра, за рубежом они называются эквалайзерами и часто выпускаются в виде самостоятельного функционального блока. Число полос регулирования обычно составляет пять — шесть, но в отдельных случаях до десяти и более (в так называемых октавных и полуоктавных эквалайзерах).

Вначале появились электрические схемы с использованием LC-контуров. Пример такой схемы с использованием операционного усилителя (например, типа К1УТ531) представлен на рис. 2.17. Частоты регулирования составляют 80, 550 Гц, 2,7 и 11 кГц. Полоса регулируемых частот определяется добротностью контуров $L1, C1; L2, C2; L3, C3; L4, C4$.

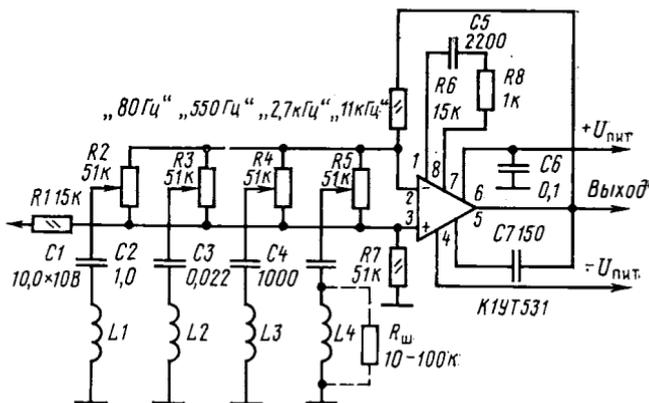


Рис. 2.17. Многополосный регулятор тембра, выполненный на операционном усилителе с применением LC-контуров

Предел регулирования в этой схеме составляет ± 22 дБ, номинальное выходное напряжение 10 В при коэффициенте гармоник не более 0,1%. Добротность контуров удобно изменять путем подключения резисторов параллельно к катушкам.

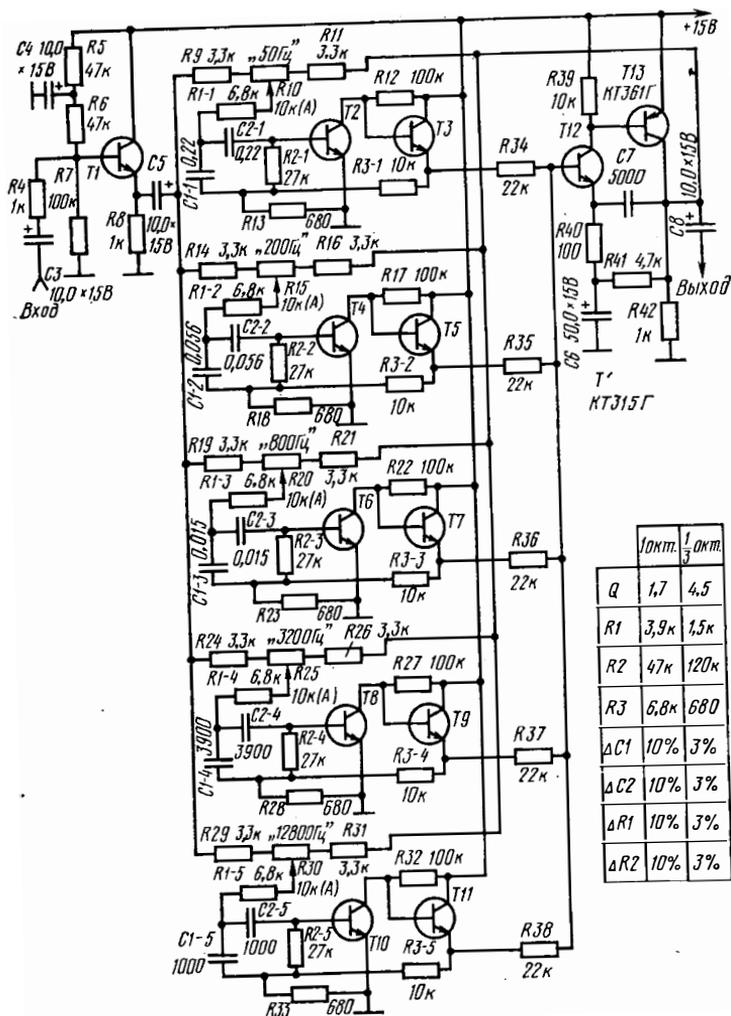
Существенным недостатком рассмотренной схемы многополосного регулятора тембра является применение катушек индуктивности, особенно громоздких на нижних частотах. Кроме того, их применение создает повышенные технологические трудности для производства. От их недостатков свободны регуляторы, использующие RC-фильтры. Более предпочтительным является использование активных RC-фильтров.

На рис. 2.18 представлена схема пятиполосного регулятора тембра. Средние частоты регулируемых полос составляют (при выбранных номиналах RC-звеньев) соответственно 50, 200, 800 Гц, 3,2 и 12,8 кГц. Пределы регулирования для каждой полосы составляют ± 12 дБ. При перемещении движка потенциометра от центра в крайнее положение изменение затухания на границах соседней полосы не превышает 3 дБ.

Все большее распространение при проектировании октавных фильтров в многополосных регуляторах тембра находят операционные усилители. Одна из таких схем октавного регулятора показана на рис. 2.19. Регулирование формы АЧХ осуществляется резисторами $R13-R22$ и составляет ± 17 дБ. Однако в рассматриваемом регуляторе используется один контур, настроенный на частоту 16 кГц, в остальных полосных регуляторах для этих целей используется активный RC-фильтр, выполненный на операционном усилителе серии К1УТ531.

На «Выходе 1» регулятора имеем сигнал, совпадающий по фазе с входным, а на «Выходе 2» — противофазный сигнал. Здесь, как и во всех предшествующих схемах, показан лишь один канал регулятора.

Защита оконечных каскадов усилителей от перегрузки. Для защиты транзисторов оконечного каскада от перевозбуждения (т. е. от воздействия на их



Фиг. 2.18. Принципиальная схема пятиполосного регулятора тембра на RC-элементах

вход сигналов, превышающих допустимые значения), а также от перегрузки (когда сопротивление нагрузки усилителя по тем или иным причинам становится ниже номинального) применяют специальные цепи защиты. В противном случае выходной ток транзисторов превысил бы в эти моменты времени допустимые значения и транзисторы вышли бы из строя. Применение обычных плавких предохранителей в этом случае, где уровень сигнала, а следовательно, и выходной ток постоянно меняются, не эффективно. Плавкие предохранители можно использовать при перегрузках длительного характера, но они совершенно не эффективны при кратковременных перегрузках.

Обычно используют два вида защиты оконечных транзисторов: быстродействующую электронную и плавкий предохранитель, срабатывающий при длительных перегрузках в цепи нагрузки. Ток срабатывания плавкого предохранителя должен быть несколько ниже (на 2—3 дБ) максимально допустимого тока эмиттера выходного транзистора в стационарном режиме его работы, в то время как электронная защита должна срабатывать при превышении кратковременно допустимой мощности рассеивания.

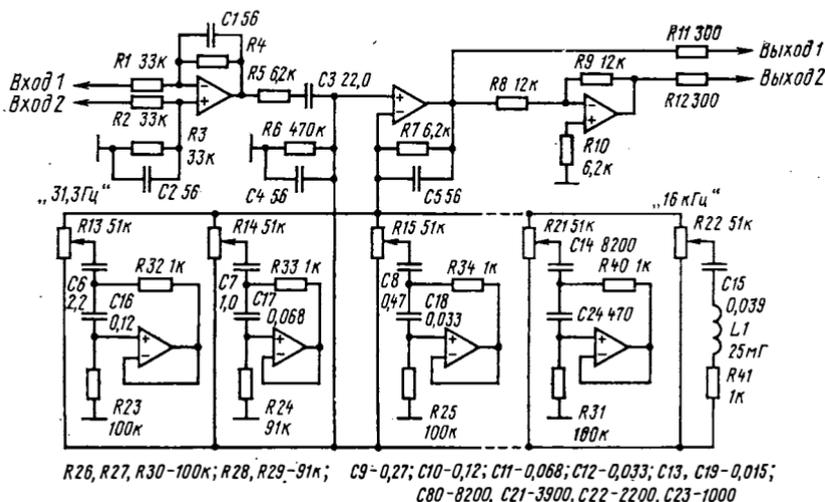


Рис. 2.19. Принципиальная схема октавного регулятора

На рис. 2.20 показана схема защиты оконечных транзисторов усилителя электрофона «Электроника Б1-01». Каждый канал состоит из каскада предварительного усиления $T1$, фазоинвертора $T5, T6$, эмиттерного повторителя $T7, T8$ и выходного каскада $T9, T10$. В режиме перегрузки или перевозбуждения,

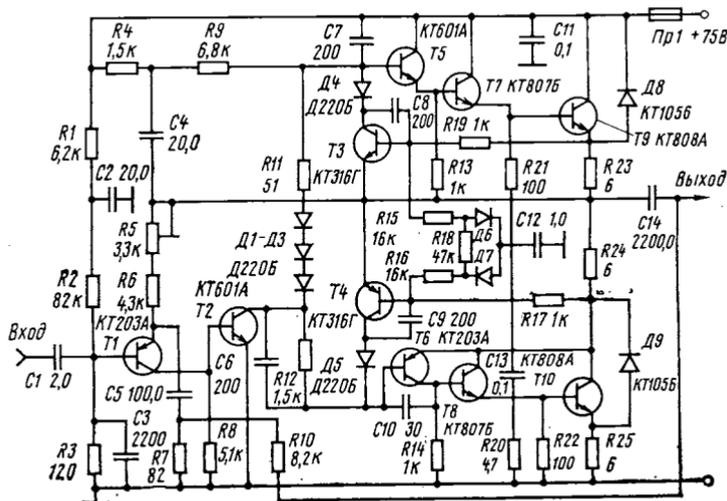


Рис. 2.20. Принципиальная схема оконечного усилителя электрофона «Электроника Б1-01»

когда возрастает амплитуда выходного тока и превышает допустимый уровень напряжения, на резисторах $R22$ и $R23$ открываются транзисторы $T3$, $T4$, (почти закрытые при номинальном режиме работы усилителя), что приводит к уменьшению напряжения на базах транзисторов $T5$, $T6$, и тем самым ограничивает выходной ток. Диоды $D8$, $D9$ предотвращают пробой выходных транзисторов при индуктивном характере внешней нагрузки. Подобный способ защиты выходных транзисторов от последствий перевозбуждения и перегрузок не является единственно возможным. Достаточно часто при защите от перегрузки или от короткого замыкания в цепи нагрузки (громкоговорителя) элементы защиты размещают в блоке питания. Не останавливаясь на описании блока питания, обратим основное внимание на систему защиты оконечных транзисторов (рис. 2.21). Заметим, что стабилизированное отрицательное напряжение используется

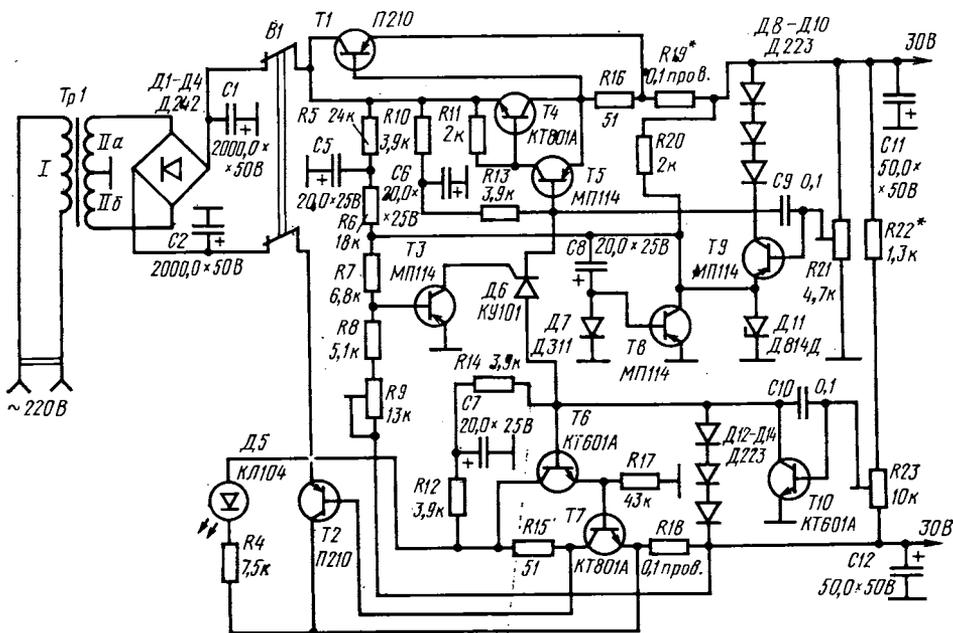


Рис. 2.21. Принципиальная схема блока питания с элементами защиты оконечных транзисторов от перегрузки

как образцовое для плеча положительного напряжения. Положительное напряжение регулируется резистором $R23$. При превышении максимального тока (для данной схемы до 8 А) положительного плеча падение напряжения на резисторе $R18$ и эмиттерных переходах транзисторов $T6$ и $T7$ превышает напряжения на диодах $D12$ — $D14$. Вследствие этого составной транзистор $T6$, $T7$ и транзистор $T2$ закрываются и выходное положительное напряжение уменьшается. Это приводит к открытию транзистора $T3$ и включению тиристора $D6$, который обеспечивает полное закрытие регулирующих транзисторов.

Аналогично работает схема защиты, если превышает ток при отрицательной полове напряжения. При этом закрываются транзисторы $T1$, $T4$, и $T5$, вследствие чего уменьшается отрицательное напряжение стабилизатора, а вместе с ним и положительное. По сути дела это устройство защищает выпрямитель от последствий короткого замыкания или перегрузок в цепи оконечного каскада усилителя.

После устранения перегрузки необходимо кратковременно нажать кнопку $B1$, при этом тиристор $D6$ выключается и на выходе стабилизатора восстанавливается номинальное напряжение. Время срабатывания защиты в описываемой схеме не более 70 мкс.

Весьма опасны перегрузки, возникающие из-за комплексного характера сопротивления громкоговорителя, особенно при неисправностях в фильтрах. При реактивной нагрузке возникает сдвиг фаз между выходным током и напряжением в оконечном каскаде. Если сдвиг фаз окажется близким (или кратным) π , то возникают перегрузки по току, кроме того, импульсы напряжения могут в несколько раз превысить напряжение питания. Все это может привести к быстрому разрушению эмиттерных переходов транзисторов оконечного каскада. На рис. 2.22а показана схема защиты, срабатывающая не только при перегрузках обычного, но и реактивного характера, а также и при тепловой перегрузке.

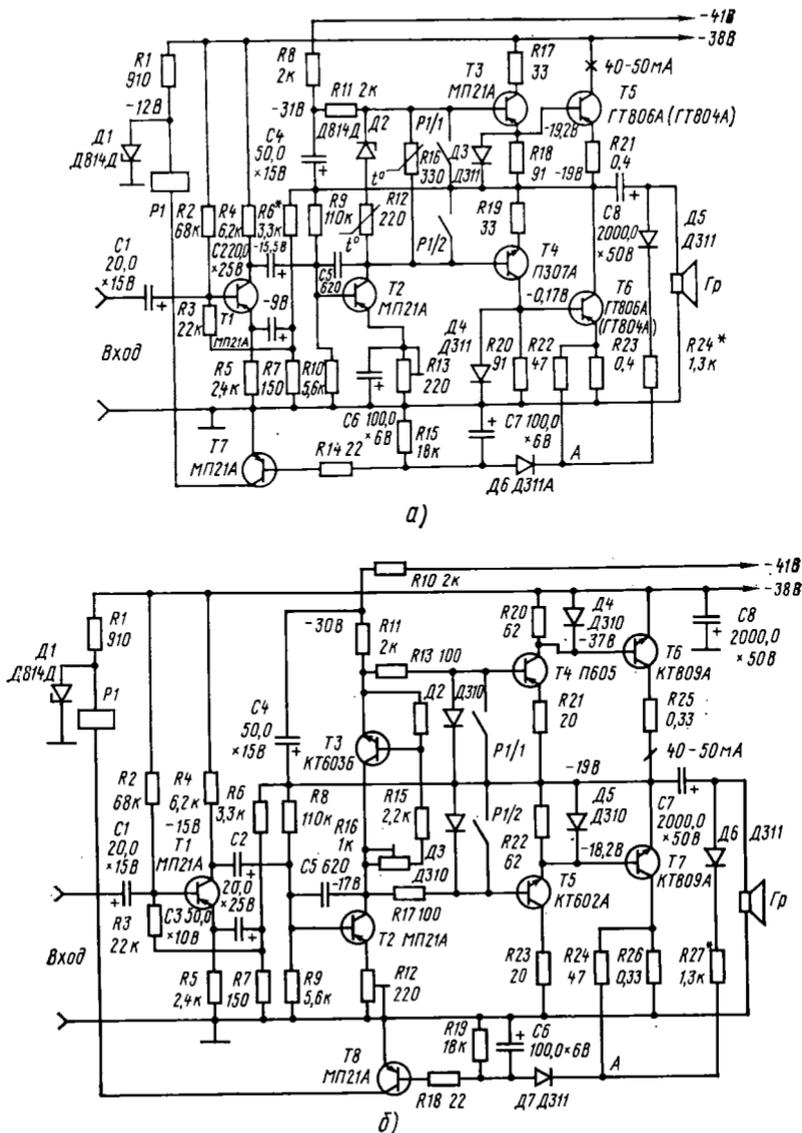


Рис. 2.22. Принципиальные схемы оконечных усилителей (показан один канал) с защитой на герконовом реле, выполненных с применением германиевых (а) и кремниевых (б) транзисторов (R14 2,2к).

Тепловая перегрузка может возникнуть при резком рассогласовании усилителя с нагрузкой.

Защитным устройством является электронное реле, выполненное на герконовом реле РЭС-43 и транзисторе Т7. На вход транзистора Т7 поступает сигнал перегрузки через выпрямитель Д6. В моменты времени, когда на базу транзистора Т6 поступают отрицательные полуволны напряжения, конденсатор С8 разряжается через нагрузку, участок эмиттер — коллектор этого транзистора и через резистор R23. На резисторе R23 и сопротивлении нагрузки ток разряда создает противоположные по знаку (относительно общего провода) напряжения. Оба этих напряжения через резисторы R22 и R23 подаются на вход выпрямителя (диод Д6 устройства защиты). Сопротивление резистора R24 подобрано так, что напряжение в точке А не превышает 50 мВ (при нормальной работе усилителя) и диод Д6 заперт, и устройство защиты не работает.

Допустим, что на выходе усилителя возникло короткое замыкание. При этом положительное напряжение, поступающее в точку А с нагрузки усилителя, резко уменьшится, а отрицательное (образующееся на резисторе R22) — увеличится. Диод Д6 откроется, на базу транзистора Т7 будет подано напряжение смещения, и реле Р1 сработает. Контакты Р1/1 и Р1/2 реле замкнутся, и транзисторы Т3 и Т4 закроются. Время срабатывания реле составляет 0,25 мс; время отпущения контактов составляет около 25 мс и определяется емкостью конденсатора С7, сопротивлением резистора R14 и входным сопротивлением транзистора Т7. Столь малое время срабатывания реле Р1 обеспечивает надежную защиту оконечных транзисторов от теплового пробоя.

Уменьшение сопротивления нагрузки на 40% от номинального значения уже вызывает срабатывание защиты.

При перегрузке реактивного характера отрицательное напряжение, поступающее в точку А с эмиттера транзистора Т6, не полностью компенсируется положительным напряжением, которое снимается с нагрузки, и устройство защиты также срабатывает.

Рассматриваемый оконечный каскад (см. рис. 2.22а) при использовании транзисторов ГТ806А и нагрузке, равной 4 Ом, отдает номинальную мощность 30 В·А при коэффициенте гармоник менее 0,5%. Коэффициент демпфирования составляет 20 дБ, рабочий диапазон частот от 20 Гц до 20 кГц при неравномерности частотной характеристики $\pm 0,5$ дБ.

При сборке усилителя терморезистор R16 (ММТ-8) устанавливают непосредственно на радиаторе одного из транзисторов выходного каскада, а R12 (СТ3-17) — на корпусе транзистора Т2. Эти резисторы можно приклеивать эпоксидным клеем.

Схема усилителя с аналогичными параметрами и устройством защиты, но с применением кремниевых транзисторов показана на рис. 2.22б. Температурная стабильность этого усилителя выше.

Защита громкоговорителей. В момент включения усилителей вследствие кратковременно наблюдаемой асимметрии плеч выходного каскада возникает щелчок, уровень которого в мощных усилителях часто оказывается настолько большим, что может привести к повреждению громкоговорителя. Поэтому все большее применение начинают находить устройства защиты громкоговорителей, особенно необходимые при питании усилителя от двуполярного источника, когда в выходной цепи отсутствует разделительный конденсатор.

Простейшее устройство защиты представлено на рис. 2.23а. Оно представляет собой реле времени, собранное на транзисторе Т1. Реле обеспечивает подключение к усилителю громкоговорителей через 5—7 с после его включения.

Более сложное устройство защиты громкоговорителей, используемое в стереоусилителе АУ-9500, приведено на рис. 2.23б. Здесь, как и ранее, акустические системы присоединяются к выходам усилителя через контакты реле Р1. Контакты реле замыкаются лишь после того, как конденсатор С5 зарядится до некоторого уровня через резистор R7, и откроется транзистор Т2. Питание транзистора Т2 осуществляется от выпрямителя, образуемого диодами Д8 и Д9. Допустим, что на одном из выходов усилителя (например, вследствие кратковременной асимметрии плеч транзистора) возникло постоянное напряжение. Пусть это напряжение имеет положительную полярность и возникает на выходе первого канала (рис. 2.23б). Тогда образуется цепь тока, состоящая из

R2, D1, R6 и D4. Вследствие прохождения этого тока на резисторе **R6** появляется постоянное напряжение, открывающее транзистор **T1**, что приводит к закрытию транзистора **T2** и обесточиванию обмотки реле **P1**. При отрицательной полярности постоянного напряжения на выходе канала I ток проходит че-

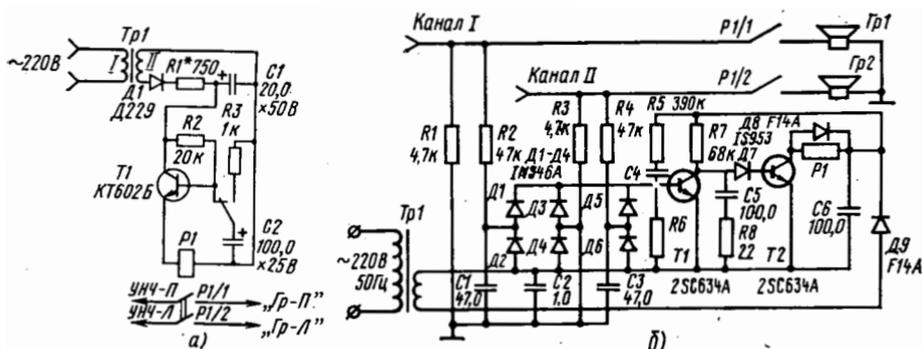


Рис. 2.23. Схемы защиты громкоговорителей

рез **D3, R6, D2 и R2**. Конденсаторы **C1, C2, и C3** имеют большую емкость и предотвращают возможность срабатывания реле **P1** от переменного напряжения.

3

АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ДЛЯ СТЕРЕОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

3.1. Классификация и основные технические характеристики

Акустическая система, предназначенная для стереовоспроизведения, содержит два громкоговорителя **Гр1** и **Гр2**, к одному из которых подводится сигнал левого канала **L(t)**, к другому — правого канала **P(t)**. При этом в соответствии с ГОСТ 16122—78 под **громкоговорителем** понимают пассивный звуковоспроизводящий агрегат, являющийся преобразователем электрической энергии в акустическую и содержащий одну или несколько излучающих головок, необходимое акустическое оформление (корпус со всеми его конструктивными, технологическими и акустическими особенностями) и пассивные электрические устройства (разделительные фильтры, трансформаторы, подстроечные элементы и т. п.).

В табл. 3.1 представлены основные параметры выпускаемых отечественной промышленностью громкоговорителей, используемых для стереовоспроизведения. Здесь же приведены аналогичные сведения о моделях базового ряда, рекомендуемых ВНИИРПА им. А. С. Попова [5], и некоторых моделях громкоговорителей, выпускаемых за рубежом.

Громкоговорители базового ряда имеют следующие достоинства: более широкий номинальный диапазон частот от 20—63 до 20 000 Гц; повышенную паспортную мощность от 20 до 100 Вт; существенно меньшие нелинейные искажения в области низких частот; возможность оперативного управления формой АЧХ звукового давления на средних и верхних частотах; улучшенную отделку корпуса, применение съемных декоративных решеток и художественное оформление отражательной доски с отделкой шпоном из ценных пород дерева.

Основные технические параметры громкоговорителей, используемых для стереоспроизведения

Тип громкоговорителя или наименование изделия	Номинальная мощность, Вт	Паспортная мощность, Вт	Номинальный диапазон частот, Гц	Неравномерность частотной характеристики по звуковому давлению, дБ	Среднее номинальное звуковое давление, Па	Среднее стандартное звуковое давление, Па	Номинальное электрическое сопротивление, Ом	Количество и тип применяемых головок	Наличие оперативного регулирования формы частотной характеристики	Габариты (ширина, глубина, высота), мм	Объем, дм	Масса, кг	Особенности конструктивного оформления
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
Серийные отечественные модели ранних выпусков													
«Ригонда-стерео»	2	—	63—12500	14	0,8	0,28—0,32	9	4ГД-28×2 1ГД-28×1	Нет	—	—	—	Напольная, открытая Полочная, открытая
	2	—	100—10000	14	0,6	0,14—0,17	4,5	4ГД-28×1	»	360×120×270	—	9,0	
«Рига-101» (АС-60) «Нева-70»	2	—	80—125000	14	—	0,26—0,31	7	4ГД-5×1 1ГД-3×1	»	465×240×200	17,5	—	Полочная, закрытая Напольная, закрытая
	10	—	125—18000	14	2,0	—	4±15%	10ГД-29 3ГД-15×3 2ГД-19	»	400×560×270	—	—	
6АС-1	6	—	80—125000	14	—	0,2	8±20%	4ГД-28×2 1ГД-28×1	»	400×425×138	—	5×2	Настольная, полочная, открытая Напольная, закрытая
«Симфония-2»	4	—	63—125000	14	1,0	0,3—0,4	9	6ГД-2×1 3ГД-1×1 1ГД-3×1	»	370×870×230	72,5	16×2	Настольная, полочная, закрытая с герметизацией Напольная, закрытая
10МАС-1	10	—	63—18000	15	0,8	0,15	6,3± ±15%	10ГД-30×1 3ГД-15м×1	Нет	270×255×430	21,0	8,2×2	Настольная, полочная, закрытая с герметизацией Напольная, закрытая
«Виктория-001»	4	—	40—16000	14	1,0	0,1—0,15	5±15%	8ГД-1×1 4ГД-6×1 3ГД-2×1	»	350×270×675	61,0	18×2	Напольная, закрытая
СА-4	4	—	125—12500	16	—	0,13	4±15%	4ГД-28×1 2ГД-19м×2 3ГД-15м	»	360×225×560	38,0	—	Напольная, полочная, закрытая
«Корвет-стерео» (СА-5)	8	—	63—12500	14	—	0,12	8±15%	4ГД-28×2 1ГД-28×2	Нет	395×220×635	47,0	—	Напольная, открытая
СА	10	—	80—20000	14	—	0,15	4±15%	10ГД-29 2ГД-19м×2 3ГД-15м	»	390×240×570	—	10×2	То же

1	2	3	4	5	6]	7	8	9	10	11	12	13	14
Отечественные модели, выпускаемые серийно в настоящее время													
3АС-3	3	4	125—10000	15	—	0,2	4,0	ЗГД-38×1	Нет	210×150×280	9,0	—	Полочная, настольная, открытая
4АС-2	4	8	125—16000	18	—	0,2	4,0	4ГД-43×1 ЗГД-31×1	»	173×100×272	4,7	—	Полочная, закрытая
6АС-2	6	20	63—18000	20	—	0,1	4,0	6ГД-6×1 ЗГД-2×1	»	170×165×300	8,4	—	То же
8АС-3	8	15	100—10000	18	—	0,2	2,0	4ГД-35×2	»	270×170×470	21,6	—	Полочная открытая
8АС-2	8	70	40—18000	18	—	0,1	4,0	8ГД-1×1 4ГД-6×1 ЗГД-2×1	»	360×270×670	61,0	—	Напольная, закрытая
10МАС-1м	10	20	63—18000	15	—	0,15	8,0	10ГД-30×1 ЗГД-31×1	»	270×230×428	27,0	—	Полочная, закрытая с герметизацией
20АС-1	20	30	63—18000	15	—	0,35	16,0	4ГД-43×4 ЗГД-31×2	Нет	313×250×440	34,4	—	Настольная, полочная, закрытая
20АС-2	20	40	40—18000	18	—	0,15	16,0	10ГД-30×2 ЗГД-31×4	»	340×235×630	50,0	—	Напольная, полочная, закрытая
Базовые модели													
6МАС-4	6	20	63—20000	18	—	0,1	4,0	10ГД-34×1 ЗГД-31×1	Нет	190×175×280	9,9	4,0	Настольная, полочная, малогабаритная, закрытая
10АС-9	10	25	63—18000	14	—	0,1	4±0,8%	10ГД-34×1 ЗГД-2×1	»	210×170×360	13,0	—	Настольная, полочная с фазоинвертором
6АСш-2	6	12	100—12500	15	—	0,09	4,0	6ГД-6×1 6ГД-11×1	»	Шаровая, 190	3,0	—	Настольная, полочная, закрытая
15АС-1	15	25	63—20000	15	—	0,11	4±15%	6ГД-6×2 6ГД-11×1	»	240×160×440	16,0	—	То же
15АС-4	15	25	63—20000	15	—	0,3	4±15%	25ГД-26×1 ЗГД-31×1	»	250×190×420	20,0	8	»
25АС-2	25	35	40—20000	18	—	0,11	4±15%	25ГД-26×1 15ГД-11×1 ЗГД-31×1	Имеется	285×250×480	31,0	—	»

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
35AC-1	35	70	30-20000	18	—	0,1	4,0	30ГД-1×1 15ГД-11×1 10ГД-35×1	Име- ется	360×280×710	70,0	—	Напольная, настольная, закрытая, с фазонинверто- ром
35AC-2	35	70	30-20000	17	—	0,11	4,0	30ГД-1×1 6ГД-11×1	»	320×290×520	48,0	—	Закрытая, с фазонинверто- ром
50AC-5	50	100	20-25000	18	—	0,1	4,0	10ГД-1×2 15ГД-11×2 10ГД-35×1	»	475×295×900	120	—	Напольная, закрытая, с фазонинверто- ром
Зарубежные модели, выпускаемые серийно													
HI-FI-112-7, фирмы «Tand- berg»	8	—	60-16000	12	—	0,34	4,0	Две коакси- ально распо- ложенных го- ловки 265, 45 Одна головка	Нет	520×250×260	25	—	Настольная, полочная, закрытая
«Diamant- D251E» (Вен- грия)	10	20	40-16000	20	—	0,28-0,3	15,0	Две головки	»	350×325×600	45	12,5	Напольная, закрытая
«Brilliant- D252E» (Вен- грия)	10	20	40-20000	20	—	0,25-0,3	4,0	Две головки	»	350×325×600	45	14,5	Напольная, закрытая
«Minimax- 2D132E» (Вен- грия)	7	15	45-20000	20	—	0,15	4,0	130×1 100×1	Нет	150×220×260	8,5	4,3	Настольная, полочная, закрытая
«Minimax-2» (Венгрия)	15	20	63-18000	14	—	0,08	4,0	130×1 100×1	»	150×220×260	8,5	—	То же
«Imperial- 4G», Marantz (США)	25	40	40-18000	13	—	0,15	8,0	250×1 70×1	»	286×215×486	30	—	»
«IVC-5335B» Nivico (Япо- ния)	40	80	40-18000	15	—	0,2	5,0	300×1 100×1 рупорный (100×60)	Име- ется	370×295×650	72	—	Напольная, настольная, закрытая
«Imperial-8». Marantz (США)	50	100	35-20000	20	—	0,23	8,0	300×1 84×3 70×2 254×1 51×1	Име- ется	480×368×686	120	—	То же
«SX-3», IVC (Япония)	—	50	30-20000	16	—	0,12	5,5		»	315×290×525	48	—	Полочная, закрытая с уменьшен- ными габар- итами

Перечисленные в табл. 3.1 параметры громкоговорителей в значительной степени определяются качеством электродинамических головок.

В отличие от зарубежных акустических систем, где предусмотрено нормирование лишь одной их категории (Hi-Fi), в отечественных предусматривается деление акустических систем на пять групп сложности. Нормируемые параметры и их значения для каждой группы акустических систем представлены в табл. 3.2.

ТАБЛИЦА 3.2

Нормы акустических систем по группам сложности

Параметр	Нормы по группам сложности				
	I	II	III	IV	V
1. Номинальный диапазон частот, измеряемый шумовым сигналом, Гц	20—25 000	30—20 000	50—12 500	63—10 000	100—6300
2. Рассогласование АЧХ двух акустических систем, предназначенных для одного стереоустройства, усредненное в октавных полосах в диапазоне от 250 до 8000 Гц, дБ, не более	2		3		
3. Номинальная мощность, Вт, не менее	25		10	6	3
4. Среднее звуковое давление, Па, не менее, в диапазоне частот: от 100 до 4000 Гц от 200 до 4000 Гц		1,2	1,2	0,8	— 0,8
5. Суммарный коэффициент гармоник, %, не более, в диапазоне частот: 63—125 Гц 200—1000 Гц при мощности, соответствующей среднему звуковому давлению (п. 4) в диапазоне частот от 1000 до 2000 Гц при 1/2 мощности, соответствующей среднему звуковому давлению; свыше 2000 Гц при 1/4 мощности, соответствующей среднему звуковому давлению		5 3		7 5	9 6
6. Номинальное электрическое сопротивление, Ом		4		8	3
7. Крутизна спада АЧХ в диапазоне частот 50—250 Гц, дБ		12			

3.2. Влияние формы характеристики направленности громкоговорителей на размер зоны стереоэффекта

Допустим, что характеристики направленности левого $D_1(\psi)$ и правого $D_2(\psi)$ громкоговорителей Gr_1 и Gr_2 идентичны и представляют собой эллипсы (рис. 3.1). Пусть акустические центры громкоговорителей совпадают с центрами эллипсов, акустические оси — с направлениями больших осей (показаны на рис. 3.1 стрелками). Кроме того, пусть изменяется степень направленности в децибелах обоих громкоговорителей, определяемая здесь как отношение осей эллипса:

$$\Delta A = 20 \lg b/a.$$

(3.1)

Причем во всех случаях углы ψ_1 , ψ_2 и ψ отсчитываются от направления, перпендикулярного линии базы. С помощью метода, изложенного в § 1.9, для этих условий рассчитываем зоны стереоэффекта, коэффициенты $\gamma_{ср}$ и ρ для баз 1,8;

2,4; 2,8; 3,0 м при изменении ΔA в пределах от 0 (ненаправленные громкоговорители) до 10 дБ (ступенями через 2 дБ) и для значений углов ψ_1, ψ_2, ψ от 0 до 90° .

Результаты этих расчетов, полученные для $B=3,0$ м и $\Delta A=10$ дБ (как имеющие наибольший интерес), представлены графически на рис. 3.2. Здесь

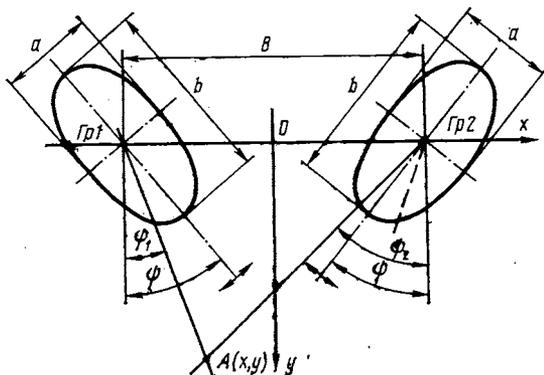


Рис. 3.1. К расчету зоны стереоэффекта

для каждого отдельного случая приведены рассчитанные значения $\gamma_{ср}$ и ρ . Зона стереоэффекта заштрихована, а зона расположения слушательских мест, для которых выполнялся расчет, оставлена незакрашенной. Заметим, что при $B=3,0$ м наибольшее увеличение зоны стереоэффекта наблюдается при $\Delta A=10$ дБ и $\psi \approx 70^\circ$, что соответствует углу на громкоговорителе $2\psi \approx 140^\circ$. Зави-

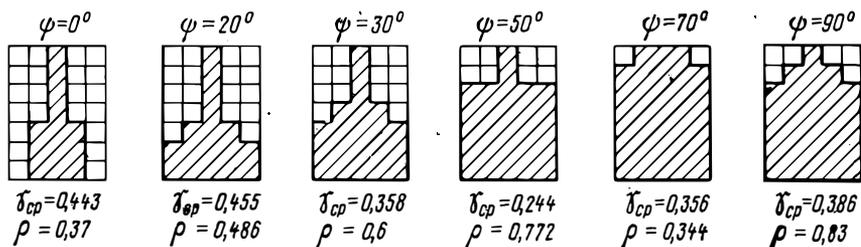


Рис. 3.2. Влияние формы и ориентации в пространстве характеристик направленности громкоговорителей на размер зоны стереоэффекта

симости коэффициента ρ от степени направленности громкоговорителей ΔA , полученные для разных значений углов ψ , приведены на рис. 3.3.

Полученные данные свидетельствуют о следующем: а) наименьший размер зоны стереоэффекта получается при применении направленных громкоговорителей, но расположен-

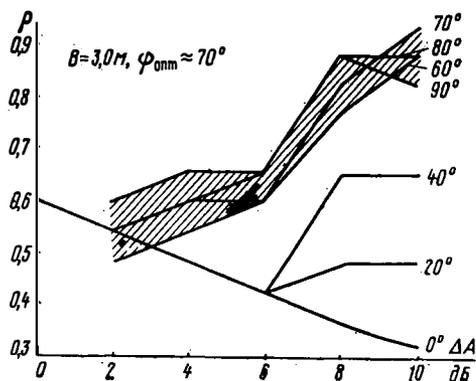


Рис. 3.3. Зависимость коэффициента использования площади прослушивания испытуемой системой воспроизведения от степени направленности громкоговорителей для разных углов пересечения акустических осей громкоговорителей

ных таким образом, чтобы их акустические оси были параллельны; б) несколько больший размер зоны стереоэффекта обеспечивают ненаправленные громкоговорители; в) наибольшее расширение зоны стереоэффекта наблюдается при использовании направленных громкоговорителей, акустические оси которых направлены навстречу друг другу под определенным углом.

3.3. Оптимальные характеристики направленности громкоговорителей при стереовоспроизведении

Подавляющее большинство выпускаемых в настоящее время акустических систем и значительная часть базовых моделей (см. табл. 3.1) обеспечивают очень узкую зону стереоэффекта. Во-первых, это создает значительные неудобства для слушателя, вынуждая его располагаться на оси симметрии системы. Во-вторых, практически исключается возможность коллективного прослушивания с целью получения высокого качества воспринимаемого стереоэффекта. Для слушателей, расположенных сбоку от оси симметрии системы, воспринимающих только ближайший громкоговоритель, звучание по сути дела становится монофоническим.

Этот недостаток, присущий большинству стереофонических звуковоспроизводящих систем не является непреодолимым. Из рис. 3.2 и 3.3 видно, что применение направленных и определенным образом ориентированных громкоговорителей может быть достаточно эффективной мерой для расширения зоны стереоэффекта. Иными словами с помощью характеристик направленности громкоговорителей оказывается возможным компенсировать действие на орган слуха временной разности $\Delta\tau_{x,y}$ и разности уровней $\Delta L_{x,y}$ путем создания в каждой точке прослушивания определенной по значению и знаку компенсирующей разности уровней.

При этом уравнение компенсации имеет вид [11]

$$K_x \Delta\tau_{x,y} + \Delta L_{x,y} + \Delta L_{Д(\psi_1, \psi_2)} = 0, \quad (3.2)$$

где $\Delta L_{Д(\psi_1, \psi_2)}$ — компенсирующая разность уровней, в децибелах, создаваемая в данной точке за счет различия характеристик направленности $D_1(\psi_1)$ и $D_2(\psi_2)$ громкоговорителей, и определяемая как

$$\Delta L_{Д(\psi_1, \psi_2)} = D_1(\psi_1) - D_2(\psi_2) = \frac{(l_1 - l_2) \cdot 10^8}{c} K_x + 20 \lg \frac{l_1}{l_2} + K_0 \frac{l_1 - l_2}{l_2 + l_1}. \quad (3.3)$$

Обычно значения $\Delta L_{Д(\psi_1, \psi_2)}$ рассчитываются только для центрального КИЗ, так как стабилизация его местоположения при боковом смещении слушателя является необходимым и достаточным условием стабилизации всей панорамы. Это следует из того факта, что наклон кривых, характеризующих относительное смещение КИЗ в функции ΔL или Δt не зависит ни от размера B , ни от координат слушателя при $y > B$.

Из (3.3) следует, что существует множество форм оптимальных характеристик направленности, так как определяющим фактором является их разность. Чаще всего на практике используются два пути получения разности $\Delta L_{Д(\psi_1, \psi_2)}$

Наиболее распространенным для двухканальной стереофонии является создание громкоговорителей, обеспечивающих получение для каждого слушательского места значений разности факторов направленности, обеспечивающих направленное излучение звука только в горизонтальной плоскости. При этом в вертикальной плоскости излучение звука должно быть по возможности ненаправленным.

Получение характеристики направленности каждого из громкоговорителей в горизонтальной плоскости монотонной в функции угла и к тому же не имеющей резких перегибов возможно, если точную компенсацию (полную нейтрализацию действия на орган слуха) величин $\Delta\tau_{x,y}$ и $\Delta L_{x,y}$ производить лишь для точек, образующих прямую линию, параллельную базе громкоговорителей [11].

Результаты расчетов $D_{\text{опт}}(\psi)$ для разных значений и расстояний y_0 представлены на рис. 3.4. Для удобства сравнения выполнена нормировка каждой из полученных кривых и, кроме того, они построены в децибелах. Из рис. 3.4 следует, что форма оптимальной характеристики направленности громкоговорителей зависит от y_0 и B ; чем больше B и меньше расстояние до линии компенсации, тем острее должна быть характеристика направленности $\Gamma p1$ и $\Gamma p2$;

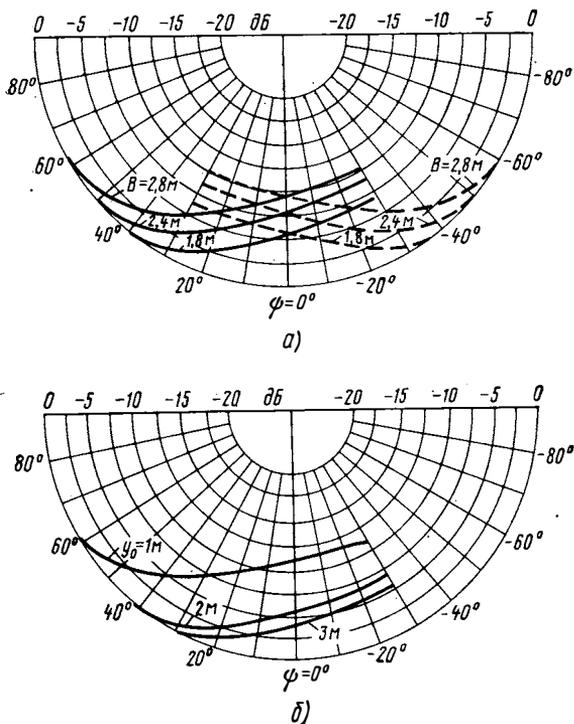


Рис. 3.4. Оптимальные по передаче пространственной информации характеристики направленности для правого (сплошные линии) и левого (пунктирные линии) громкоговорителей стереофонической акустической системы для разных баз при $y_0=2$ м (а) и разных y_0 при $B=1,8$ м (б)

при $y_0 > 1,5$ м влияние этого фактора существенно снижается; акустические оси громкоговорителей с оптимальной направленностью (в зависимости от выбранных значений B и y_0) пересекаются на оси симметрии под углом $80-120^\circ$; изменение направленности каждого из громкоговорителей в пределах угла 60° , считая от его акустической оси для случаев, имеющих наибольший практический интерес ($B=2,8-3,0$ и $y_0 > 1,5$ м), составляет $6-8$ дБ. Заметим, что результаты этих вычислений достаточно хорошо согласуются с данными § 3.2. Для уменьшения влияния вертикальной направленности таких громкоговорителей на получаемые результаты, громкоговорители следует располагать на уровне ушей слушателя, если же вертикальная направленность незначительна, то расположение колонок по высоте безразлично. Следует лишь помнить, что чрезвычайный их подъем приводит к неестественному по высоте положению стереопанорамы.

Другим, менее распространенным в настоящее время способом расширения зоны стереоэффекта (одинаково пригодным для стереофонии и квадрафонии), является применение громкоговорителей, имеющих определенную форму направленного излучения в вертикальной плоскости при отсутствии направленности в горизонтальной. Для получения требуемого эффекта громкоговорители должны устанавливаться ниже (это расположение является более предпочти-

тельным) либо выше головы слушателя. Чем больше этот разнос по высоте H , тем требуется меньшая величина направленного излучения громкоговорителя в вертикальной плоскости.

В случае использования вертикальной направленности для компенсации $\Delta L_{x,y}$ и $\Delta L_{z,y}$ оба громкоговорителя должны быть идентичны. Оптимальная форма характеристики направленности

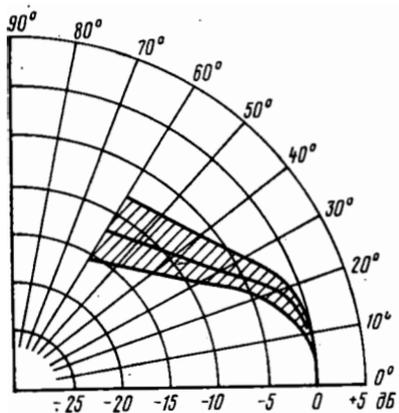


Рис. 3.5. Оптимальные характеристики направленности для вертикальной плоскости (направленность излучения в горизонтальной плоскости должна отсутствовать)

каждого громкоговорителя в этом случае при значении $H \approx 1,0$ м показана на рис. 3.5 (с учетом допустимых отклонений). Она должна удовлетворять следующим требованиям: а) направленность излучения в вертикальной плоскости при угле от 15 до 60° желательно иметь около 12 ± 4 дБ на частотах от 400—600 до 4000—5000 Гц; б) допускается снижение направленности излучения в вертикальной плоскости на частотах 300—600 Гц и 3500—7000 Гц до 6—8 дБ; в) направленность излучения в горизонтальной плоскости при угле $\pm 45^\circ$, считая от акустической оси громкоговорителя, должна составлять не более 3 дБ вплоть до частот около 5000 Гц.

Заштрихованная область оптимальной характеристики направленности соответствует пределам ее изменения, указанным в п.а. Измерение характеристик направленности и получение перечисленных результатов должно обеспечиваться на полосах $1/3$ октавного белого шума.

3.4. Общие сведения о синтезе направленного звена для акустических систем с расширенной зоной стереоэффекта

Выпускаемые отечественной промышленностью головки громкоговорителей имеют недостаточную направленность излучения до частот около 1000 Гц. Поэтому необходимы специальные фокусирующие устройства, в качестве которых чаще всего используют групповые излучатели, акустические линзы или их сочетания. Сложность создания таких устройств состоит в том, что они должны быть компактными, технологичными и обеспечивать постоянство требуемой формы характеристики направленности в широком диапазоне частот от 300—400 до 5000—7000 Гц. При этом особенно жесткие требования должны быть предъявлены к диапазону частот 600—3000 Гц. Не следует забывать, что значительное изменение формы характеристики направленности громкоговорителей с частотой может вызвать не только перемещение, но и «разрыв» отдельных КИЗ, составляющих стереопанораму.

Линейные групповые излучатели. Чаще всего при разработке акустических систем с расширенной зоной стереоэффекта для создания фокусирующего звена с требуемой характеристикой направленности применяют наиболее простую их разновидность — *линейные групповые излучатели* (ЛГИ). Линейные групповые излучатели представляют собой совокупность головок, центры излучения которых лежат на одной прямой. Если допустить, что каждая такая головка является точечным излучателем и на расстоянии 1 м развивает одинаковое звуковое давление, а вся группа состоит из n излучателей, расположенных с постоянным шагом d_0 , то для полосы белого шума направленность ЛГИ может быть рассчитана как

$$D_{гр}(\psi) = \left| \frac{1}{n} \sqrt{n+2 \sum_{k=1}^n (n-k) \xi(k)} \right|. \quad (3.4)$$

где

$$\xi(k) = \frac{\sin \left[k \pi \Delta F \frac{d_0}{c} \sin \psi \right]}{k \pi \Delta F \frac{d_0}{c} \sin \psi} \cos \left[k \Omega_0 \frac{d_0}{c} \sin \psi \right], \quad (3.5)$$

здесь ψ — угол, отсчитываемый от нормали к линии, соединяющей излучатели; ΔF — полоса воспроизводимых частот; Ω_0 — средняя круговая частота этой полосы; c — скорость звука; k — порядковый номер излучателя в ЛГИ [11].

На тех частотах (>600 Гц), где направленностью среднечастотной головки $D_0(\psi)$, входящей в состав ЛГИ, уже пренебрегать нельзя, общая направленность всей конструкции может быть рассчитана как

$$D_{\Sigma}(\psi) = D_0(\psi) D_{ГР}(\psi). \quad (3.6)$$

Анализ выражения (3.4), выполненный с помощью ЭВМ «Минск 22» показал, что: а) обострение характеристики направленности ЛГИ (при питании излучателей $1/3$ и $1/2$ октавными полосами шума) происходит с повышением средней частоты F_0 до тех пор, пока выполняется условие $d_0 < \lambda_{\text{в}}$, где $\lambda_{\text{в}}$ — длина волны, соответствующая верхней граничной частоте полосы шума; б) при дальнейшем повышении средней частоты F_0 шумового сигнала монотонность зависимостей $D_{ГР}(\psi)$ теряется: в диапазоне рабочих углов ($\psi < 60^\circ$) при $d_0 > \lambda_{\text{в}}$ появляется глубокий провал и второй максимум характеристики направленности, мало отличающийся от основного; в) с еще большим повышением частоты F_0 излучение ЛГИ практически становится ненаправленным, в этой области $d_0 \gg \lambda_{\text{в}}$. Эти результаты убедительно свидетельствуют, что о синтезе требуемой формы характеристики направленности акустической системы с расширенной зоной стереоэффекта можно говорить лишь при $d_0 < \lambda$. Поэтому чем меньше диаметр головки громкоговорителя, используемого для ЛГИ, тем выше может быть выбрана граничная частота. Эта частота $F_{\text{в}}$ может быть найдена из условия

$$F_{\text{в}} = c/\lambda_{\text{в}} = c/d_0. \quad (3.7)$$

В качестве примера в табл. 3.3 приведены предельные с этой точки зрения частоты для ряда наиболее распространенных среднечастотных громкоговорителей.

ТАБЛИЦА 3.3

Предельные частоты ЛГИ, выполненных с использованием электродинамических головок

Тип головки	Номинальный диапазон частот, Гц	Диаметр головки, мм	Частоты, Гц, при которых	
			$\lambda=d$	$\lambda/2=d$
4ГД-6	200—5000	80	4250	2125
1ГД-1ВЭФ	200—4000	90	3780	1890
1ГД-39	200—6300	100	3400	1700
15ГД-11	200—5000	125	2720	1360
4ГД-8Е	125—7100	125	2720	1360
2ГД-4	70—10000	152	2240	1120

Как показывают выполненные расчеты, фактический размер ЛГИ L (а следовательно, и число требуемых головок) может быть уменьшен в 2 раза при его расположении вплотную к жесткой отражающей поверхности (к полу или потолку — при создании направленного излучения в вертикальной плоскости и к стене помещения — при создании требуемой направленности в горизонтальной плоскости). Если допустить, что отражающая поверхность являет-

ся идеально жесткой, т. е. не изменяющей фазы звуковой волны при отражении, то выражения (3.4) и (3.5) могут быть преобразованы к виду

$$D'_{\text{гр}}(\psi) = \left| \frac{A_1 + 2 \sum_{k=1}^{n-1} A_k \xi(k)}{A_2} \right|, \quad (3.8)$$

где $A_1 = \frac{n}{2} (1 + \beta^2)$; $A_2 = \left[\frac{n}{2} (1 + \beta) \right]^2$, а $A_k = (n/2 - k) (1 + \beta^2) + k\beta$

при $k < n/2$, $A_k = (n - k)\beta$ при $k \geq n/2$. (3.9)

Здесь β — коэффициент отражения звуковой волны.

Расчеты, выполненные для 1/3 октавных полос шума со средними частотами от 280 до 2800 Гц, показывают, что изменение коэффициента отражения β от 1 до 0,65 практически не влияет на форму характеристики направленности ЛГИ.

Анализ расчетных данных показывает также, что:

1. Если для расширения зоны стереоэффекта используется направленное излучение звука в горизонтальной плоскости, то для получения требуемого изменения направленности 6—8 дБ в угле 60°, считая от акустической оси, необходимо иметь линейный размер фактически действующей группы $L = 0,6$ м. При этом размер ЛГИ, установленного вплотную к стене, будет равен $L' = L/2 = 0,3$ м.

2. При использовании вертикальной направленности, где ее изменение в пределах угла от 15 до 60° должно составлять 12 дБ, размер L должен быть на частоте $F_{\text{н}} = 300$ Гц уже 1,2 м, а при установке такого излучателя на полу жилой комнаты он может быть уменьшен до 0,6 м, что вполне допустимо.

3. Значение d_0 определяет верхнюю рабочую частоту ЛГИ и находится при известном диаметре головок (головки следует располагать возможно ближе друг к другу) из (3.7), а требуемое количество головок рассчитывается как $n' = L'/d_0 + 0,5$ или $n = L/d_0 + 1$. (3.10)

При достаточно большом диаметре головок их можно располагать в два ряда и зигзагообразно со сдвигом каждого ряда относительно другого на $d_0/2$. Этим можно уменьшить по высоте расстояния между соседними головками и тем самым повысить $F_{\text{в}}$ в 2 раза. Однако при этом возрастает направленность излучения в горизонтальной плоскости, что нежелательно.

4. Значение $n'(n)$ определяет уровень боковых лепестков, который не должен превышать —15 дБ по отношению к главному, принятому за 0 дБ. Это условие выполняется, если $n' > 4 \div 5$.

Обеспечив путем выбора L' требуемую (оптимальную) направленность ЛГИ на $F_{\text{н}} = 300$ —400 Гц и верхнюю граничную частоту $F_{\text{в}}$, где характеристика направленности еще монотонна в рабочем диапазоне углов (выбором d_0), следует принять специальные меры к стабилизации формы характеристики направленности, в противном случае будет происходить резкое ее обострение с повышением частоты. Существующие методы стабилизации формы характеристики направленности группового излучателя с повышением частоты будут изложены в следующем параграфе.

В заключение приведем необходимые сведения о конструктивных размерах такого ЛГИ, обеспечивающего постоянство формы характеристики направленности с повышением частоты. Это достигается уменьшением числа работающих головок n , причем способ их отключения с помощью фильтров здесь не приводится. Линейный групповой излучатель, параметры которого приведены в табл. 3.4, обеспечивает оптимальную направленность в горизонтальной плоскости. Не следует забывать, что его размеры могут быть уменьшены вдвое при установке излучателя вплотную к стене.

Пластинчатые акустические линзы. Для создания направленного излучения можно использовать конструкцию, состоящую из ЛГИ и пластинчатой акустической линзы (рис. 3.6а и б, вид сверху на левый громкоговоритель). Общая

Требуемое число головок n ЛГИ при $d_0=0,1$ м

Параметр	Размер базы B , м		
	1,8	2,4	3,0
Изменение направленности, дБ (считая от акустической оси излучателя)	6(0÷40°)	8(0÷50°)	10(0÷60°)
Полоса частот, Гц	350—700	$n=6$	$n=6$
	500—1000	$n=4$	$n=4$
	1000—2000	$n=2$	$n=1\div 2$

направленность такой конструкции зависит от характеристик направленности отдельных составляющих ее элементов, а именно:

$$D_{\Sigma}(\psi) = D_0(\psi) D_{гр}(\psi) \eta_{л}(\psi), \quad (3.11)$$

где $D_0(\psi)$ — характеристика направленности головки громкоговорителя в акустическом оформлении; $D_{гр}(\psi)$ — характеристика направленности точечных излучателей, составляющих ЛГИ и расположенных точно посередине между пластинами линзы; $\eta_{л}(\psi)$ — коэффициент направленности линзы.

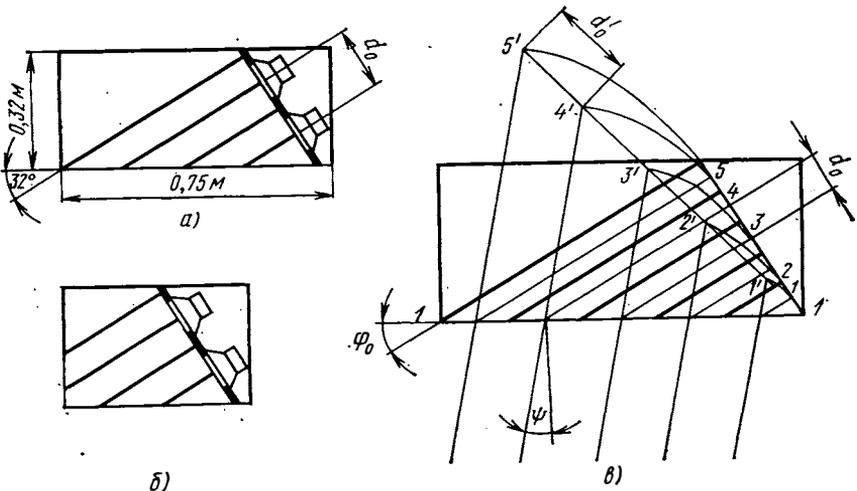


Рис. 3.6. Пластиночная акустическая линза

Поясним принцип действия пластиночной акустической линзы, установленной перед синфазным равноамплитудным ЛГИ (точки 1—5) с помощью рис. 3.6в. Для направления, совпадающего с направлением расположения пластин, пластины не оказывают никакого воздействия на формирование суммарного сигнала в удаленной точке звукового поля. (Для средних частот резонансные явления в полостях, ограниченных соседними пластинами линзы, можно не учитывать). Для прочих направлений сигналы, поступающие из различных каналов (образованных соседними пластинами линзы), имеют сдвиг во времени тем больший, чем больше угол ψ отклонения от нормали, проведенной через середину группового излучателя. Для наглядности такую конструкцию можно представить в виде эквивалентной линейной группы излучателей 1'—5'. Расположение такой эквивалентной группы в пространстве и шаг между излу-

телями d'_0 зависят от угла наблюдения ψ , причем с увеличением ψ растет d'_0 . Эквивалентные источники построены на том же самом расстоянии от апертуры (линия 1—1') линзы, что и действительные 1—5. Причем если провести линии, исходящие от действительных источников 1—5 по середине между двумя соседними пластинами до пересечения с линией апертуры линзы 1—1', и из каждой полученной таким образом точки провести линию в направлении ψ до пересечения с дугой окружности с центром в этой точке и радиусом, равным расстоянию до действительных источников, то мы и получим эквивалентный вид этой конструкции для данного направления ψ ЛГИ (точки 1'—5'). Иными словами, эквивалентные источники (1'—5') оказались расположенными на том же расстоянии от апертуры линзы, что и действительные источники 1—5, но в направлении ψ . Заметим также, что $d'_0 > d_0$, это и обуславливает увеличение направленности в направлении ψ .

Таким образом, данная конструкция пластинчатой линзы как бы трансформирует длину ЛГИ в зависимости от угла, под которым расположена точка наблюдения.

Исследование с помощью ЭВМ выражений (3.11), определяющих форму характеристик направленности пластинчатой акустической линзы в зависимости от ее конструктивных параметров, показывает, что:

а) эффективное обострение характеристик направленности может быть достигнуто только при $\varphi_0 \leq 30^\circ$, применение пластинчатых линз при $\varphi_0 > 40^\circ$ неэффективно;

б) увеличение размера $nd_0 > 0,3$ нежелательно, так как это приводит к незначительному изменению характеристик направленности в диапазоне рабочих углов $\pm 30^\circ$; чаще всего для возбуждения всей линзы достаточно двух головок, реже трех. Головки, образующие ЛГИ, должны быть расположены вплотную; желательно применение головок меньшего диаметра. При этом характеристика направленности окажется более монотонной и сохранится (при соответствующей электрической схеме) возможность использования линзы до более высоких частот. Линза должна иметь жесткую конструкцию. Все головки ЛГИ, возбуждающие линзу, должны быть включены синфазно. Рекомендуется число пластин в линзе выбирать не менее шести, в противном случае уровень боковых лепестков будет ухудшать форму характеристики направленности;

в) характеристика направленности линзы обостряется с повышением частоты, однако в значительно меньшей степени, чем это свойственно ЛГИ.

Исходные данные для расчета основных конструктивных и электрических параметров линзы, обеспечивающей получение требуемой направленности в горизонтальной плоскости, от частоты 350 Гц приведены в табл. 3.5. Число головок ЛГИ линзы n с повышением частоты для сохранения постоянства формы характеристики направленности должно уменьшаться, например отключаться с помощью системы фильтров.

ТАБЛИЦА 3.5

Исходные данные для расчета линзы ($d_0=0,1$ м)

Параметр	Размер базы В, м		
	1,8	2,4	3,0
Изменение направленности, дБ (считая от акустической оси излучателя)	6 (0÷40°)	8 (0÷50°)	10 (0÷60°)
Полоса частот, Гц	350—700	$n=3$	$n=3$
	500—1000	$n=3$	$n=3$
	1000—2000	$n=2$	$n=2$
Угол наклона пластин φ_0 , град	40°		30°

Конструктивно блок линзы удобно располагать в верхней части громкоговорителя и делать его выдвигающимся из общего корпуса. Применяя линзу для расширения зоны стереоэффекта, следует помнить, что левый и правый громкоговорители должны иметь зеркальные конструкции. Высота среднечастотного излучателя с линзой определяется исключительно размерами применяемых головок громкоговорителей и совершенно не влияет на направленность в горизонтальной плоскости. Все головки, питающие собственно линзу, должны быть акустически изолированными с помощью жестких перегородок. Это необходимо для того, чтобы при уменьшении подводимого к крайним головкам напряжения с помощью фильтров они не могли бы возбуждаться акустически.

3.5. Методы стабилизации формы характеристик направленности групповых и линзовых излучателей

Рассмотрим методы стабилизации формы характеристик направленности групповых и линзовых излучателей. Эту задачу можно решить: 1) уменьшением размера апертуры L отключением крайних головок ЛГИ с повышением частоты и 2) выбором соответствующего расположения головок громкоговорителей, не требующим отключения их во всем среднечастотном рабочем диапазоне фокусирования звука (300—5000 Гц).

Исследуем возможности реализации каждого из этих методов.

В табл. 3.6 приводятся значения верхней рабочей частоты ЛГИ в функции от числа головок $n(n')$, требуемых для стабилизации формы характеристики направленности.

ТАБЛИЦА 3.6

Зависимость числа головок (при $d_0=0,08$ м), требуемых для стабилизации формы характеристики направленности ЛГИ от частоты

$n'=n/2$	n	λ , м	F , Гц	$n'=n/2$	n	λ , м	F , Гц
8	16	1,2	280	4	8	0,6	565
7	14	1,05	320	3	6	0,45	755
6	12	0,9	378	2	4	0,3	1130
5	10	0,75	453	1	2	0,15	2260

Все расчеты выполнены для оптимальной направленности в вертикальной плоскости (изменение характеристики направленности 12 дБ в пределах угла от 15 до 60°, считая от плоскости пола).

Данные табл. 3.6 свидетельствуют о необходимости быстрого отключения головок при частоте 280—1000 Гц, что не может быть выполнено с помощью однозвенного LC -фильтра, имеющего крутизну спада 18 дБ на октаву. Применение более сложных многозвенных фильтров в акустических системах неэффективно. При последовательном отключении не одной, а групп головок, частоты среза фильтров будут располагаться реже, фильтры станут более простыми, но электрическая схема всего громкоговорителя по-прежнему будет сложна. Кроме того, непостоянство фазы сигнала на спаде частотной характеристики фильтра нарушает синфазность работы головок ЛГИ и приводит к дополнительным, зачастую весьма значительным изменениям формы характеристики направленности последнего.

Стабилизация формы характеристики направленности отключением крайних головок ЛГИ с повышением частоты широко применяется, когда, ЛГИ работает в сочетании с линзой, что очень часто используется для получения оптимальной направленности в горизонтальной плоскости. В этом случае ЛГИ, возбуждающая линзу, чаще всего содержит две головки ($n=2$), одна из которых отключается с повышением частоты (обычно с помощью конденсатора), начиная с 1500—2000 Гц. В качестве примера на рис. 3.7 приведена принципиальная схема первого громкоговорителя с линзой электрофона «Корвет-стерео». Отключение среднечастотной головки $Lp3$, входящей в состав ЛГИ, производится конденсатором C_{Σ} .

Более эффективным особенно при использовании вертикальной направленности является второй метод, не требующий отключения головок с повышением частоты. В этом случае (рис. 3.8а) головки громкоговорителей располагают на дуге окружности определенного радиуса R . При получении расчетных формул все излучатели (1, 2, ..., $n-1$) считаются точечными, а расстояние по вертикали между ними d_0 — неизменным. На рис. 3.8б приведены также графи-

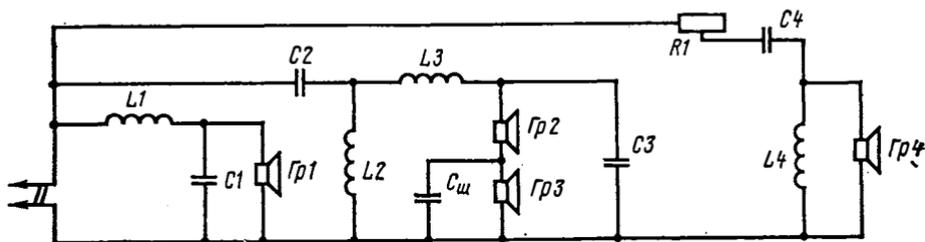


Рис. 3.7. Электрическая схема громкоговорителя электрофона «Корвет-стерео»

ческие построения, поясняющие полученные формулы, оценивающие для произвольной точки временной сдвиг $\Delta\tau_{i,j}$ сигналов любой пары излучателей. Линия $I-I$ представляет собой ось симметрии группового излучателя. При на-

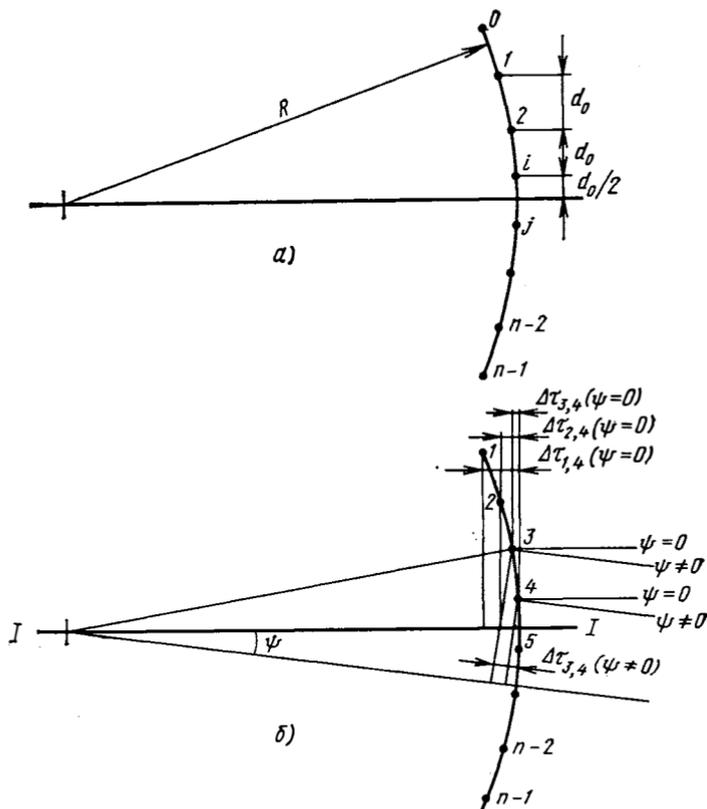


Рис. 3.8. К определению характеристики направленности дугового группового излучателя

полном расположении конструкции громкоговорителя (когда речь идет о создании вертикальной направленности) фактической частью является только верхняя половина конструкции, расположенная выше линии $I-I$. При этом нижняя часть этого излучателя имитируется зеркальными отражениями от пола.

Направленность излучения такого группового излучателя (см. рис. 3.8) с криволинейной образующей может быть рассчитана как

$$D_{гр}^*(\psi) = \sqrt{\frac{n+2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\sin(\pi \Delta F \Delta \tau_{i,j})}{\pi \Delta F \Delta \tau_{i,j}} \cos(\Omega_0 \Delta \tau_{i,j})}{n+2 \sum_{i=1}^{n-1} \sum_{j=0}^{i-1} \frac{\sin[\pi \Delta F \Delta \tau_{i,j}(\psi=0)]}{\Delta F \pi \Delta \tau_{i,j}(\psi=0)} \cos[\Omega_0 \Delta \tau_{i,j}(\psi=0)]}} \quad (3.12)$$

$$\text{где } \Delta \tau_{i,j} = \frac{R}{C} \left\{ \cos \left[\arcsin \left(i - \frac{n-1}{2} \right) \frac{d_0}{R} - \psi \right] - \cos \left[\arcsin \left(j - \frac{n-1}{2} \right) \frac{d_0}{R} - \psi \right] \right\} \quad (3.13)$$

Расчет величин $L(L')$, $n(n')$, выбор d_0 выполняются здесь точно также как и для обычного ЛГИ, а радиус R , при котором наблюдается наилучшая стабилизация формы характеристики направленности, может быть найден с помощью ЭВМ, например путем перебора ряда значений и последующего анализа полученных результатов. При проведении этих расчетов радиус менялся от 1,1 до 3,8 м ступенями через 0,2–0,4; d_0 составляло 0,08 м; $n'=7$ или 8. Характеристики направленности рассчитывались для 1/3 октавных полос белого шума со средними частотами $F_0=300, 1000, 2500, 3500, 4260, 4400, 5000$ Гц.

Анализ полученных зависимостей позволил установить следующее:

а) изменение радиуса R в достаточно широких пределах от 3,8 до 1,6 м при постоянной апертуре практически не сказывается на форме характери-

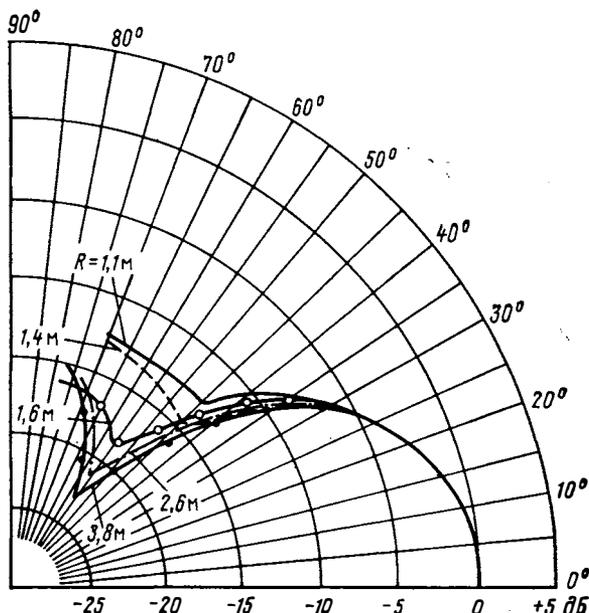


Рис. 3.9. Характеристики направленности ГИ с расположением головок по дуге окружности для разных значений радиуса R при $F_0=300$ Гц, $d_0=0,08$ м, $n'=8$ ($n=16$)

ки направленности группового излучателя на низких частотах ($F_0=300$ Гц); лишь при значениях радиуса $R < 1,6$ м это изменение формы характеристики направленности становится заметным (рис. 3.9);

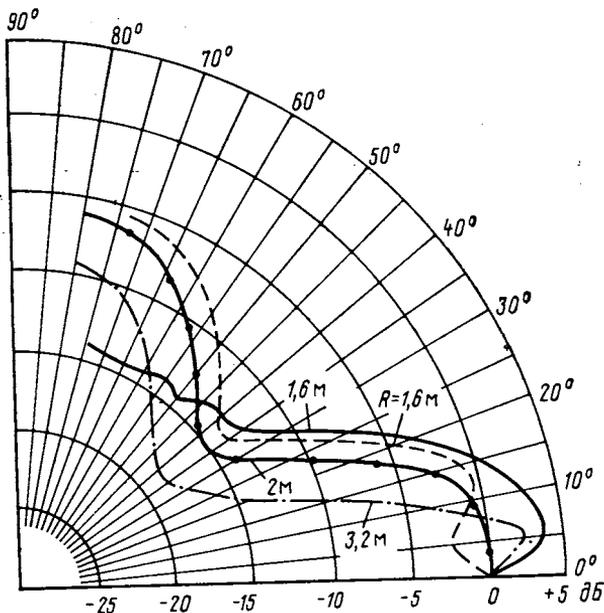


Рис. 3.10. Характеристики направленности ГИ с расположением головок по дуге окружности при $F_0=4260$ Гц, $d_0=0,08$ м, $n'=8$ ($n=16$); для $R=1,6$ м при $F_0=3500$ Гц, $d_0=0,08$ м, $n'=7$ ($n=14$) — пунктирная кривая

б) на более верхних частотах повышение F_0 ведет к расширению формы характеристики направленности с уменьшением радиуса R , причем это проявляется тем значительнее, чем выше частота F_0 (рис. 3.10). Благодаря этому можно найти такое значение радиуса R , при котором будет иметь место на-

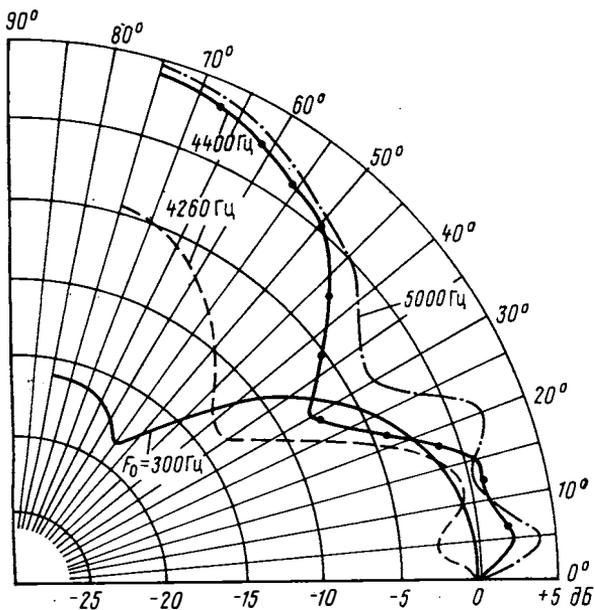


Рис. 3.11. Частотная зависимость характеристики направленности ГИ с расположением головок по дуге окружности при $R=1,6$ м, $n'=8$ ($n=16$), $d_0=0,08$ м для полос $1/3$ октавного «белого» шума

лучшая стабилизация формы характеристик направленности во всем требуемом диапазоне частот (300—5000) Гц;

в) для каждого значения радиуса R при $L = \text{const}$ и $d_0 = \text{const}$ наибольшая направленность излучения наблюдается при выполнении условия $d_0 \approx \lambda_n$. При этом характеристика направленности изменяется монотонно и имеет один главный лепесток в угле от 0 до 60°. Дальнейшее повышение частоты F_0 приводит не к сужению, а к расширению характеристики направленности группового излучателя (рис. 3.11);

г) апертура L определяет степень фокусирования звука, d_0 — значение верхней рабочей частоты группового излучателя, в то время как значение радиуса R — степень стабилизации формы характеристики направленности. Наилучшая стабилизация наблюдается при $R \approx 1,6$ м (рис. 3.12). Для получения

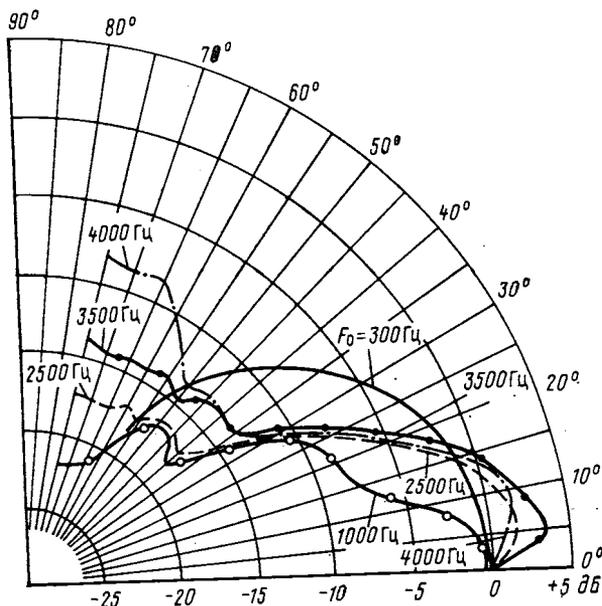


Рис. 3.12. Характеристики направленности ГИ с расположением головок по дуге окружности при $R=1,6$ м, $n'=7$ ($n=14$), $d_0=0,08$ м для полос 1/3 октавного «белого» шума

требуемой направленности на нижней рабочей частоте ($F_n=300$ Гц) при $d_0=0,08$ м в группе достаточно использовать семь головок громкоговорителей ($n'=7$) с учетом отражений от пола. При этом для $d_0=0,08$ м значение верхней рабочей частоты составляет 4000 Гц. Дальнейшее повышение ее до 5000 Гц может быть обеспечено только уменьшением d_0 (т. е. применением головок меньшего диаметра).

Заметим, что изготовление таких групповых излучателей не представляет сложности, а полученные при этом результаты удовлетворяют всем требованиям, предъявляемым к направленному звену акустических систем с расширенной зоной стереоэффекта. Недостатком такого направленного звена, как впрочем и ЛГИ, является наличие большого числа головок. С этой точки зрения большой интерес представляют неэквидистантные групповые излучатели, позволяющие существенно сократить число требуемых головок. Достоинством таких излучателей является также то, что у них подавлены побочные главные лепестки, так как разность хода лучей не равна нулю для любого направления ψ , кроме нормального к оси излучателя ($\psi=0$).

Методы расчета неэквидистантных излучателей очень громоздки, основная трудность в данном случае состоит в том, что требуется обеспечить постоянство формы характеристик направленности в широком диапазоне частот от 300 до 4000—5000 Гц.

Необходимость получения оптимальной формы характеристики направленности в среднечастотном диапазоне приводит к тому, что акустические системы с расширенной зоной стереоэффекта являются, как правило, трехполосными и значительно реже двухполосными.

3.6. Акустические системы для стереовоспроизведения

Акустическая система типа 6МАС-4 (рис. 3.13а) является двухполосной, содержит две электродинамических головки, одна из которых является низкочастотной типа 10ГД-34, вторая — высокочастотной типа ЗГД-31.

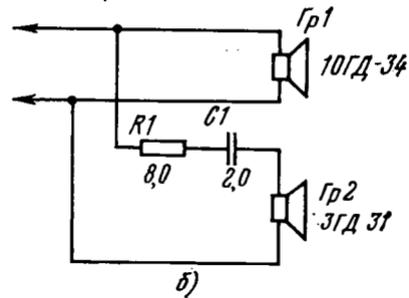


Рис. 3.13. Внешний вид (а) и электрическая схема (б) громкоговорителя 6МАС-4

Среднечастотная головка отсутствует. Расположение головок фронтальное. Головки крепятся к отражательной доске винтами с наружной стороны, причем в нижней части корпуса — низкочастотная головка, в верхней части — высокочастотная. Декоративная передняя стенка системы — съемная, обтянутая радиотканью, крепится к отражательной доске шестью застёжками типа «репей».

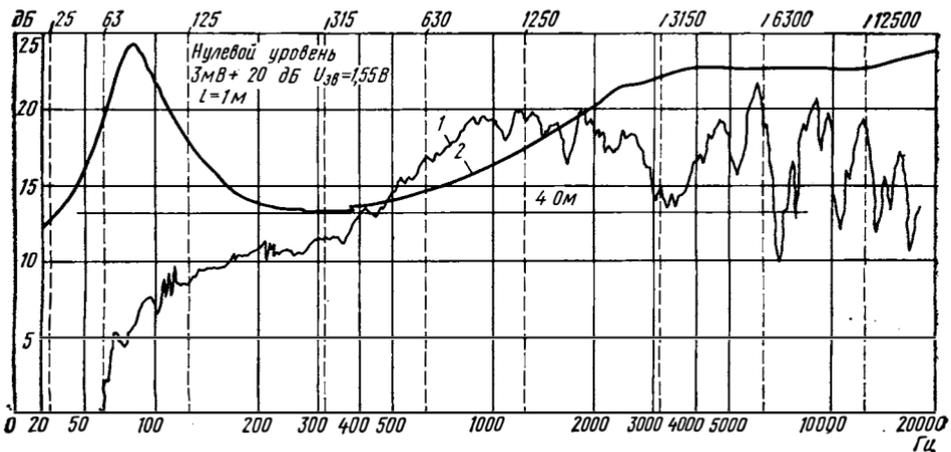


Рис. 3.14. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 6МАС-4

ник». Корпус акустической системы 6МАС-4 герметичный, собран с применением клея. Внутренний объем системы заполнен ватой.

Принципиальная электрическая схема акустической системы 6МАС-4 представлена на рис. 3.13б. Частотные характеристики системы по звуковому давлению (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) показаны на рис. 3.14. (Здесь и далее аналогичные кривые построены в логарифмическом масштабе, одно деление по оси ординат соответствует изменению в 1 дБ.) Горизонтальная линия соответствует сопротивлению 4 Ом.

Достоинством акустической системы 6МАС-4 являются малые габариты при достаточно низкой граничной частоте (63 Гц), а недостатком — невысокое среднее стандартное звуковое давление.

Акустическая система типа 10МАС-1 (рис. 3.15а) также является двухполосной и содержит головки: низкочастотную типа 10ГД-30 и высокочастотную — ЗГД-31. Расположение головок фронтальное. Передняя доска обтянута радиотканью. Корпус системы с герметизацией. Внутренний объем системы заполнен ватой, а головки покрыты несколькими слоями марли.

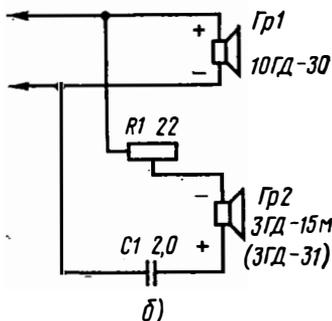
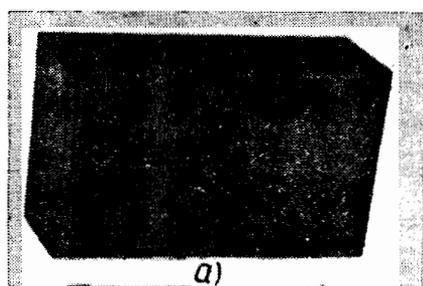


Рис. 3.15. Внешний вид и электрическая схема громкоговорителя 10МАС-1

Электрическая схема акустической системы приведена на рис. 3.15б. Используется параллельная схема питания головок; резистор $R1$ необходим для выравнивания частотной характеристики системы по звуковому давлению. Частотная характеристика представлена на рис. 3.16 (кривая 1), здесь же приведена зависимость модуля полного электрического сопротивления от частоты (кривая 2).

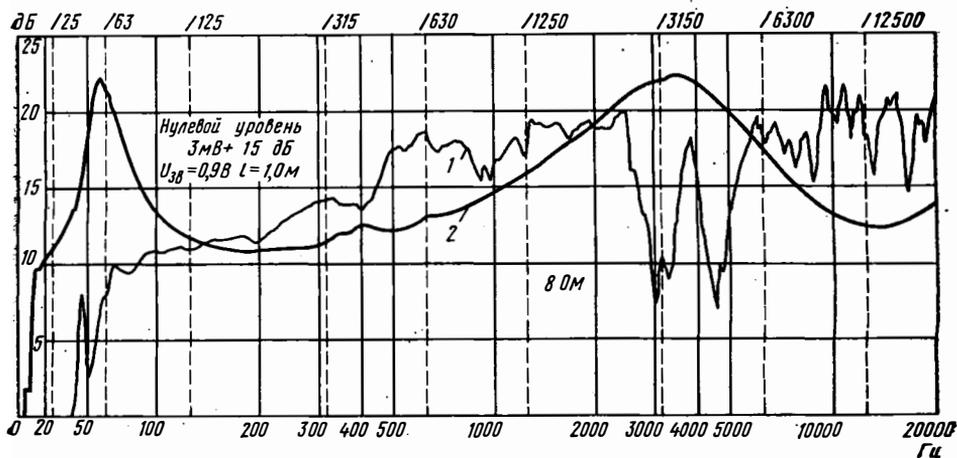


Рис. 3.16. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 10МАС-1

Достоинством системы являются ее малые размеры и возможность использования при установке на полке и стене.

Акустическая система 10АС-9 (рис. 3.17а) является двухполосной. В ней используется низкочастотная головка типа 10ГД-34 и питаемая через последовательно включенные резистор R и конденсатор C (рис. 3.17б) высокочастотная головка типа ЗГД-2. Система 10АС-9 предназначена для комплектации музыкального центра «Мелодия 106».

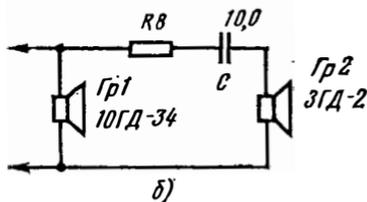


Рис. 3.17. Внешний вид (а) и электрическая схема (б) громкоговорителя 10АС-9

Корпус акустической системы имеет щитовую конструкцию. На фронтальной панели расположены низкочастотная головка (в нижней части корпуса), слева в верхней части — высокочастотная, а справа (тоже в верхней части корпуса) показано отверстие для фазоинвертора. Корпус выполнен из фанеры толщиной 10 мм и покрыт ореховым шпоном. Фазоинвертор имеет демпфирующее покрытие, что позволяет избежать возникновения стоячих волн в его шахте. Сборка корпуса акустической системы производится с применением винтов и клея. Внутренний объем системы заполнен ватными пакетами, которые прикреплены к задней и нижней стенкам корпуса. Характеристики звукового давления (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) показаны на рис. 3.18.

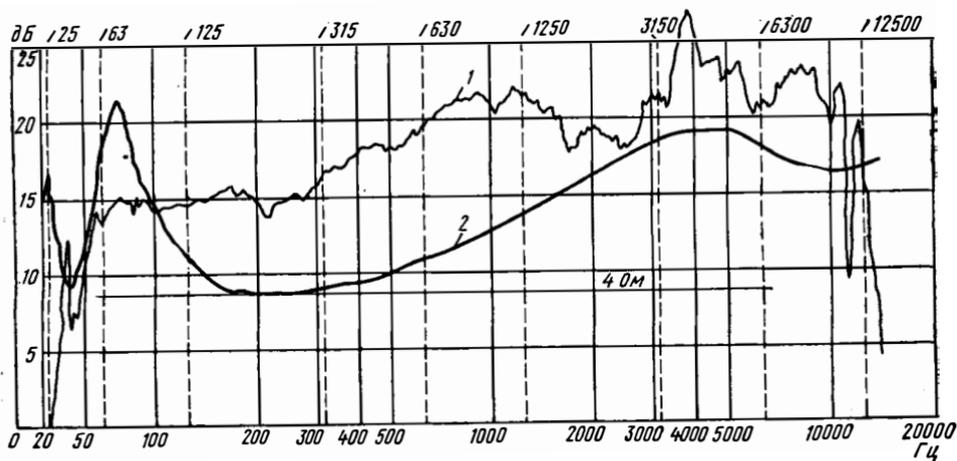


Рис. 3.18. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 10АС-9

Акустическая система 15АС-4 (рис. 3.19а) двухполосная.

Питание высокочастотной головки типа ЗГД-31 осуществляется через сложный фильтр (3.19б), содержащий не только конденсатор C , но и катушку L , что обеспечивает более резкий спад подводимого к этой головке напряжения на частотах ниже F_p . Резистор R необходим для выравнивания формы частотной характеристики системы во всем диапазоне частот. В системе используется низкочастотная головка типа 25ГД-26.

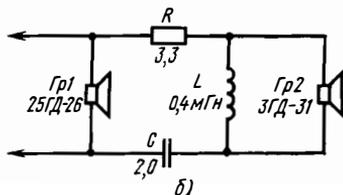


Рис. 3.19. Внешний вид (а) и электрическая схема (б) громкоговорителя 15АС-4

Корпус выполнен из фанеры толщиной 10—15 мм, имеет щитовую конструкцию, снаружи покрыт шпоном красного дерева и лаком, а задняя стенка — эмалью. Задняя стенка съемная, через имеющийся в ней паз выводится питающий шнур ШБПВГ, заканчивающийся вилкой РВК4-2-Ш7. Для повышения герметичности места соединения стенок корпуса, а также места крепления головок прошпаклевываются мастикой, а задняя стенка крепится через прокладку, выполненную из поропласта. И наконец, для уменьшения резонансных явлений и стоячих волн, возникающих в замкнутом объеме ящика, к задней стенке прикреплен ватный матрац.

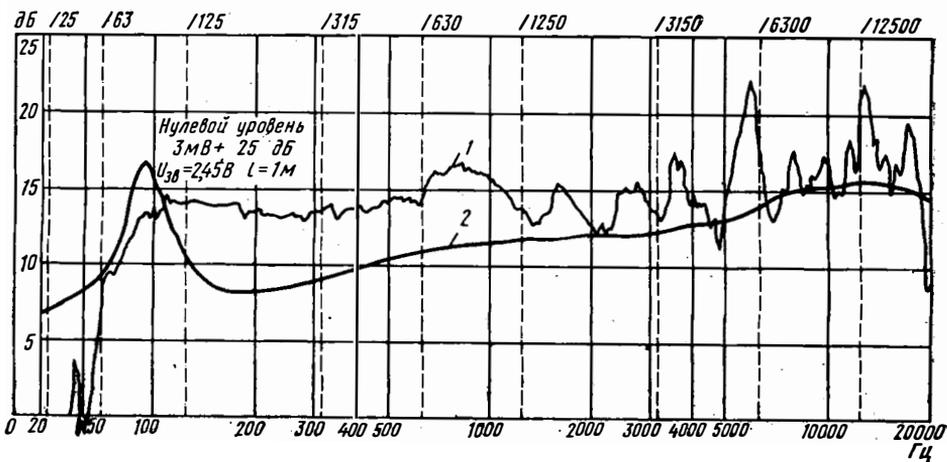


Рис. 3.20. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 15АС-4

Фильтр для питания высокочастотной головки расположен на дне корпуса. Частотные характеристики звукового давления (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) представлена на рис. 3.20.

Акустическая система 25АС-2 (рис. 3.21) является трехполосной. Все звенья соединены параллельно через соответствующие фильтры (рис. 3.21б). Низкочастотная головка типа 25ГД-26 питается через фильтр нижних частот $L1, C1$. Среднечастотная головка типа 10ГД-33 включена через фильтр верхних частот $L2, C2$. Высокочастотная головка типа 3ГД-31 подключена через фильтр

$C4, L3$. Резисторы $R2+R3$ и $R5$ служат для получения максимально плоской частотной характеристики звукового давления системы во всем диапазоне частот (кривая 1, рис. 3.21в) при указанных на схеме положениях контактов переключателей $B1, B2$ и $B3$. Переключатели управляют формой частотной характеристики акустической системы в области средних частот от 400 до 5000 Гц. При размыкании переключателя $B1$ получается небольшой провал на этих частотах (кривая 2), при замыкании $B2$ наблюдается, наоборот, подъем в этой области (кривая 3), а при замыкании переключателя $B3$ подъем оказывается еще большим (кривая 4). Диапазон коррекции составляет от -2 до $+4$ дБ и изменяется ступенями через 2 дБ.

Конструкция системы и ее внешняя отделка аналогичны описанной ранее. Расположение головок громкоговорителей фронтальное и схематически показано на рис. 3.21а. Клавиши переключателей $B1, B2$ и $B3$ находятся в нижней части фронтальной панели. Фильтр расположен на дне корпуса, частоты раздела составляют 700 и 5000 Гц.

На рис. 3.21в показаны идеализированные (сглаженные) формы частотных характеристик системы. Реальная частотная характеристика звукового давления (кривая 1), соответствующая позиции ее переключателей, обеспечивающих ее максимальную плоскую форму, и изменение модуля полного электрического сопротивления (кривая 2), приведены на рис. 3.22.

Акустическая система 35АС-1

трехполосная. Принципиальная схема системы показана на рис. 3.23б. Она содержит: низкочастотную динамическую головку типа 30ГД-1, питаемую через фильтры $L3, C5, C6$, среднечастотную головку 15ГД-11, подключаемую через полосовые фильтры $L2, C3$ и $L4, C7$, и высокочастотную головку типа 10ГД-34, питаемую через фильтр нижних частот $C1, L1$. Кроме того, система содержит ступенчатые регуляторы уровня звукового давления, выполненные на резисторах, в цепях среднечастотной и высокочастотной головок. Когда переключатели $B1$ и $B2$ находятся в крайнем левом (по схеме) положении («max»), сигнал на среднечастотную головку подается через резистор $R3$, а на высокочастотную — непосредственно через фильтр. При этом резистор $R3$ необходим для получения наиболее плоской по форме частотной характеристики звукового давления всей системы в целом.

При переводе переключателя $B1$ в среднее положение («норм») или в крайнее правое («min») в цепь питания головки 15ГД-11 дополнительно подключаются различные резисторы, образующие делители напряжения. Вследст-

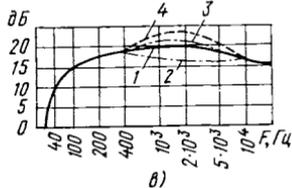
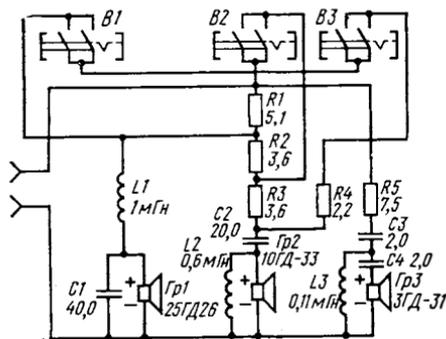
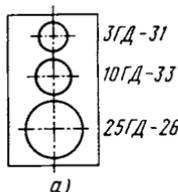


Рис. 3.21. Схематическое изображение внешнего вида (а), частотная характеристика (б) и электрическая схема (в) громкоговорителя 25АС-2

вие этого среднее звуковое давление, создаваемое высокочастотной головкой на частотах 500—5000 Гц, понижается соответственно на 3 или 6 дБ. Аналогично работает переключатель *B2* в цепи питания высокочастотной головки на частотах выше 5000 Гц.

Корпус акустической системы неразборный. Все головки громкоговорителей и органы регулировки формы частотной характеристики расположены на

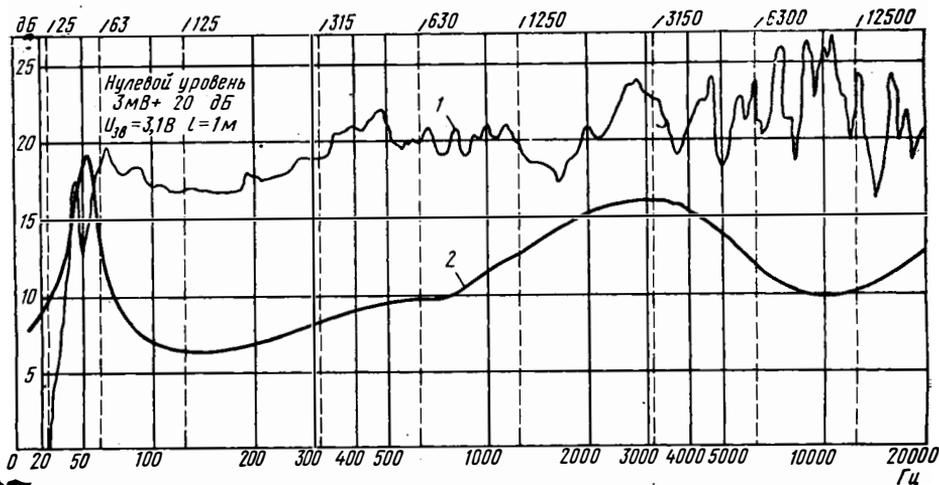


рис. 3.22. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 25АС-2

отражательной доске. В левом нижнем углу находится отверстие для фазоинвертора. Среднечастотная и высокочастотная головки расположены в левой верхней части корпуса друг над другом. Съемная передняя панель открывает доступ к органам управления.

Частотные характеристики звукового давления (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) представлены на рис. 3.24.

Акустическая система 50АС-5 (рис. 3.25а) трехполосная. В ней применены следующие головки: низкочастотная 30ГД-1 (2 штуки), среднечастотная 15ГД-11 (2 штуки) и высокочастотная 10ГД-35. Принципиальная схема этой системы приведена на рис. 3.25б. Расположение головок, отверстий фазоинверторов, органов управления формой частотной характеристики на средних и высших частотах видно из рис. 3.25а и не нуждается в специальном пояснении.

Частотные характеристики звукового давления (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) приведены на рис. 3.26.

Акустическая система транзисторной радиолы «Виктория-001-стерео» трехполосная. Все звенья соединены параллельно (рис. 3.27а). Низкочастотная головка типа 8ГД-1 питается через фильтр *L1, C1*, среднечастотная головка 4ГД-6 — через полосовой фильтр *L2, L3, C2, C3*, высокочастотная головка типа 3ГД-2 подключена через конденсатор *C4*. Резисторы *R1* и *R2* необходимы для выравнивания частотной характеристики звукового давления.

Размещение головок фронтальное и показано схематично на рис. 3.27б. Высокочастотная и среднечастотная головки закрыты пластмассовой крышкой. Внутренний объем ящика герметизирован и заполнен хлопчатобумажной ватой.

Частотные характеристики звукового давления (кривая 1) и модуля полного электрического сопротивления (кривая 2) для этой системы представлены на рис. 3.28.

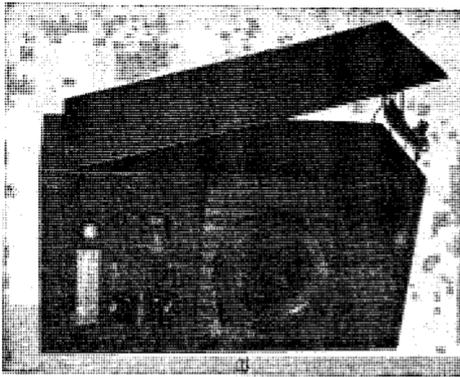
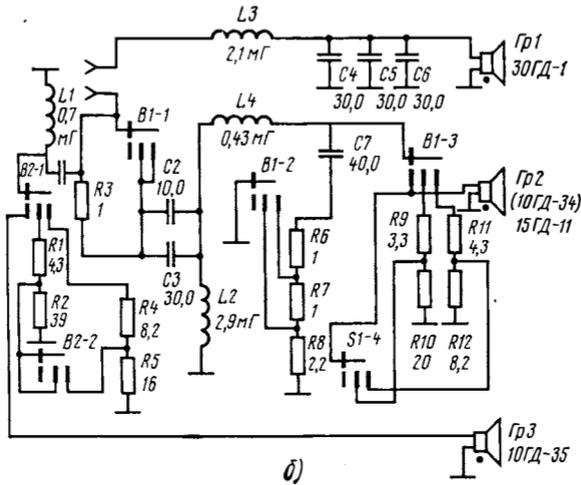


Рис. 3.23. Внешний вид (а) и электрическая схема (б) громкоговорителя 35АС-1



б)

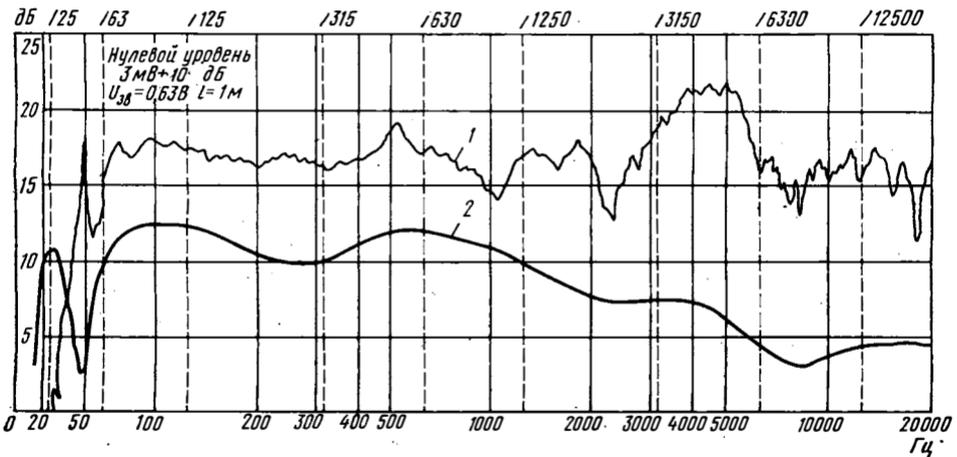


Рис. 3.24. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 35АС-1

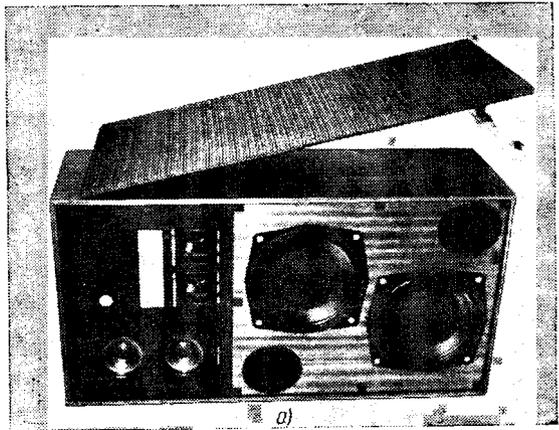


Рис. 3.25. Внешний вид (а) и электрическая схема (б) громкоговорителя 50АС-5

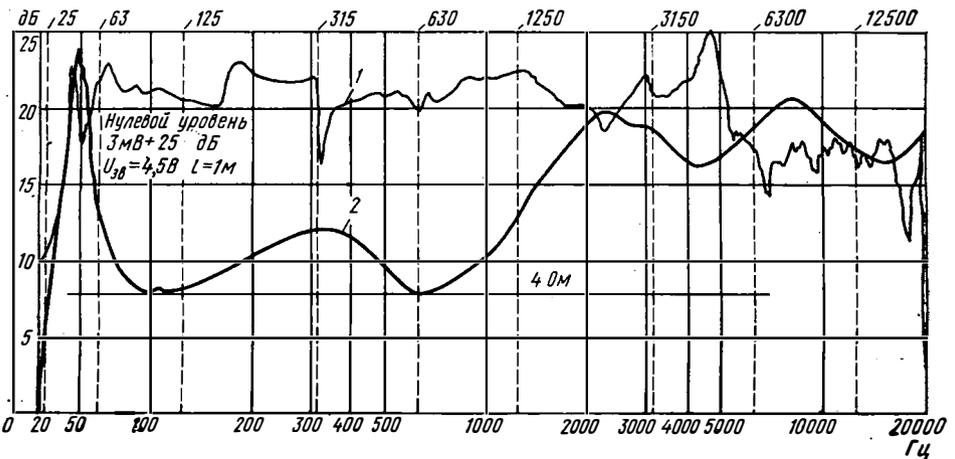
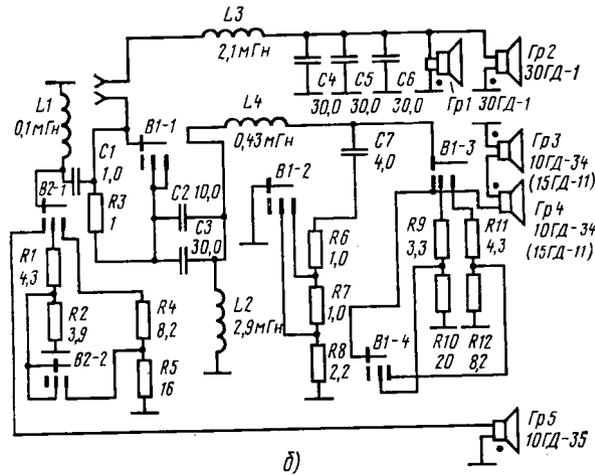


Рис. 3.26. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителя 50АС-5

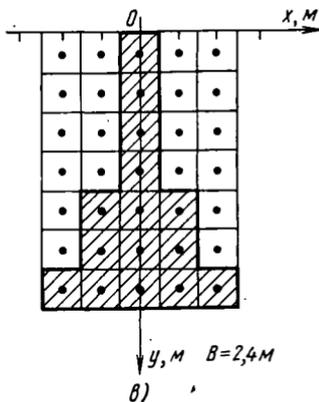
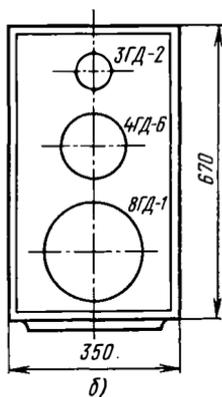
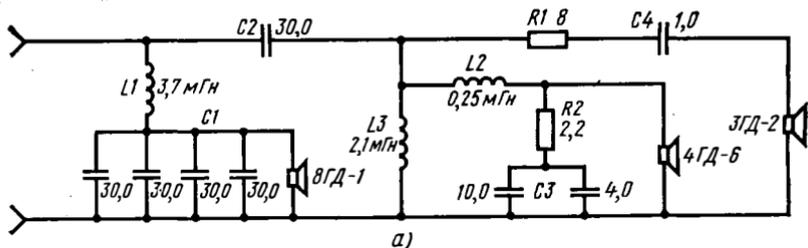


Рис. 3.27. Схематическое изображение внешнего вида (а), электрическая схема (б) и э- стереоэффекта (в) громкоговорителей радиолы «Виктория-001-стерео»

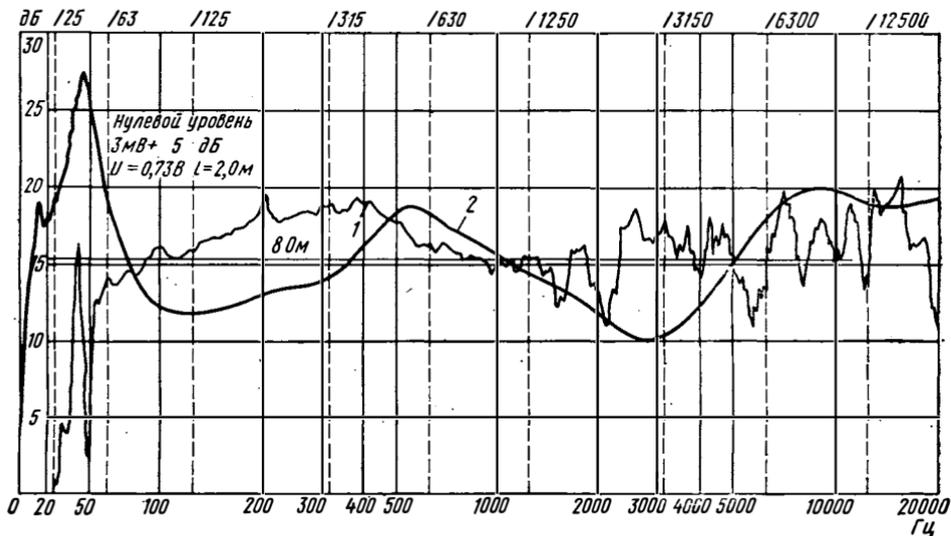


Рис. 3.28. Частотные характеристики звукового давления и модуля полного электрического сопротивления громкоговорителей радиолы «Виктория-001-стерео»

4.1. Введение

Признание, которое получили у любителей музыки стереофонические магнитные и граммофонные записи, заставило инженеров всерьез задуматься над возможностью передачи стереофонического звучания по радио, т. е. о введении *стереофонического радиовещания*.

Наиболее приемлемым для стереофонического радиовещания оказался диапазон УКВ, вещание в котором в Советском Союзе и большинстве социалистических стран ведется в диапазоне частот 65,8—73 МГц. Выбор диапазона УКВ для стереофонического вещания объясняется тем, что в данном диапазоне можно обеспечить высокое качество музыкального вещания с низким уровнем помех и воспроизведением полной полосы звуковых частот. Кроме того, широкая полоса радиочастот, занимаемая передачей в УКВ диапазоне, позволяет относительно легко реализовать передачу двух стереофонических каналов через одну радиостанцию.

В Советском Союзе в конце 50-х годов была разработана система стереофонического радиовещания в УКВ диапазоне, использующая так называемую «полярную модуляцию» и отличающаяся простотой и узким спектром излучения при высоком качестве звучания передаваемых программ. Система была утверждена для регулярного вещания в конце 1963 г. К началу 1979 г. стереофоническое вещание велось в 32 крупных городах со средним объемом от 1 ч в день. В ближайшие годы стереофоническое радиовещание в нашей стране будет продолжать развиваться, причем особое внимание будет уделено повышению качества стереофонических передач.

4.2. Полярно-модулированные колебания

В основу системы стереофонического радиовещания положены полярно-модулированные колебания (ПМК). Они отличаются от обычных АМ колебаний тем, что верхняя огибающая в них модулирована одним сигналом, а нижняя — другим (рис. 4.1а). Таким образом, с помощью ПМК можно пе-

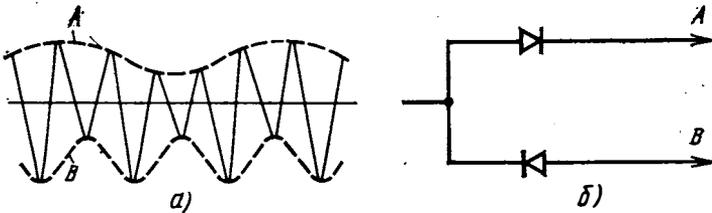


Рис. 4.1. Полярно-модулированное колебание (а) и принцип разделения передаваемых сообщений (б)

редать одновременно две различных информации. Эти информации могут быть разделены с помощью двух АМ детекторов различной полярности, как в упрощенном виде показано на рис. 4.1б.

Если оба модулирующих сигнала одинаковы, но противоположны по фазе, то образуется обычное АМ колебание (рис. 4.2а). Его спектр при синусоидаль-

ном модулирующем сигнале содержит, как известно, несущую и две боковых (рис. 4.2б) и может быть записан в виде

$$u_1 = U_m (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega t = U_m \left[\sin \omega t - \frac{m}{2} \cos (\omega + \Omega) t + \frac{m}{2} \cos (\omega - \Omega) t \right], \quad (4.1)$$

где m — коэффициент модуляции.

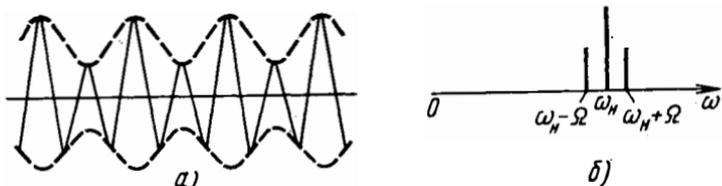


Рис. 4.2. Полярно-модулированное колебание при противофазной модуляции (а) и его спектр (б)

Если модулирующие сигналы одинаковы и синфазны, то ПМК представляют собой сумму модулирующего и несущего колебаний (рис. 4.3а и б):

$$u_2 = U_m (m \sin \Omega t + \sin \omega t). \quad (4.2)$$

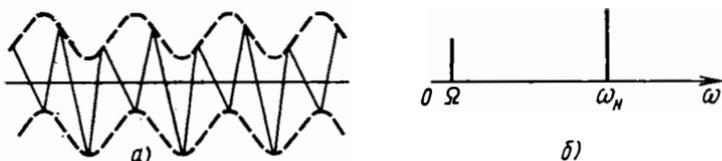


Рис. 4.3. Полярно-модулированное колебание при синфазной модуляции (а) и его спектр (б).

Если модулируется только верхняя (положительная) огибающая (рис. 4.4а), то ПМК могут быть представлены как полусумма колебаний (4.1) и (4.2):

$$u_3 = \frac{u_1 + u_2}{2} = U_m \left[\frac{m}{2} \sin \Omega t + \left(1 + \frac{m}{2} \sin \Omega t \right) \sin \omega t \right]. \quad (4.3)$$

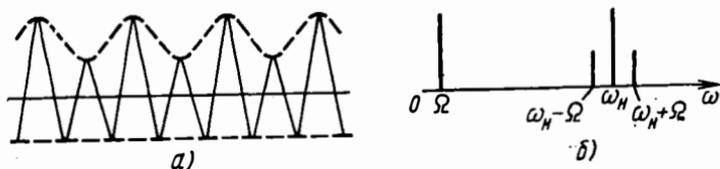


Рис. 4.4. Полярно-модулированное колебание при модуляции в одном канале (а) и его спектр (б)

Действительно, если принять $\sin \omega t = 1$, то для верхней огибающей получим $u_{3+} = U_m (1 + m \sin \Omega t)$, а если $\sin \omega t = -1$, то для нижней огибающей будем иметь $u_{3-} = -U_m$. Таким образом, модулирующий сигнал присутствует только в верхней огибающей.

Спектр таких ПМК показан на рис. 4.4б и содержит как модулирующую частоту, так и несущую с ее боковыми частотами амплитудной модуляции.

В общем виде при модуляции в каналах A и B уравнение ПМК может быть записано в виде

$$u = U_m \left[\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t + \left(1 + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t - \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \sin \omega t \right], \quad (4.4)$$

где m_A и m_B — коэффициенты модуляции по амплитуде верхней и нижней огибающих соответственно.

При $\sin \omega t = 1$ получаем уравнение верхней огибающей: $u_+ = U_m (1 + m_A \sin \Omega_A t)$. Аналогично при $\sin \omega t = -1$: $u_- = -U_m (1 - m_B \sin \Omega_B t)$.

Следует подчеркнуть, что полное разделение сигналов A и B наступает только при детектировании по огибающей. Так, если принять, например, $\sin \omega t = 1/2$, то из (4.4) получаем

$$u_{0,5} = \frac{U_m}{2} \left(1 + \frac{3}{2} m_A \sin \Omega_A t + \frac{1}{2} m_B \sin \Omega_B t \right),$$

т. е. при детектировании на этом уровне мы получили бы переходное затухание между каналами A и B всего лишь 10 дБ.

Можно получить другой тип ПМК, в котором сигналами A и B модулированы не огибающие, а соответствующие полупериоды поднесущей частоты. т. е. колебание, описываемое уравнением

$$\left. \begin{aligned} u &= U_m (1 + m_A \sin \Omega_A t) \sin \omega t \quad \text{при } 0 \leq \omega t \leq \pi, \\ u &= U_m (1 - m_B \sin \Omega_B t) \sin \omega t \quad \text{при } \pi \leq \omega t \leq 2\pi. \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$

Такое колебание по внешнему виду почти не отличается от изображенного на рис. 4.1, но может быть продетектировано на любом уровне без переходных искажений.

Однако разложение уравнения (4.5) в ряд Фурье приводит к спектру

$$u = U_m \left[\left(\frac{m_A}{\pi} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{\pi} \sin \Omega_B t \right) + \left(1 + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t - \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \sin \omega t - \left(\frac{2m_A}{\pi} \sin \Omega_A t + \frac{2m_B}{\pi} \sin \Omega_B t \right) \left(\frac{\cos 2\omega t}{1.3} + \frac{\cos 4\omega t}{3.5} + \dots \right) \right], \quad (4.6)$$

из которого видно, что полоса частот, занимаемая таким ПМК, теоретически бесконечна. Ограничение полосы путем фильтрации гармоник несущей приводит к выражению

$$u = U_m \left[\left(\frac{m_A}{\pi} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{\pi} \sin \Omega_B t \right) + \left(1 + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t - \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \sin \omega t \right],$$

которое уже не является ПМК, что легко проверить, подставляя $\sin \omega t = \pm 1$. Полярно-модулированное колебание, соответствующее уравнению (4.5), иногда используется в аппаратуре лишь как промежуточное, но основным для стереофонического вещания является колебание, соответствующее уравнению (4.4).

4.3. Использование ПМК для стереофонического радиовещания

Полярно-модулированные колебания непосредственно не могут быть переданы по радио, так как их спектр содержит низкочастотную тональную часть. Передача по радиоканалу привела бы к потере этой части и превра-

щению ПМК в обычное АМ колебание на несущей частоте ω . Поэтому для передачи по радио используется двойная модуляция. На первом этапе с помощью поднесущей частоты образуют ПМК. На втором этапе этими ПМК модулируется по частоте несущая передатчика. В советской системе стереофонического радиовещания принята частота поднесущей 31,25 кГц.

Учитывая, что спектр ПМК простирается до частоты $f_{\text{под}} + F_{\text{в}}$, получаем спектр сигнала, модулирующего несущую передатчика, расположенный в пределах от 30 до 46 250 Гц, где 30 Гц — нижняя передаваемая звуковая частота. Таким образом, модулируя верхние полупериоды поднесущей сигналом A , а нижние — сигналом B , мы условно можем записать образующиеся ПМК в виде

$$u = (A + B) + (A - B) \sin \omega_{\text{под}} t. \quad (4.7)$$

Можно показать, что система стереофонического радиовещания, основанная на принципе модуляции несущей передатчика сигналом (4.7), обладает свойством совместности. Действительно, при приеме на обычный, монофонический приемник надтональная часть ПМК не будет детектироваться и останется неслышимой для радиослушателя. Радиослушатель примет лишь сигнал $A + B$, т. е. сумму обоих стереофонических сигналов, являющуюся монофоническим сигналом. Радиослушатель, принимающий на стереофонический приемник монофоническую передачу, не содержащую надтональной части, может принять ее также без искажений, если в стереофоническом приемнике приняты соответствующие меры.

4.4. Комплексный стереофонический сигнал

Непосредственная модуляция несущей передатчика полярно-модулированными колебаниями имеет существенный недостаток, заключающийся в том, что часть девиации частоты передатчика непроизводительно расходуется на передачу поднесущей, не содержащей никакой полезной звуковой информации.

Поэтому в системе стереофонического радиовещания ПМК подвергается до модуляции несущей дополнительному преобразованию, заключающемуся в частичном подавлении поднесущей частоты. На стороне приема производится обратное преобразование, восстанавливающее форму ПМК. Сигнал, образующийся после первичного преобразования ПМК, носит название комплексного стереофонического сигнала (КСС). Преобразование ПМК в КСС осуществляется, например, с помощью колебательного контура, который частично подавляет поднесущую частоту. При этом несколько изменяются амплитуды и фазы боковых полос модуляции особенно на частотах, лежащих вблизи от поднесущей.

Принципиальная схема преобразования ПМК в КСС (схема подавления поднесущей) с колебательным контуром изображена на рис. 4.5а. Колебатель-

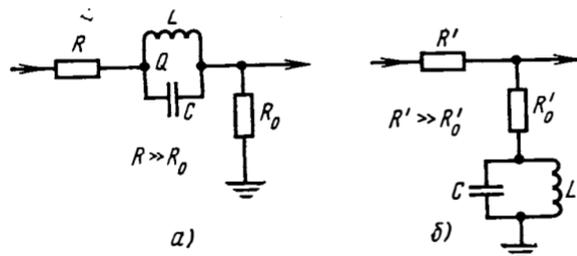


Рис. 4.5. Схема подавления (а) и восстановления (б) поднесущей

ный контур настроен точно на поднесущую частоту, R — сопротивление источника, Q — добротность контура. Коэффициент передачи схемы подавления поднесущей имеет вид

$$\gamma = k_1 \frac{1 + jx}{\varepsilon + jx}, \quad (4.8)$$

где $\varepsilon = (R_0 + R + R_{\text{рез}})/(R_0 + R)$ — степень подавления поднесущей; $k_1 = R_0/(R_0 + R)$; $R_{\text{рез}} = \omega_{\text{под}} L Q$; $x = (2F/f_{\text{под}}) Q$ — обобщенная расстройка; F — расстройка.

Задаваясь параметрами ε и Q , можно однозначно определить резонансную характеристику цепи подавления поднесущей.

На 4.5б показана принципиальная схема обратного преобразования КСС в ПМК (схема восстановления поднесущей). Коэффициент передачи этой схемы при $R' \gg R'_0$

$$\gamma' \approx k_2 \frac{\varepsilon + jx}{1 + jx}, \quad (4.9)$$

где $k_2 = (R'_0 + R_{\text{рез}})/(R' + R'_0 + R_{\text{рез}})$.

Произведение $\gamma\gamma' = k_1 k_2$ является частотно-независимым, т. е. форма ПМК после прохождения через обе схемы не искажается. Для системы стереофонического радиовещания выбраны $\varepsilon = 5$, $Q = 100$. Подавление поднесущей в 5 раз (14 дБ) позволяет отвести на передачу немодулированной поднесущей часть девиации передатчика, равную $0,2/0,2 + m_{\text{max}}$, т. е. при $m_{\text{max}} = 1$ всего 16,7%. Практически принято $m_{\text{max}} = 0,8$. Это дает потери, равные 20%, что допустимо.

На рис. 4.6 показаны частотные характеристики схемы подавления в области поднесущей частоты 31,25 кГц при $\varepsilon = 5$, $Q = 100$. Из рис. 4.6 видно, что модуль и фаза коэффициента передачи в области частот, отстоящих от поднесущей более чем на ± 2 кГц, практически не претерпевают изменений.

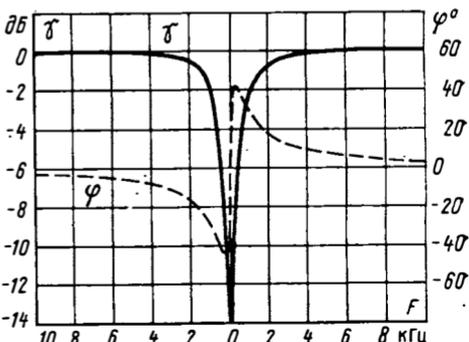


Рис. 4.6. Частотные характеристики схемы подавления поднесущей

Уравнение КСС может быть получено путем умножения уравнения ПМК на коэффициент передачи цепи подавления поднесущей. Для модуляции чистым тоном

$$u_{\text{КСС}} = U_m \left\{ \left(\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) + \left[\frac{1}{\varepsilon} + k_A \frac{m_A}{2} \sin (\Omega_A t + \varphi_A) - k_B \frac{m_B}{2} \sin (\Omega_B t + \varphi_B) \right] \sin \omega_{\text{под}} t \right\}, \quad (4.10)$$

где величины k_A , k_B и φ_A , φ_B представляют собой модуль и фазу коэффициента передачи схемы подавления поднесущей на частотах, отстоящих на F_A и F_B от поднесущей, и определяются по формуле (4.8) при $k_1 = 1$.

Учитывая, что для системы стереофонического радиовещания принято $\varepsilon = 5$, и пренебрегая для достаточно высоких частот модуляции изменениями амплитуд и сдвигами фаз боковых полос модуляции, можно считать

$$u_{\text{КСС}} \approx U_m \left[\left(\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) + \left(0,2 + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \sin \omega_{\text{под}} t \right]. \quad (4.11)$$

Приближенное уравнение КСС (4.11) отличается от уравнения ПМК (4.4) только уровнем поднесущей частоты.

На рис. 4.7 показаны в общем виде спектры ПМК и КСС. Спектр КСС отличается в 5 раз меньшим уровнем поднесущей и частичным подавлением боковых полос модуляции вблизи поднесущей частоты.

На рис. 4.8 показано, как изменяется форма сигналов при переходе от ПМК к КСС при различных вариантах модуляции. Видно, что при подаче сигналов в фазе ($A=B$) форма КСС приближается по форме к колебанию зву-

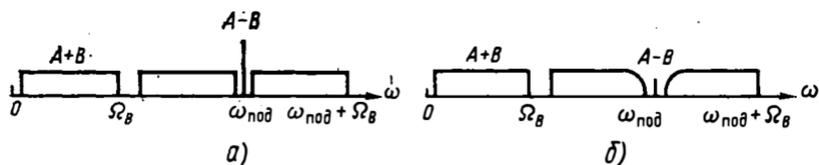


Рис. 4.7. Спектры ПМК (а) и КСС (б)

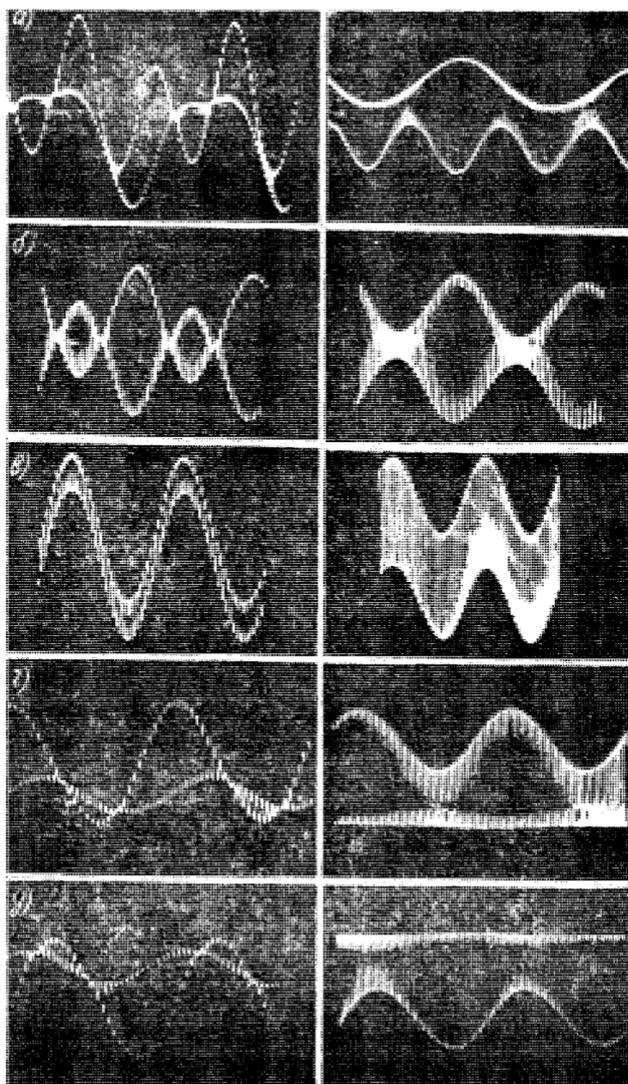


Рис. 4.8. Формы ПМК и КСС при различных модулирующих сигналах: а — разные частоты сигналов A и B ; б — противофазные сигналы; в — синфазные сигналы; г и д — сигнал в одном канале

ковой частоты; при подаче сигналов в противофазе ($A = -B$) резко возрастает (в 5 раз) коэффициент амплитудной модуляции, образуя перемодуляцию; при модуляции в одном канале искажается характерная форма ПМК, хотя по осциллограмме по-прежнему легко видеть, в каком канале присутствует сигнал.

В заключение следует отметить, что схемы подавления и восстановления поднесущей частоты, показанные на рис. 4.5, не являются единственно возможными. Некоторые другие варианты этих схем, в том числе не содержащие катушек индуктивности, будут показаны в гл. 5 и 6 в связи с рассмотрением модуляторов и декодеров стереофонического сигнала.

4.5. Условия неискаженной передачи ПМК и КСС

При проектировании, регулировке и измерениях аппаратуры стереофонического вещания необходимо знать, какие требования следует предъявлять к аппаратуре, чтобы обеспечить в тракте отсутствие недопустимых искажений ПМК и КСС. При этом наиболее опасными являются переходные и нелинейные искажения. Переходные искажения возникают при неидеальности частотных характеристик тракта АЧХ и ФЧХ. Нелинейные искажения возникают из-за нелинейности его амплитудной характеристики. При определенных условиях нелинейность амплитудной характеристики также приводит к переходным искажениям.

Будем рассматривать искажения, которым подвергается колебание вида

$$u_{вх} = U_m \left[\left(\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) + \left(k + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t - \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \sin \omega_{под} t \right]. \quad (4.12)$$

Это колебание при $k=1$ представляет собой ПМК, а при $k=0,2$ соответствует приближенному уравнению КСС (4.11). Таким образом, полученные результаты будут пригодны для расчета искажений как КСС, так и ПМК.

Искажения из-за неидеальности частотных характеристик. Так как в данном случае нас интересуют переходные искажения, то будем считать, что модуляция имеется только в одном канале, т. е. вместо (4.12) запишем

$$u_{вх} = U_m \left[\frac{m}{2} \sin \Omega t + \left(k + \frac{m}{2} \sin \Omega t \right) \sin \omega_{под} t \right],$$

или после разложения по спектральным составляющим

$$u_{вх} = U_m \left[\frac{m}{2} \sin \Omega t + k \sin \omega_{под} t + \frac{m}{4} \cos (\omega_{под} - \Omega) t - \frac{m}{4} \cos (\omega_{под} + \Omega) t \right]. \quad (4.13)$$

В результате прохождения такого колебания через тракт каждая из составляющих спектра должна быть умножена на модуль коэффициента передачи тракта на частоте этой составляющей и сдвинута по фазе в соответствии с ФЧХ. Тогда получаем

$$u_{вых} = U_m \left\{ \frac{m}{2} \gamma_{\Omega} \sin (\Omega t + \varphi_{\Omega}) + k \gamma_{\omega} \sin (\omega_{под} t + \varphi_{\omega}) + \frac{m}{4} \gamma_{\omega - \Omega} \cos [(\omega_{под} - \Omega) t + \varphi_{\omega - \Omega}] - \frac{m}{4} \gamma_{\omega + \Omega} \cos [(\omega_{под} + \Omega) t + \varphi_{\omega + \Omega}] \right\}.$$

Кроме того, нас интересуют переходные искажения на выходе, т. е. после восстановления из КСС формы ПМК. Поэтому расчет следует вести для $k=1$. Так как стереофоническое звуковоспроизведение предполагает высококачественное звучание, то отклонения АЧХ от горизонтальной и ФЧХ от прямолинейной

должны быть небольшими. С учетом этого можно после преобразований получить для огибающих ПМК следующие выражения:

$$u_{\text{вых}+} \approx U_m \sin \Omega t; \quad u_{\text{вых}-} = \frac{B}{2} U_m \sin \Omega t,$$

где

$$B = \sqrt{\left(1 - \frac{\gamma_{\omega+\Omega} + \gamma_{\omega-\Omega}}{2\gamma_{\Omega}}\right)^2 + \left(\varphi_{\Omega} - \frac{\varphi_{\omega+\Omega} - \varphi_{\omega-\Omega}}{2}\right)^2}. \quad (4.14)$$

Переходное затухание между стереофоническими каналами будет

$$\beta = 20 \lg \frac{2}{B}. \quad (4.15)$$

Рассмотрим теперь некоторые частные случаи (рис. 4.9).

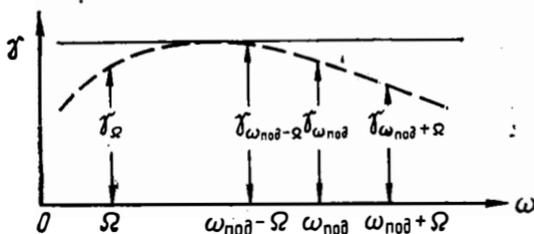


Рис. 4.9. К расчету зависимости переходных затуханий от формы АЧХ тракта

1. Переходные искажения появляются из-за спада АЧХ на верхних частотах. Это типичный случай, так как схема тракта всегда имеет паразитные емкости на корпус или содержит конденсаторы, фильтрующие высокую частоту, т. е. содержит интегрирующие RC -цепи.

Коэффициент передачи такого тракта равен

$$\dot{\gamma} = \frac{k_0}{(1 + j\omega\tau_1)(1 + j\omega\tau_2)\dots(1 + j\omega\tau_n)},$$

где τ — постоянные времени: $\tau_1 = R_{\text{вых}1}C_1$; $\tau_2 = R_{\text{вых}2}C_2$; ... Рассмотрим здесь самый простой вариант, когда постоянные времени переходных цепей примерно равны: $\tau_1 \approx \tau_2 \approx \dots \approx \tau_n \approx \tau$. В этом случае

$$\dot{\gamma} = \frac{k_0}{(1 + j\omega\tau)^n}.$$

Для АЧХ и ФЧХ получаем

$$\gamma = \frac{k_0}{\sqrt{(1 + \omega^2\tau^2)^n}}; \quad \varphi = -n \operatorname{arctg} \omega\tau.$$

Так как мы рассматриваем область малых искажений ПМК, то можно считать $\omega\tau \ll 1$. При этом

$$\gamma \approx k_0 \left[1 - \frac{n}{2} (\omega\tau)^2\right]; \quad \varphi \approx -n \left[\omega\tau - \frac{1}{3} (\omega\tau)^3\right]$$

Подставляя в формулу (4.14) и считая $\gamma_{\Omega} \approx k_0$, после преобразований получаем

$$B = \frac{n(\omega_{\text{под}}\tau)^2}{2} \sqrt{1 + 4(\Omega\tau)^2} \approx \frac{n}{2} (\omega_{\text{под}}\tau)^2,$$

что дает

$$\beta = 20 \lg \frac{4}{n(\omega_{\text{под}}\tau)^2}. \quad (4.16)$$

Таким образом, переходные искажения, вносимые интегрирующими RC -цепями, практически одинаковы на всех модулирующих частотах и зависят лишь от постоянной времени и числа этих цепей. Удобно рассчитывать переходное затухание, пользуясь понятием частоты среза ω_c , на которой спад АЧХ достигает 3 дБ. Из уравнения для коэффициента передачи нетрудно определить, что эта частота

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \sqrt{\frac{n}{\sqrt{2}} - 1}, \quad \text{т. е. } \tau = \frac{1}{\omega_c} \sqrt{\frac{n}{\sqrt{2}} - 1}.$$

Подставляя в (4.16) и переходя от круговых к обычным частотам, получаем

$$\beta = 20 \lg \left[\left(\frac{f_c}{f_{\text{под}}} \right)^2 \cdot \frac{1}{n (\sqrt{2} - 1)} \right].$$

Значение $n (\sqrt{2} - 1)$ изменяется от 1 при $n=1$ до 0,732 при $n=6$. Поэтому с некоторым запасом для любого числа RC -цепей можно исходить из формулы

$$\beta \approx 20 \lg \left(\frac{2f_c}{f_{\text{под}}} \right)^2. \quad (4.17)$$

Так, нетрудно определить, что переходное затухание между стереоканалами 30 дБ при поднесущей частоте 31,25 кГц обеспечивается, если частота среза АЧХ не ниже 88 кГц.

В передающем и приемном тракте стереофонического вещания спад АЧХ на верхних частотах образуется за счет ограниченной полосы пропускания резонансных цепей. Можно показать, что если ширина полосы пропускания тракта на уровне -3 дБ равна $\Delta f_{3\text{дБ}}$, то переходное затухание между стереоканалами можно оценить по формуле

$$\beta = 20 \lg \left(\frac{\Delta f_{3\text{дБ}}}{f_{\text{под}}} \right)^2. \quad (4.18)$$

Так, для сохранения переходного затухания не менее 30 дБ ширина полосы пропускания на уровне -3 дБ не должна быть уже 176 кГц.

2. Переходные искажения появляются из-за спада АЧХ на нижних частотах. Этот спад является следствием недостаточных разделительных емкостей в межкаскадных связях (в дифференцирующих RC -цепях). В этом случае

$$\dot{y} = \frac{k_0^n}{\left(1 + \frac{1}{j\omega\tau} \right)^n}.$$

Считая при малых искажениях $\omega\tau \gg 1$ и подставляя приближенные значения амплитуды и фазы в (4.14), получаем после преобразований

$$B = \frac{n}{\Omega\tau \left[1 - \left(\frac{\Omega}{\omega_{\text{под}}} \right)^2 \right]} \approx \frac{n}{\Omega\tau},$$

что дает

$$\beta = 20 \lg \frac{2\Omega\tau}{n}. \quad (4.19)$$

Переходные искажения обратно пропорциональны модулирующей частоте Ω и максимальны на самых нижних частотах модуляции.

Здесь также удобно связать переходное затухание с частотой среза Ω_c , на которой коэффициент передачи тракта падает на 3 дБ. Эта частота равна

$$\Omega_c = \frac{1}{\tau \sqrt{\frac{n}{\sqrt{2}} - 1}}.$$

Подставляя Ω_c в (4.19) и переходя от круговых частот к обычным, получаем

$$\beta = 20 \lg \left[\frac{2F}{F_c} \cdot \frac{1}{n \sqrt{\sqrt[n]{2} - 1}} \right],$$

или с некоторым запасом

$$\beta \approx 20 \lg \frac{2F}{nF_c}. \quad (4.20)$$

Так, если на частоте 100 Гц необходимо сохранить переходное затухание 30 дБ, а число переходных RC-цепей равно двум, то частота среза не должна превышать 3,1 Гц.

Ограничение АЧХ по нижним и особенно по верхним частотам является причиной заметного ухудшения параметров стереофонического тракта по переходным затуханиям. Далее в гл. 6 приводятся некоторые методы коррекции АЧХ, позволяющие существенно уменьшить переходные искажения.

Искажения из-за нелинейности амплитудной характеристики. Нелинейность амплитудной характеристики возникает как в тракте ПМК, так и в тракте КСС. Результат этой нелинейности сказывается после детектирования ПМК. Поэтому рассмотрение действия нелинейности должно проводиться в следующем порядке: вначале следует определить выходной сигнал после прохождения КСС или ПМК через нелинейную часть тракта, затем — верхнюю и нижнюю огибающие выходного сигнала и провести анализ образовавшихся искажений.

Для входного сигнала будем пользоваться, как и прежде, уравнением (4.12). Амплитудная характеристика тракта, если ограничиться нелинейностью третьего порядка, представляется в виде

$$u_{\text{вых}} = a_1 u_{\text{вх}} + a_2 u_{\text{вх}}^2 + a_3 u_{\text{вх}}^3.$$

После подстановки значения $u_{\text{вх}}$ это выражение принимает вид

$$u_{\text{вых}} = C_0 + C_1 \sin \omega_{\text{под}} t + C_2 \cos 2 \omega_{\text{под}} t + C_3 \sin 3 \omega_{\text{под}} t, \quad (4.21)$$

где C — функции модулирующих сигналов в каналах A и B .

Следует различать два случая.

Первый случай: гармоники поднесущей частоты впоследствии отфильтровываются. Это наиболее часто встречающийся вариант. Так, на выходе стереомодулятора, как правило, размещается фильтр нижних частот, пропускающий только первую гармонику поднесущей и продукты ее модуляции. При этом возникают как нелинейные, так и переходные искажения стереосигналов. Они могут быть рассчитаны по формулам:

$$k_{\Gamma(2\Omega)} = \frac{(14 a_2 + 33 a_3 k U_m) m U_m}{32 a_1}; \quad k_{\Gamma(3\Omega)} = \frac{25 a_3 m^2 U^2 m}{128 a_1};$$

$$k_{\text{K}(\Omega_A \pm \Omega_B)} = \frac{(2 a_2 + 3 a_3 k U_m) m U_m}{16 a_1};$$

$$k_{\text{K}(2\Omega_A \pm \Omega_B)} = \frac{9 a_3 m^2 U^2 m}{128 a_1} \quad (\text{для канала } A);$$

$$k_{\text{K}(2\Omega_A \pm \Omega_B)} = \frac{3 a_3 m^2 U^2 m}{128 a_1} \quad (\text{для канала } B);$$

$$k_{\text{K}(\Omega_A \pm 2\Omega_B)} = \frac{3 a_3 m^2 U^2 m}{128 a_1} \quad (\text{для канала } A);$$

$$k_{\text{K}(\Omega_A \pm 2\Omega_B)} = \frac{9 a_3 m^2 U^2 m}{128 a_1} \quad (\text{для канала } B);$$

$$\beta_1 = 20 \lg \frac{2 a_1}{a_2 k U_m - \frac{3}{64} (16 k^2 + 5 m^2) a_3 U^2 m}; \quad \beta_2 = 20 \lg \frac{32 a_1}{(2 a_2 - 9 a_3 k U_m) m U_m}.$$

Здесь индексы у коэффициентов гармоник k_r и коэффициентов комбинационных искажений k_k обозначают возникшую паразитную частоту. Коэффициент модуляции принят одинаковым ($m_A = m_B = m$).

Второй случай: гармоники поднесущей частоты не отфильтровываются. В этом случае верхняя огибающая выходного ПМК может быть получена в виде $U_+ = U_m [a_1 (k + m_A \sin \Omega_A t) - a_2 U_m (k + m_A \sin \Omega_A t)^2 + a_3 U_m^2 (k + m_A \sin \Omega_A t)^3]$, а нижняя

$$U_- = -U_m [a_1 (k - m_B \sin \Omega_B t) + a_2 U_m (k - m_B \sin \Omega_B t)^2 + a_3 U_m^2 (k - m_B \sin \Omega_B t)^3].$$

Из этих уравнений видно, что переходные искажения не возникают. Коэффициенты гармоник могут быть рассчитаны по формулам:

$$k_{r(2\Omega)} = \frac{a_2 + 3 a_3 k U_m}{2 a_1} m U_m; \quad k_{r(3\Omega)} = \frac{a_3 m^2 U_m^2}{4 a_1}.$$

Для практики удобно связать искажения, возникающие при прохождении КСС и ПМК через нелинейный тракт, с коэффициентом гармоник, измеренным с помощью гармонического сигнала, амплитуда которого равна максимальной амплитуде КСС или ПМК, т. е. с сигналом $U_{вх0} = (k+m) U_m \sin \omega t$. При этом результат измерения искажений с помощью чистого тона позволит определить ожидаемые искажения стереосигнала.

Нетрудно определить, что искажения, измеренные с помощью чистого тона, будут равны: по второй гармонике $k_{r(2)} = \frac{a_2}{2 a_1} (k+m) U_m$; по третьей гармо-

нике $k_{r(3)} = \frac{a_3}{4 a_1} (k+m)^2 U_m^2$. Подставляя в полученные ранее уравнения, получаем

Для первого случая:

$$k_{r(2\Omega)} = \frac{7}{8} \frac{m}{k+m} k_{r(2)} + \frac{33}{8} \frac{km}{(k+m)^2} k_{r(3)};$$

$$k_{r(3\Omega)} = \frac{25}{32} \left(\frac{m}{k+m} \right)^2 k_{r(3)};$$

$$k_{k(\Omega_A \pm \Omega_B)} = \frac{1}{4} \frac{m}{k+m} k_{r(2)} + \frac{3}{4} \frac{km}{(k+m)^2} k_{r(3)};$$

$$k_{k(2\Omega_A \pm \Omega_B)} = \frac{9}{32} \left(\frac{m}{k+m} \right)^2 k_{r(3)},$$

$$k_{k(\Omega_A \pm 2\Omega_B)} = \frac{3}{32} \left(\frac{m}{k+m} \right)^2 k_{r(3)};$$

} для канала А;

$$\beta_1 = -20 \lg \left[\frac{k}{k+m} k_{r(2)} - \frac{3}{32} \frac{16k^2 + 5m^2}{(k+m)^2} k_{r(3)} \right];$$

$$\beta_2 = -20 \lg \left[\frac{1}{8} \frac{m}{k+m} k_{r(2)} - \frac{9}{8} \frac{km}{(k+m)^2} k_{r(3)} \right];$$

$$\beta_3 = -20 \lg \left[\frac{25}{32} \left(\frac{m}{k+m} \right)^2 k_{r(3)} \right].$$

Для второго случая:

$$k_{r(2\Omega)} = \frac{m}{k+m} k_{r(2)} + \frac{6km}{(k+m)^2} k_{r(3)};$$

$$k_{r(3\Omega)} = \left(\frac{m}{k+m} \right)^2 k_{r(3)}.$$

Оба рассмотренных случая важны для практики. Поэтому при проведении измерений следует анализировать, какой из вариантов имеет место и каких следует ожидать искажений. Можно также заметить, что появление квадратичных искажений при действии нелинейности третьего порядка естественно, так как модуляция имеет асимметричный по отношению к оси абсцисс характер.

Асимметрия тем больше, чем больше остаток поднесущей k , что и отражается в приведенных формулах. При $k=1$ (ПМК) эти искажения больше, чем при $k=0,2$ (КСС). При $k=0$ они исчезают, так как колебание становится симметричным.

Особым видом нелинейных искажений стереосигнала являются комбинационные искажения из-за взаимодействия модулирующих частот с поднесущей. На верхних модулирующих частотах эти искажения попадают в хорошо слышимую область звуковых частот. Так, при $F=14$ кГц образуются паразитные частоты $31,25-2 \times 14=3,25$ кГц; $17,25-14=3,25$ кГц и $2 \times 17,25-31,25=3,25$ кГц. При передаче программ, богатых верхними звуковыми частотами, такие комбинации могут вызвать заметные интерференционные свисты. Расчеты показывают, что при кубической нелинейности тракта значения этих комбинаций достигают $1,1k_{r(3)}$ при прохождении ПМК и $0,72k_{r(3)}$ при воздействии на КСС. Эксперты замечают такие искажения, когда их значение составляет примерно 2%, что соответствует $k_{r(3)} \approx 1,8\%$.

Искажения как линейные, так и нелинейные придают характерную форму ПМК на выходе тракта. По форме ПМК при модуляции в одном канале легко определить, какой вид искажений следует устранить в звеньях тракта. Типовые осциллограммы ПМК приведены на рис. 4.10. На рис. 4.10а показано

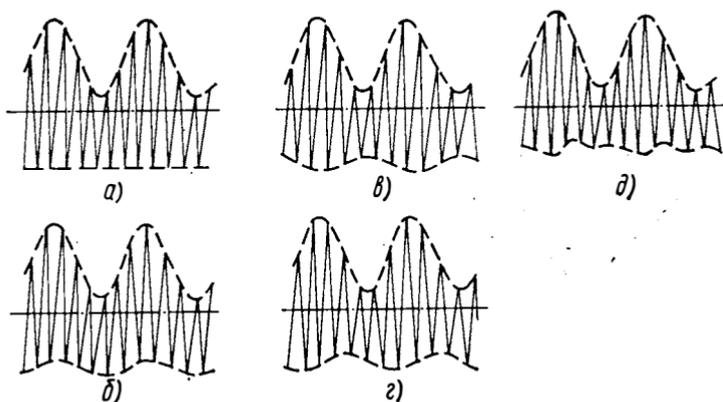


Рис. 4.10. Типичные искажения формы ПМК

неискаженное ПМК; нижняя огибающая представляет собой прямую линию. На рис. 4.10б показан случай, когда АЧХ тракта имеет спад на верхних частотах. На нижней огибающей появилась паразитная модуляция с частотой сигнала, находящаяся в фазе с модуляцией верхней огибающей. Это естественно, ибо из-за спада верхних частот надтональная часть спектра ПМК уменьшилась по амплитуде, и ПМК приближается к низкочастотному звуковому колебанию. На рис. 4.10в показан случай, когда спад АЧХ имеется на нижних частотах. Появившаяся на нижней огибающей модуляция теперь находится в противофазе с модуляцией верхней огибающей. Надтональная часть спектра ПМК увеличилась по сравнению с тональной, и общее колебание начинает приближаться по форме к АМ колебанию. На рис. 4.10г показан случай, когда основными являются фазовые искажения (нелинейность ФЧХ). В этом случае паразитная модуляция имеет промежуточную фазу по отношению к полезной модуляции. Наконец, рис. 4.10д показывает вид ПМК после прохождения через нелинейный тракт. Паразитная модуляция в этом случае содержит кроме основной модулирующей частоты ее высшие гармоники.

4.6. Параметры системы стереофонического вещания

С 1 января 1974 г. вошел в действие ГОСТ 18633—73 «Система стереофонического радиовещания. Основные параметры», распространяющийся на передающую и приемную аппаратуру, предназначенную для стереофонического радиовещания в диапазоне метровых волн. В ГОСТ даны определения ПМК и КСС, приведена схема частотно-зависимой цепи подавления поднесущей, преобразующей ПМК в КСС, и определены основные параметры советской системы стереофонического вещания. Эти параметры следующие.

1. *Частота поднесущей* — $31\,250 \pm 2$ Гц. Высокая стабильность частоты поднесущей необходима для того, чтобы колебательные контуры, настроенные на частоту поднесущей на передающей и на приемной сторонах, всегда находились в резонансе.

2. *Максимальная глубина модуляции в ПМК* — 80%. С точки зрения громкости передачи и отношения сигнал/шум при приеме желательно иметь максимальную глубину модуляции. Однако принятие максимального коэффициента модуляции несколько меньшим, чем 100%, облегчает построение стереодекодеров и благоприятно сказывается на нелинейных искажениях стереосигнала.

3. *Коэффициент подавления амплитуды колебания с частотой поднесущей частотно-зависимой цепью* — $14 \pm 0,2$ дБ. Точное нормирование коэффициента подавления поднесущей необходимо для восстановления правильного уровня модуляции в ПМК.

4. *Коэффициент подавления амплитуды колебаний с частотами 31050 и 31450 Гц* — $10 \pm 0,2$ дБ. Это значение получается расчетным путем из резонансной кривой частотно-зависимой цепи при условии, что добротность контура подавления поднесущей равна 100 ± 5 и соответствует расстройке относительно резонанса на ± 200 Гц. Таким образом, величины, заданные в последних двух пунктах, определяют форму кривой подавления и, следовательно, параметры КСС.

5. *Постоянная времени цепи предискажений сигналов А и В* — 50 мкс. Это значение соответствует постоянной времени предискажений при монофоническом вещании и, таким образом, обеспечивает совместимость стереопередатчи с моноприемом.

6. *Максимальная девиация частоты УКВ передатчика* — ± 50 кГц. Это значение также соответствует монопередатчи и гарантирует передатчик от перемодуляции, а приемники — от перегрузки тракта ЧМ.

7. *Максимальная девиация частоты, вызываемая сигналом $M=A+B$* , составляет ± 40 кГц при $A=B$; ± 20 кГц при $A=0$ или $B=0$ и 0 ± 1 кГц при $A=-B$. Максимальная девиация частоты, вызываемая сигналом $S=A-B$, составляет 0 ± 1 кГц при $A=B$; ± 20 кГц при $A=0$ или $B=0$ и ± 40 кГц при $A=-B$. Максимальная девиация частоты, вызываемая остатком частично подавленной поднесущей равна $\pm (10 \pm 1)$ кГц.

Приведенные здесь значения непосредственно следуют из закона построения КСС, а также из норм на максимальную модуляцию ПМК и максимальную девиацию частоты передатчика.

8. *Модуляция УКВ передатчика должна осуществляться так, чтобы положительным напряжениям КСС соответствовало увеличение частоты излучения, а отрицательным — ее уменьшение.* Это важное условие жестко фиксирует расположение сигналов А и В на выходе приемника. При изменении направления изменений частоты передатчика меняется расположение сигналов, т. е. канал А (левый) при приеме станет правым, а В — левым.

Большинство приведенных параметров определяется самим построением аппаратуры — частотой кварцевого генератора поднесущей, параметрами частотно-зависимой цепи, цепи предискажений и т. п. Но максимальный коэффициент модуляции ПМК и максимальные девиации частоты при различных сигналах устанавливаются дежурным персоналом на передающей стороне и могут со временем изменяться. Поэтому в ГОСТ 18633—73 специально оговаривается, что эти параметры (пп. 2, 6 и 7 настоящего параграфа) обязаны контролироваться в условиях эксплуатации. Периодичность контроля устанавливается Правилами технической эксплуатации передающего оборудования (ПТЭ).

5.1. Радиовещание в УКВ диапазоне

Радиовещание в УКВ диапазоне с частотной модуляцией получило широкую популярность во всех развитых странах и является пока единственным способом передачи звуковых программ по радио практически без искажений и с очень низким уровнем помех. Радиовещание с амплитудной модуляцией, которое ведется в диапазонах длинных, средних и коротких волн, не может конкурировать по качеству с УКВ вещанием, так как передает относительно узкий диапазон звуковых частот и подвержено сильному влиянию промышленных и атмосферных помех, а также взаимных помех между соседними по частоте радиостанциями. В то же время УКВ радиовещание обладает тем недостатком, что зона обслуживания радиостанции в этом диапазоне невелика и ограничена практически зоной прямой видимости (в радиусе около 70 км при высоте передающей антенны 300 м). Радиовещание в УКВ диапазоне может слушать сейчас около 80% населения Советского Союза. Действующие УКВ радиостанции имеют мощность от 4 до 15 кВт и радиус обслуживания примерно 70—150 км.

Основные параметры системы УКВ радиовещания, используемой в СССР и большинстве социалистических стран, следующие:

диапазон частот, отведенный для радиовещания, 65,8—73,0 МГц (длина волны 4,56—4,11 м);

максимальная девиация (отклонение) частоты ± 50 кГц;

диапазон передаваемых звуковых частот 30—15 000 Гц;

постоянная времени предсказаний 50 мкс;

минимальный разнос несущих частот радиостанций, работающих в соседних зонах (для СССР); при передаче одинаковых программ 120 кГц, при передаче разных программ 180 кГц.

В ряде стран параметры УКВ радиовещания отличаются от приведенных. Так, в Западной Европе диапазон несущих частот составляет 88—104 МГц (в ГДР 88—100 МГц), а максимальная девиация частоты ± 75 кГц. В США диапазон несущих частот составляет 88—108 МГц, а постоянная времени предсказаний 75 мкс.

Вещательная УКВ радиостанция обычно содержит несколько передатчиков, каждый из которых передает свою программу. Колебания с выхода каждого передатчика подаются через разделительный фильтр на общую антенну.

Основные качественные показатели современных радиовещательных УКВ передатчиков следующие:

нестабильность несущей частоты не более $\pm 2 \cdot 10^{-5}$;

отклонение АЧХ не более ± 1 дБ в диапазоне модулирующих частот 30—15 000 Гц;

коэффициент гармоник не более 1% в диапазоне модулирующих частот 100—10 000 Гц и 1,5—2,0% в диапазоне 30—15 000 Гц;

отношение сигнал/шум не менее 60 дБ;

уровень сопутствующей паразитной амплитудной модуляции не выше 2,0%.

Основной частью УКВ передатчика являются возбудители (рабочий и резервный). Назначение возбудителя — осуществить частотную модуляцию несущей частоты. Генератор несущей частоты находится в возбудителе, там же расположена цепь предсказаний, которые вводятся для повышения помехоустойчивости тракта УКВ вещания. Возбудитель может работать или на несущей частоте f_n или на частоте в n раз меньшей f_n/n . В первом случае сигнал с возбудителя подается на усилитель мощности и затем в антенну, во втором — усилитель мощности является одновременно множителем частоты в n раз. Действующие в настоящее время УКВ передатчики работают, как правило, с умножением частоты (чаще всего $n=9$), однако для новых передат-

чиков перспективной считается схема, в которой возбудитель работает непосредственно на несущей частоте. Усилитель мощности для обеспечения бесперебойной работы выполняется в виде двух независимых полукомплектов работающих параллельно. В случае выхода из строя одного полукомплекта передача продолжается, но с уменьшенной мощностью.

5.2. Особенности передачи стереофонического сигнала

Переход к стереофоническому вещанию требует внесения изменений в схему передающего тракта. Прежде всего вместо одной линии связи между радиодомом и передающей радиостанцией нужно иметь две линии, аналогичных по своим параметрам. Кроме общих требований (горизонтальная АЧХ, линейность, низкий уровень шума и помех) к этим линиям предъявляется специфическое для стереофонии требование — идентичность ФЧХ. Если это требование не выполняется, то стереозвучание будет искажено из-за кажущегося смещения источников звука относительно друг друга, а также появления пиков и провалов в звучании. На рис. 5.1 показана кривая допустимого разбаланса ФЧХ каналов стереофонического тракта, рекомендованная ОИРТ. Поскольку эта кривая относится ко всему тракту, требования к линиям связи от радиодома к передатчику оказываются еще более жесткими.

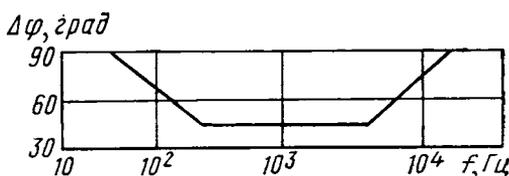


Рис. 5.1. Допустимый разбаланс ФЧХ между стереоканалами

При стереофоническом вещании в передающий тракт вводится новый элемент — *стереомодулятор* (*стереокодер*). Назначение стереомодулятора — преобразование звуковых сигналов A и B в комплексный стереосигнал (КСС). От качества стереомодулятора в значительной степени зависит общее качество стереопередачи. Бесперебойность работы обеспечивается тем, что кроме основного модулятора устанавливается резервный.

Существенно усложняются при стереофоническом вещании функции возбуждителя. При обычном УКВ вещании передатчик модулируется звуковым сигналом в полосе частот 30—15 000 Гц. При стереовещании на возбуждитель поступает КСС, имеющий спектр в полосе 30—46 250 Гц. При этом к АЧХ и ФЧХ возбуждителя предъявляются достаточно жесткие требования, чтобы избежать искажений формы КСС (см. § 4.5).

Более критичным оказывается и режим работы мощного усилителя. Если он работает без умножения частоты, то положение упрощается, так как расширение полосы частот при переходе от моно- к стереопередаче оказывается незначительным. Действительно, если воспользоваться простейшей формулой для полосы частот, занимаемой передачей:

$$\Delta f \approx 2(f_{max} + F_B),$$

где f_{max} — максимальная девиация частоты; F_B — верхняя модулирующая частота, то при монопередаче $f_{max} = 50$ кГц, $F_B = 15$ кГц получаем $\Delta f_{mono} \approx 130$ кГц; при стереопередаче $f_{max} = 50$ кГц, $F_B = 46,25$ кГц, и, следовательно, $\Delta f_{stereo} \approx 192,5$ кГц, т. е. полоса передачи расширяется менее чем в 1,5 раза. Такого расширения полосы в мощном усилителе передатчика можно добиться, например, относительно небольшим шунтированием контуров в нагрузках каскадов.

Если в тракте усилителя происходит умножение частоты в n раз, то полоса модулирующих частот остается той же, а девиация частоты до умножения оказывается меньшей в n раз. Тогда получаем, что $\Delta f_{mono} \approx 2(50/n + 15)$; $\Delta f_{stereo} \approx 2(50/n + 46,25)$. Легко подсчитать, что, например, при $n = 9$ необходимая полоса увеличивается при переходе к стереопередаче более чем в 2,5 раза. Такое увеличение полосы требует существенных изменений в первых (до умноже-

ния) каскадах усилителя мощности. Возможен, например, переход в нагрузку от одиночного контура к паре связанных контуров со степенью связи, близкой к критической.

Несмотря на существенное повышение требований, сопровождающее переход УКВ передатчика в стереорежим, удается получить удовлетворительные результаты при использовании в стереорежиме действующих монофонических передатчиков с соответствующей доработкой. Именно таким способом вводится стереофоническое вещание на первых этапах его внедрения. Однако для получения высоких качественных показателей необходимо использовать передатчики, специально спроектированные для стереофонического режима работы.

5.3. Два метода передачи стереофонического сигнала

На практике нашли применение два метода передачи стереофонического сигнала: с разделенным спектром и с общим спектром.

Передача с разделенным спектром позволяет наиболее удобно использовать для стереовещания действующие монофонические передатчики и поэтому получила широкое распространение на первых этапах внедрения стереофонии. При этом методе КСС разделяется на две части: тональную ($A+B$) и надтональную $(A-B)\sin \omega_{\text{под}}t$. Модуляция передатчика производится последовательно двумя этими частями. Тональная часть непосредственно модулирует возбудитель передатчика, который в этом случае оказывается в условиях, не отличающихся от монофонического режима работы. Надтональная часть подается на так называемый «вторичный модулятор», включенный вслед за возбудителем. Таким образом, путем последовательной частотной модуляции несущая передатчика оказывается модулированной полным КСС.

Чтобы компенсировать задержку по времени тональной части, надтональная часть при этом должна быть пропущена через линию задержки, тщательно согласованную по времени задержки с возбудителем. Кроме того, во избежание переходных искажений между сигналами A и B необходимо точно выдержать соотношение девиаций частоты, создаваемых возбудителем и вторичным модулятором. Так как чувствительность возбудителя и вторичного модулятора может изменяться, а время задержки при изменении типа или даже экземпляра возбудителя не остается постоянным, требуется периодическая проверка и регулировка аппаратуры и это является серьезным недостатком метода передачи с разделенным спектром.

При передаче с общим спектром весь КСС подается на возбудитель. Это требует применения специального широкополосного возбудителя, воспроизводящего КСС без искажений. При этом методе изменения чувствительности возбудителя влияют только на общий уровень передачи и не вносят переходных искажений в стереосигнал.

Широкополосный возбудитель может быть построен на реактивных лампах (транзисторах), представляющих собой эквивалент реактивности (емкости или индуктивности). Реактивность, а следовательно, и частота настройки контура генератора могут изменяться в соответствии с модулирующим напряжением.

Наиболее перспективными следует считать возбудители, использующие для частотной модуляции варикапы. Такие возбудители были разработаны Эстонским республиканским радиоцентром и Союзным узлом радиовещания в Ленинграде. Здесь приводится краткое описание возбудителя, разработанного в Ленинграде, применительно к УКВ передатчику «Мед», и используемого также для стереофонического вещания в Москве.

Основные технические данные возбудителя: выходное напряжение высокой частоты не менее 28 В (действующее); входное модулирующее напряжение, необходимое для получения девиации частоты передатчика ± 50 кГц, 0,775 В; коэффициент гармоник модуляции не более 1%; неравномерность АЧХ в полосе модулирующих частот 30—80 000 Гц, не более ± 1 дБ; уровень фона не выше —63 дБ; уровень шумов не выше —68 дБ в режиме «Моно» и не выше —50 дБ в режиме «Сtereo»; уровень сопутствующей паразитной АМ не выше 0,2% при 100% модуляции частотой 1000 Гц.

Структурная схема основного тракта возбудителя показана на рис. 5.2. Основной частью его является генератор несущей частоты, управляемый напря-

жением (ГУН). Центральная частота генератора равна номинальному значению несущей передатчика и изменяется при появлении модулирующего напряжения, поступающего на варикапы, составляющие часть емкости контура автогенератора. В монофоническом режиме на ГУН поступает напряжение звуковой частоты со входа «Моно». Оно проходит через трансформатор, регулятор

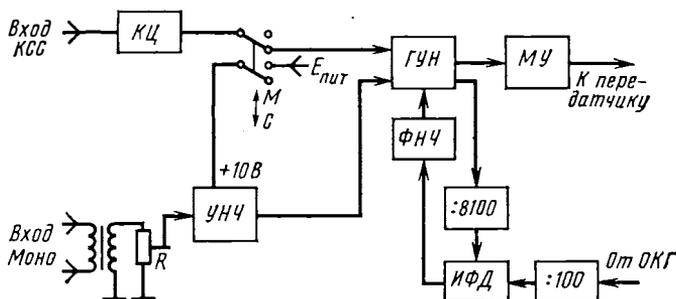


Рис. 5.2. Структурная схема широкополосного возбуждителя

девиации R и усилитель низкой частоты УНЧ, содержащий также цепь предискажений с постоянной времени 50 мкс. В стереофоническом режиме питание с УНЧ снимается, а к ГУН подключается вход КСС. Для компенсации амплитудных и фазовых искажений введена корректирующая резистивно-емкостная цепь КЦ. С выхода ГУН высокочастотный сигнал через мощный усилитель МУ поступает на передатчик.

Центральная частота ГУН подстраивается с помощью устройства фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), работающего следующим образом (см. рис. 5.2). Опорная частота, равная $1/81$ несущей передатчика, приходит с опорного кварцевого генератора ОКГ, имеющегося в передатчике, или с любого отдельного кварцевого генератора. Сравнение частот происходит на импульсно-фазовом детекторе ИФД. Перед подачей на ИФД частоты ГУН и ОКГ выравниваются, для чего частота ГУН делится на 8100, а частота ОКГ на 100. Напряжение рассогласования через фильтр нижних частот ФНЧ с частотой среза 10 кГц подается на варикапы ГУН.

Конструктивно возбуждитель вместе с панелью питания выполнен в виде блока, взаимозаменяемого со стандартным импульсно-фазовым возбуждителем.

Следует подчеркнуть, что возбуждитель работает непосредственно на несущей частоте радиостанции. Таким образом, нет необходимости в каскадах умножения частоты и основной тракт передатчика становится только усилителем мощности ЧМ колебаний. Данный возбуждитель имеет фиксированную

настройку на определенную несущую частоту, заданную устройством ФАПЧ. Таким образом, возбуждитель настраивается для заранее заданного передатчика. Этого недостатка не имеет возбуждитель с синтезатором частоты, разработанный для перспективных УКВ передатчиков.

Структурная схема синтезатора частоты показана на рис. 5.3. Опорный кварцевый генератор ОКГ работает на частоте 5 МГц. Его частота, умноженная на 12, поступает на смеситель СМ, на который подается также частота

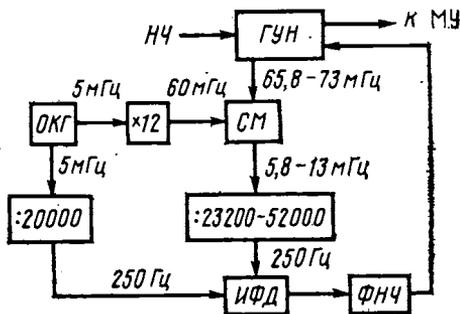


Рис. 5.3. Структурная схема синтезатора частоты

задающего генератора, управляемого напряжением ГУН. Управление производится с помощью варикапов, включенных в контур генератора. В зависимости от того, в каком частотном канале должен работать передатчик, средняя частота генератора устанавливается в пределах от 65,8 до 73 МГц. После СМ соответственно образуются частоты от 5,8 до 13 МГц, поступающие на делитель частоты с переменным, устанавливаемым заранее коэффициентом деления (23 200—52 000 раз). Коэффициент деления выбирается так, чтобы на выходе делителя образовалась средняя частота 250 Гц. Та же частота поступает с опорного генератора после деления на 20 000. Фазы поступающих напряжений сравниваются на ИФД. Если соблюдается точное равенство частот, то постоянной составляющей на выходе ИФД нет. При этом после ФНЧ сигнал рассогласования отсутствует. Отклонение средней частоты ГУН от заданной ведет к появлению на выходе ИФД сигнала рассогласования. Этот сигнал поступает на варикапы ГУН и возвращает его частоту к заданному значению. Меняя коэффициент деления в делителе частоты, можно установить необходимую частоту передатчика. Генератор несущей частоты, управляемый напряжением, модулируется от источника низких частот (линия звуковой частоты в монорежиме, выход стереомодулятора в стереорежиме). С выхода ГУН модулированные колебания поступают на МУ передатчика.

Возбудитель с синтезатором частоты позволяет устанавливать любую частоту в диапазоне УКВ радиовещания с дискретностью 10 кГц.

Основные качественные показатели возбудителя следующие: выходное напряжение 1 В на сопротивление 75 Ом; АЧХ в монорежиме соответствует с точностью $\pm 0,8$ дБ характеристике цепи предискажений с постоянной времени 50 мкс; в стереорежиме АЧХ горизонтальна с точностью $\pm 0,3$ дБ в полосе частот 30—50 000 Гц; коэффициент гармоник в моно- и стереорежиме не более 0,8%; уровень шумов не более -70 дБ, уровень фона не более -64 дБ; размеры возбудителя 200×220×400 мм (без блока питания); напряжения питания 9, 12 и 27 В постоянного тока, стабилизированные.

5.4. Модуляторы стереофонического сигнала

Наиболее очевидный способ получения КСС — суммарно-разностный метод. В его основе лежит следующая последовательность операций (рис. 5.4). Из сигналов A и B образуется сумма и разность $M=A+B$, $S=A-B$. Затем сигналом разности S модулируется поднесущая 31,25 кГц, по-

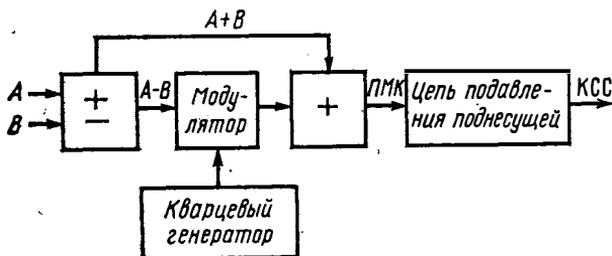


Рис. 5.4. Структурная схема суммарно-разностного стереомодулятора

лученная от генератора, стабилизированного кварцем. Образовавшийся АМ сигнал суммируется с сигналом суммы M . Если выдержан баланс амплитуд и фаз между сигналами M и S , то образуются ПМК согласно уравнению (4.7). Преобразование в КСС происходит с помощью цепи подавления поднесущей частоты.

Суммарно-разностный метод получения КСС использовался в ряде модуляторов. Его преимущество — возможность применения в передающей аппаратуре, построенной по методу передачи с разделенным спектром. При этом сигнал $A+B$ подается непосредственно на возбудитель, а поднесущая, модулированная сигналом $A-B$ — на вторичный модулятор передатчика. Недостаток суммарно-разностного метода — трудность поддержания точного баланса амплитуд и фаз между двумя частями спектра ПМК.

Наиболее совершенной следует считать схему, в которой КСС получается с помощью так называемого метода «переключения». Принцип этого метода заключается в следующем (рис. 5.5).

В зависимости от положения ключа Π , переключающегося с частотой поднесущей $f_{\text{под}}$, на выход его будут поступать прямоугольные импульсы, амплитуда которых меняется по закону $U_0 + U_A \sin \omega_{\text{под}} t$ или $-U_0 + U_B \sin \omega_{\text{под}} t$, где U_A и U_B — модулирующие напряжения в каналах A и B , а U_0 — постоянное напряжение. Форма сигнала на выходе ключа представляет собой ПМК, но с прямоугольной формой несущего колебания. Спектр такого сигнала можно определить исходя из известного выражения для спектра прямоугольных импульсов:

$$y = U \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega t + \dots \right) \right]. \quad (5.1)$$

Тогда для положительных импульсов

$$u_+ = (U_0 + U_A) \left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_{\text{под}} t + \dots \right) \right].$$

Выражение для отрицательных импульсов легко получить, если учесть их сдвиг по фазе относительно положительных импульсов, т. е. подставить в уравнение (5.1) вместо ωt значение $\omega t + \pi$. Тогда получаем

$$u_- = (-U_0 + U_B) \left[\frac{1}{2} - \frac{2}{\pi} \left(\sin \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_{\text{под}} t + \dots \right) \right].$$

Результирующее напряжение будет

$$u = u_+ + u_- = \left(\frac{U_A}{2} + \frac{U_B}{2} \right) + \frac{4}{\pi} \left(U_0 + \frac{U_A}{2} - \frac{U_B}{2} \right) \left(\sin \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_{\text{под}} t + \dots \right).$$

Если теперь обозначить $U_A/U_0 = m_A$; $U_B/U_0 = m_B$, а высшие гармоники поднесущей отфильтровать, то получаем уравнение

$$u = U_0 \left[\left(\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) + \frac{4}{\pi} \left(1 + \frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t - \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right) \times \right. \\ \left. \times \left[\sin \omega_{\text{под}} t \right] \right], \quad (5.2)$$

которое отличается от уравнения ПМК только коэффициентом $4/\pi$ перед надтональной частью. Для приведения к ПМК достаточно добавить колебание

$$u_1 = \frac{4 - \pi}{\pi} \left(\frac{m_A}{2} \sin \Omega_A t + \frac{m_B}{2} \sin \Omega_B t \right). \quad (5.3)$$

Если теперь вынести $4/\pi$ за квадратные скобки и заменить $\frac{4}{\pi} U_0 = U_m$, то получим уравнение ПМК.

Принцип переключения используется в стереомодуляторе МОД-13, входящем в стойку стереомодуляторов АРС-1. В этой стойке (рис. 5.6) расположены два комплекта модуляторов (рабочий и резервный), блок резервирования и коммутации БРК-1, блок высокой частоты (контрольный приемник) БВЧ-1, блок декодирования стереосигнала БДС-1, блок визуальной индикации БВИ-1 и блок питания БП-84. Структурная схема стереомодулятора МОД-13 показана на рис. 5.7.

Сигналы стереоканалов A и B поступают на блок согласования и контроля Б-90. Он содержит входные трансформаторы, служащие для перехода с симметричного входа на несимметричный, регуляторы уровня РУ и блок конт-

рля БК, служащий для контроля установленного уровня сигналов в каналах А и В. Кроме того, в блок Б-90 введены элементы коммутации; кнопки, позволяющие оперативно отключать ту или другую линию и переключатель для перехода с линий А и В на звуковой генератор при проверке работы модулятора и при измерениях. Блок Б-90 съемный и может быть заменен блоком генераторов звуковых частот при проверке качественных показателей передающего тракта.

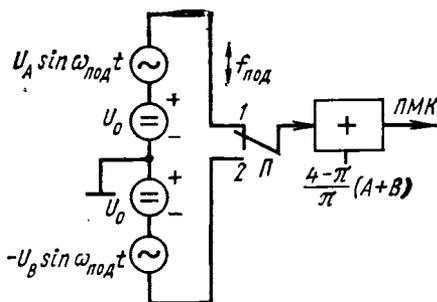
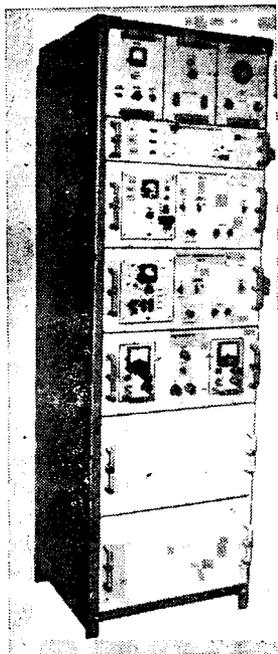


Рис. 5.5. Принцип получения ПМК методом переключения

Рис. 5.6. Стойка стереомодуляторов АРС-1



С выхода блока Б-90 сигналы каналов А и В через согласующие усилители СУ поступают на электронный коммутатор ЭК, являющийся центральной частью модулятора. Временной режим переключателя ЭК задается кварцевым генератором поднесущей частоты ГПЧ.

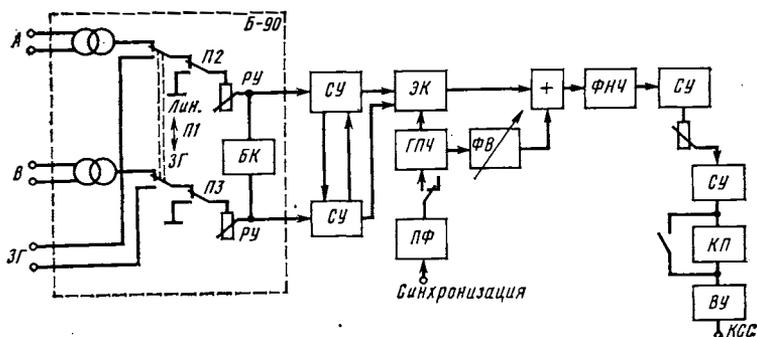


Рис. 5.7. Структурная схема стереомодулятора МОД-13

Схема коммутатора в модуляторе МОД-13 отличается от схемы на рис. 5.5 тем, что постоянное напряжение U_0 здесь отсутствует. Поэтому на выходе образуется колебание

$$u = u_+ + u_- = \left(\frac{U_A}{2} + \frac{U_B}{2} \right) + \frac{4}{\pi} \left(\frac{U_A}{2} - \frac{U_B}{2} \right) \left(\sin \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{3} \sin 3 \omega_{\text{под}} t + \frac{1}{5} \sin 5 \omega_{\text{под}} t + \dots \right).$$

К этому колебанию следует добавить в нужной фазе напряжение немодулированной поднесущей и отфильтровать высшие гармоники. Напряжение поднесущей подается с генератора через фазовращатель ΦB , которым устанавливается необходимая фаза поднесущей. Высшие гармоники удаляются фильтром нижних частот, $\Phi НЧ$, имеющим частоту среза 50 кГц, фазочастотная характеристика $\Phi НЧ$ линейна в пределах до 46,25 кГц. Схема фильтра показана на рис. 5.8. От качества выполнения этого фильтра (горизонтальности АЧХ

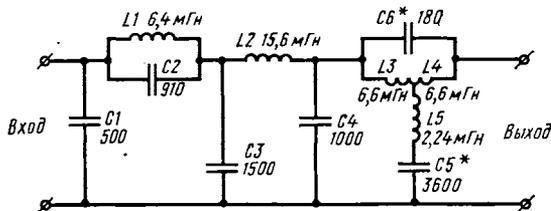


Рис. 5.8. Схема ФНЧ для среза паразитных верхних частот

и линейности ФЧХ) в значительной степени зависит переходное затухание между каналами в ПМК.

После фильтра (см. рис. 5.7) образуется колебание, соответствующее уравнению (5.2). Для получения ПМК, вместо того чтобы добавить к нему колебание (5.3), в модуляторе МОД-13 вводится в канал B напряжение $U_0 \frac{4-\pi}{4} m_A \sin \Omega_A t$, а в канал A — напряжение $U_0 \frac{4-\pi}{4} m_B \sin \Omega_B t$. Такое под-

мешивание производится в согласующих усилителях $SУ$ перед переключателем. Точные значения напряжений добавок устанавливаются с помощью потенциометров по выходной осциллограмме ПМК так, чтобы переходные затухания между каналами A и B стали максимальными.

Переход от ПМК к КСС осуществляется с помощью контура подавления поднесущей $КП$, представляющего собой схему подавления, показанную на рис. 4.5а. Для повышения стабильности настройки контур помещается в термостат.

Через выходной усилитель $ВУ$ колебания поступают на выход модулятора. В схеме предусмотрен переход модулятора с режима КСС на режим ПМК, для чего контур подавления поднесущей замыкается накоротко.

В модуляторе предусмотрен также режим работы с внешней синхронизацией от частоты 31 250 Гц. Сигналы внешней синхронизации поступают через полосовой фильтр $ПФ$ на $ГПЧ$, который в этом случае работает как резонансный усилитель запускающего сигнала.

Основные технические данные модулятора МОД-13: переходные затухания между каналами на частоте 300 Гц не менее 34 дБ, на 1000 Гц не менее 40 дБ, на 5000 Гц не менее 34 дБ, на 10 000 Гц не менее 26 дБ; неравномерность АЧХ в диапазоне частот 100—10 000 Гц не более 0,5 дБ, а в диапазоне 30—15 000 Гц не более 0,8 дБ; коэффициент гармоник КСС не более 1%; входное напряжение 0,775 В, входное сопротивление 600 Ом; выходное напряжение 5 В, выходное сопротивление не более 400 Ом; паразитная АМ поднесущей частоты фоном и шумами не более 0,1%; уровень фона и шумов тонального участка спектра КСС не более -60 дБ.

Блок резервирования и коммутации БРК-1 обеспечивает переключение режимов работы «Моно—Стерео», переключение режимов управления «Местное—

Дистанционное», переключение контролируемых цепей «Вход линии — Выход модулятора — Выход ЧМ возбудителя — Выход главного фидера передатчика». В нем находится также устройство автоматического переключения с рабочего комплекта модулятора на резервный при аварии (при резком уменьшении уровня поднесущей частоты).

Контрольный приемник БВЧ-1 служит для оперативного контроля сигналов, излучаемых передатчиком, и содержит преобразователь, тракт ПЧ и частотный детектор. Приемник имеет элемент настройки на частоту от 65,8 до 73 МГц и работает от входного сигнала напряжением 50 мВ. Он позволяет контролировать на выходе форму КСС и служит источником сигнала для блока декодирования стереосигнала БДС-1. Поскольку приемник не предназначен для проведения измерений качественных показателей, качество выходного КСС гарантируется на среднем уровне, т. е. переходные затухания на частотах 1000 и 5000 Гц не менее 25 дБ, на частотах 30 и 10 000 Гц не менее 20 дБ; коэффициент гармоник выходного сигнала не более 3%; уровень фона и шумов не более —40 дБ; напряжение выходного сигнала 0,7 В.

Блок БДС-1 содержит цепь восстановления поднесущей, в соответствии со схемой на рис. 4.56 и цепь декодирования ПМК, построенную по суммарно-разностному принципу. Блок позволяет контролировать форму ПМК, форму выходных сигналов A и B и, подключая звуковые агрегаты, слушать стереопередачу. Обеспечиваются переходные затухания на частоте 1000 Гц — 34 дБ, на частотах 300 и 5000 Гц — 26 дБ, на частоте 10 000 Гц — 20 дБ. Неравномерность АЧХ в диапазоне частот 30—10 000 Гц не превышает ± 2 дБ, коэффициент гармоник не более 1,5%, уровень фона и шумов не более —46 дБ. Напряжение сигналов на выходах A и B составляет 270 мВ.

Блок визуальной индукции БВИ-1 обеспечивает возможность осциллографического контроля формы ПМК и в режиме гониометра наблюдение за правильностью передачи стереосигналов. В последнем случае на вертикальные пластины ЭЛТ подается сигнал $A+B$, а на горизонтальные — сигнал $A-B$. Если сигнал монофонический, то составляющая $A-B$ отсутствует и на экране видна вертикальная линия (рис. 5.9а). Если подан только сигнал A (левый),

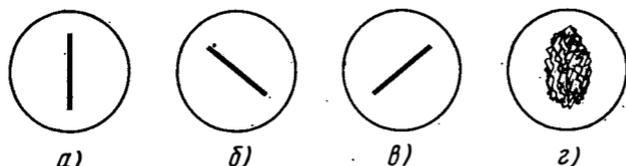


Рис. 5.9. Вид сигналов на экране ЭЛТ в режиме гониометра

то линия имеет наклон 45° слева вниз направо (рис. 5.9б), при подаче сигнала B — тот же наклон, но справа вниз налево (рис. 5.9в). При реальной стереопередаче на экране виден все время изменяющийся эллипс (рис. 5.9г). При правильной фазировке каналов его вертикальная ось больше, чем горизонтальная, т. е. сигнал $A+B$ больше, чем $A-B$, как показано на рис. 5.9г.

Блок БВИ-1 позволяет определить правильность расположения каналов A и B в излучаемом передатчиком модулированном сигнале. Если канал A создает положительную девиацию частоты передатчика, то на ЭЛТ он будет виден, как верхняя огибающая ПМК.

Основные технические данные БВИ-1: частота горизонтальной развертки 200—600 Гц; чувствительность по отклонению луча не хуже 32 мм/В; неравномерность АЧХ в диапазоне частот 30 Гц—200 кГц не более ± 2 дБ.

В настоящее время разработан новый, более совершенный стереомодулятор МОД-16. Он имеет меньшие габариты и массу, чем МОД-13, и существенно более высокие качественные показатели. Модулятор предназначен для использования в стойке стереомодуляторов АРС-2. Основное преимущество МОД-16 заключается в том, что в нем отсутствует наиболее нестабильный узел — контур подавления поднесущей частоты. Он заменен комбинацией RC-цепей, обеспечивающей высокую точность характеристики подавления и не требующей устройства термостатирования.

Как было показано в гл. 4, цепь подавления поднесущей должна обеспечивать коэффициент передачи

$$\gamma = \frac{1 + jx}{\varepsilon + jx}, \quad (5.4)$$

где $\varepsilon=5$; $x = \frac{2\Omega}{\omega_{\text{под}}}$; $Q=100$; Ω — расстройка контура. В результате прохождения через цепь подавления спектр ПМК (см. рис. 4.7а) преобразуется в спектр КСС (см. рис. 4.7б). Однако возможен другой путь получения такого преобразования, иллюстрируемый рис. 5.10.

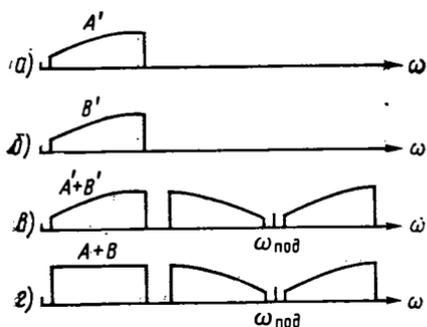


Рис. 5.10. Принцип преобразования ПМК в КСС без колебательного контура

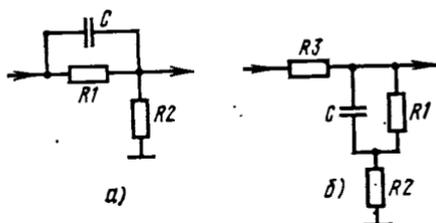


Рис. 5.11. Схемы RC-цепей, применяющихся для преобразования ПМК в КСС

Каждый из сигналов A и B пропускается через ФВЧ, создающий спад нижних частот, как показано на рис. 5.10а и 5.10б. Затем с помощью переключательной схемы создают колебание со спектром, показанным на рис. 5.10в. Это колебание пропускают через фильтр, поднимающий нижние частоты до прежнего уровня (рис. 5.10г). Если характеристика фильтра ФВЧ совпадает по форме с формой верхней половины резонансной кривой цепи подавления поднесущей, то полученный сигнал с достаточной точностью совпадает с КСС, соответствующим ГОСТ 18633—73.

На рис. 5.11 показаны схемы RC-цепей, применяющиеся для преобразования ПМК в КСС.

Коэффициент передачи цепи, показанной на рис. 5.11а:

$$\gamma = \frac{1 + jy}{\sigma + jy}, \quad (5.5)$$

где $\sigma = 1 + R_1/R_2$; $y = \Omega R_1 C_1 = \Omega \tau$.

Для соответствия АЧХ фильтра и верхней ветви контура подавления поднесущей необходимо, очевидно, приравнять $\varepsilon = \sigma$, т. е. выбрать $R_1/R_2 = 4$ и приравнять $x = y$, т. е. выбрать $\tau = 1,018$ мс. Так, например, можно выбрать $C = 22$ тыс. пФ; $R_1 = 46,28$ кОм, $R_2 = 11,57$ кОм.

При включении RC-цепи на рис. 5.11а следует учесть выходное сопротивление предыдущего каскада $R_{\text{вых}}$ и сопротивление нагрузки R_n , имея в виду, что $R_{\text{вых}}$ включено последовательно R_2 , а R_n — параллельно ему. Эти сопротивления должны быть чисто активными, а значения параметров на рис. 5.11а должны поддерживаться с точностью не ниже 1%.

Фильтр, преобразующий спектр, показанный на рис. 5.10в, в спектр КСС, должен иметь схему, показанную на рис. 5.11б. При $R_3 \gg R_1 + R_2$ коэффициент передачи такого фильтра равен

$$\gamma \approx \frac{\sigma + jy R_2}{1 + jy R_3}, \quad \text{где } y = \Omega, \quad (5.6)$$

т. е. представляет собой величину, обратную (5.5), что и требуется для восстановления спектра тональной части КСС. Практически следует выбирать

$R3 \geq 10(R1+R2)$. Если сопротивление нагрузки схемы сравнимо с сопротивлением $R1+R2$, то при расчете следует брать для σ и y выражения $\sigma' = \sigma R'1/R1$ и $y' = \Omega R'1C1$, где $R'1 = R1(R2+Rн)/(R1+R2+Rн)$.

Таким образом, при формировании КСС контур подавления поднесущей может быть заменен комбинацией RC-цепей. Эта замена осуществлена в модуляторе МОД-16. Внешний вид этого модулятора приведен на рис. 5.12. Основным его блоком является плата формирования КСС (сокращенно плата КСС). Ее структурная схема показана на рис. 5.13.

Сигналы *A* и *B* поступают на усилители-корректоры $УК_1$ и $УК_2$, собранные на МС К1УТ401Б. В цепи обратных связей

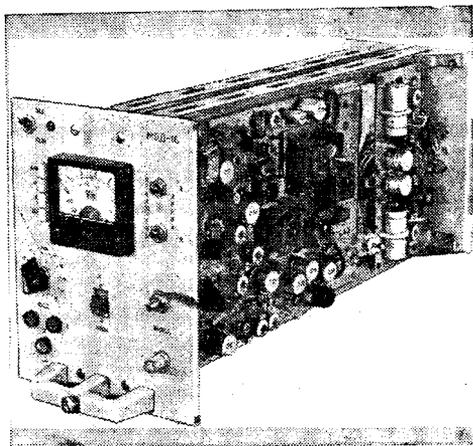


Рис. 5.12. Стереомодулятор МОД-16

му входному сигналу отвечало 80% амплитудной модуляции поднесущей после восстановления.

После $ЭК$ колебания поступают на усилитель-корректор $УК_3$, также собранный на МС К1УТ401Б. Цепь обратной связи $УК_3$ обеспечивает характеристику, соответствующую уравнению (5.6), т. е. поднимает нижние частоты до

этих усилителей введены RC-цепи, обеспечивающие спад нижних частот в соответствии с уравнением (5.5), а также цепи предвыскажений 50 мкс. Сигналы с выходов $УК_1$ и $УК_2$ поступают на регуляторы переходных затуханий $РПЗ_1$ и $РПЗ_2$, представляющие собой эмиттерные повторители, часть выходного напряжения которых через переменные резисторы подается в другой канал. Необходимое напряжение устанавливается при настройке модулятора. Затем сигналы поступают на электронный коммутатор $ЭК$. Коммутирующее напряжение частоты 31,25 кГц поступает от генератора прямоугольных импульсов с кварцевой стабилизацией $КГ$. Перед $ЭК$ в сигналы вводится постоянная составляющая, которая определяет уровень поднесущей в выходном сигнале. Величина этой составляющей регулируется так, чтобы номинально-

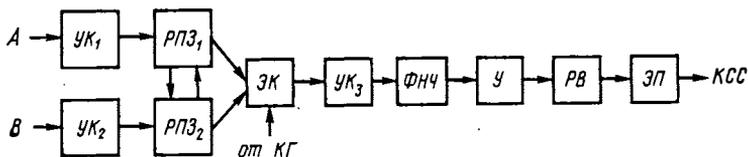


Рис. 5.13. Структурная схема платы КСС

необходимого уровня. Затем сигналы поступают на ФНЧ с линейной ФЧХ, где отфильтровываются гармоники поднесущей и продукты их модуляции. После усиления сформированный КСС поступает на регулятор выхода $РВ$ и через эмиттерный повторитель $ЭП$ на выход модулятора.

Основные технические данные МОД-16 следующие: номинальный уровень входного сигнала 0,775 В; входное сопротивление 600 Ом; диапазон модулирующих частот 16—15 000 Гц с неравномерностью не более 1 дБ; коэффициент гармоник не более 0,3%; переходные затухания между стереоканалами не менее 36 дБ на частоте 160 Гц, 42 дБ на частоте 315 Гц, 50 дБ на частоте 1000 Гц, 42 дБ на частоте 5000 Гц, 40 дБ на частоте 10 000 Гц; уровень фона и шумов не более -70 дБ.

5.5. Спектр и полоса частот стереофонической радиопередачи

Как уже указывалось, УКВ радиовещание развивается в нашей стране быстрыми темпами, в частности за счет увеличения числа УКВ радиостанций. С другой стороны, возможности этого вида вещания ограничены относительно узкой полосой отведенных частот в эфире: 65,8—73,0 МГц. Поэтому всякое расширение полосы частот, занимаемой в эфире одной радиостанцией, очень нежелательно. Переход к стереофоническому радиовещанию в связи с расширением области модулирующих частот должен повести к расширению полосы, занимаемой радиопередачей, и степень этого расширения должна быть известна.

При амплитудной модуляции несущей частоты полоса частот, занимаемая передачей, равна удвоенной наибольшей модулирующей частоте $\Delta f = 2F_m$. При частотной модуляции положение существенно усложняется, так как спектр ЧМ колебаний даже при модуляции чистым тоном теоретически бесконечен. Практически, однако, существует область частот, в которой сосредоточена основная часть мощности передатчика. Эта область и может считаться полосой, занимаемой передачей. Согласно принятому в настоящее время определению «занимаемой шириной полосы частот» называется такая ширина полосы частот, за нижним и верхним пределами которой средние излучаемые мощности равняются каждая 0,5% всей средней мощности данного излучения». Иначе говоря, полосой передачи считается область частот, в которой заключено 99% всей мощности передатчика.

На рис. 5.14 показаны в одном масштабе вероятные спектры моно- и стереофонической передачи. Видно, что спектр стереопередачи более «размыт», поэтому вероятная полоса излучения, отсчитанная на малых энергетических уровнях, получается несколько более широкой.

Эксперименты показывают, что в среднем можно считать, что переход от монофонического к стереофоническому радиовещанию ведет к расширению спектра на 15%.

5.6. Измерения при стереофоническом радиовещании

Кроме обычных для моновещания измерений (девиация частоты, АЧХ, коэффициент гармоник, уровень шума и фона и т. п.) стереофоническое вещание требует проведения ряда дополнительных измерений, позволяющих гарантировать высокое качество передаваемого КСС. К дополнительным параметрам, подлежащим измерениям, относятся: девиация частоты в стереорежиме; переходное затухание между стереоканалами; нелинейные искажения в стереоканалах; отношение сигнал/шум и сигнал/фон в стереоканалах; АЧХ в стереорежиме.

Кроме того, периодически должны измеряться вспомогательные параметры, также определяющие качество стереовещания: уровень паразитных комбинационных частот; переходное затухание между тональной (M) и надтональной (S) частями КСС; уровень гармоник поднесущей в выходном сигнале.

Для измерения стереопараметров может быть использовано два способа: измерение через контрольный стереодекодер и измерение с помощью образцового осциллографа.

Измерение через контрольный стереодекодер — самый простой способ. Напряжение с фидера передатчика снимается на девиометр и с него на контрольный стереодекодер. Измерительные приборы подключаются к выходу стереодекодера, а измерение переходного затухания между трактами M и S и уровня гармоник поднесущей производится непосредственно с выхода девиометра. По шкале самого девиометра измеряется девиация частоты в стереорежиме.

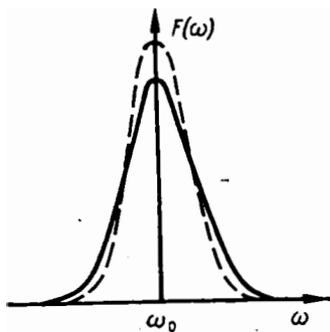


Рис. 5.14. Вероятные спектры стереопередачи (сплошная линия) и монопередатчи (пунктирная линия)

Девииметр работает в этой схеме как контрольный стереоприемник и должен пропускать КСС без искажений. Минимальные требования к девиометру могут быть сформулированы в следующем виде: полоса воспроизводимых частот не уже 20 Гц — 100 кГц с неравномерностью не более ± 1 дБ; нелинейные искажения закона модуляции не более 0,3%; уровень фона и шумов не более —60 дБ. Это дает возможность измерять параметры передающего тракта в пределах переходных затуханий измерно до 30 дБ в средней части диапазона звуковых частот, нелинейных искажений 1% и отношения сигнал/шум и сигнал/фон до —50 дБ.

Приведенным требованиям в основном удовлетворяет девиометр СК-3-32, но лучше использовать СК-3-40, имеющий диапазон модулирующих частот 0,03—200 кГц, коэффициент гармоник около 0,2% и уровень фона и шумов —60 дБ.

По такой же схеме измеряются качественные показатели с выхода возбуждателя передатчика.

Для измерения параметров КСС на выходе стереомодулятора выход модулятора непосредственно подключается к стереодекодеру. Измерительный стереодекодер должен иметь параметры, примерно на 10 дБ превышающие требования к измеряемому стереосигналу. Так, если КСС должен иметь переходное затухание не менее 40 дБ, коэффициент гармоник не более 1% и отношение сигнал/(шум+фон) не менее 54 дБ, то требования к декодеру соответственно 50 дБ, 0,3% и 64 дБ. Таких измерительных декодеров наша промышленность пока серийно не выпускает. Поэтому для измерений параметров высококачественного КСС основным пока остается осциллографический метод, основанный на наблюдении деталей формы колебаний на экране ЭЛТ.

Для того чтобы использовать осциллографический метод, необходимо прежде всего привести спектр КСС к виду, в котором тональная его часть и полосы модуляции поднесущей имеют одинаковую форму, т. е. создать спад нижних частот тональной части, отвечающий спаду полос модуляции в районе поднесущей частоты, появившемуся после ее подавления. Для этого между выходом КСС и входом осциллографа нужно установить корректирующий фильтр по схеме на рис. 5.11а. Его АЧХ с точностью не менее $\pm 1\%$ должна соответствовать табл. 5.1.

ТАБЛИЦА 5.1

Амплитудно-частотная характеристика корректирующего фильтра (по отношению к коэффициенту передачи на частоте 50 кГц)

Частота, кГц	0,03	0,1	0,3	1,0	5,0	10,0	15,0	30,0	50,0
дБ	—13,82	—12,50	—7,90	—2,00	—0,11	—0,03	—0,015	0	0

При измерениях параметров модулятора стереосигнала КСС подается непосредственно с его выхода. При измерениях по высокой частоте КСС подается с выхода девиометра или с выхода частотного детектора высококачественного стереоприемника (например, «Ласпи-003»).

Методика измерений сводится к следующему.

Измерение коэффициента модуляции поднесущей. Поскольку коэффициент модуляции поднесущей m определяется по ПМК, т. е. до подавления поднесущей, а измерения производятся по КСС, то необходимо учесть, что подавление поднесущей увеличивает m в 5 раз, а происходящее при этом подавление боковых полос (а после корректирующего фильтра и подавление звуковой части спектра) уменьшает m в I_F раз, где I_F — коэффициент подавления модулирующей частоты F , на которой производится измерение. Таким образом, если измерена величина $m_{\text{КСС}}$, то коэффициент модуляции ПМК определяется как

$$m = m_{\text{КСС}} I_F / 5 \quad (5.7)$$

Значения коэффициента $I_F/5$ для наиболее употребительных измерительных частот приведены в табл. 5.2.

Коэффициент $I_F/5$ для различных измерительных частот

F , Гц	100	400	1000	5000	10000
$I_F/5$	0,85	0,41	0,25	0,20	0,20

Следует выделить частоту $F=121$ Гц, на которой коэффициент $I_F/5=0,8$. На этой частоте можно установить $m_{КСС}=100\%$, что будет соответствовать $m=0,8$, т. е. максимальному коэффициенту модуляции ПМК, принятому для стереофонического вещания.

Измерение $m_{КСС}$ можно проводить при любом виде подаваемого сигнала, но удобнее всего при сигнале $A=B$ или $A=-B$.

При $A=B$ осциллограммы КСС принимают вид, показанный на рис. 5.15. Здесь a — размах (двойная амплитуда) модулирующего напряжения, b — размах немодулированной поднесущей. Поэтому

$$m_{КСС} = \frac{a}{b} \cdot 100 \%$$

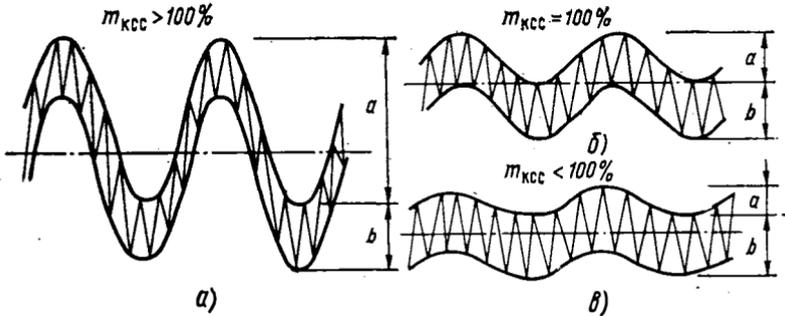


Рис. 5.15. Осциллограммы КСС при $A=B$

Практически удобнее измерить на экране ЭЛТ величину $a+b$, а затем, сняв модуляцию, измерить значение b . Тогда

$$m_{КСС} = \frac{(a+b) - b}{b} \cdot 100\% \tag{5.8}$$

При $A=-B$ вид осциллограмм показан на рис. 5.16.

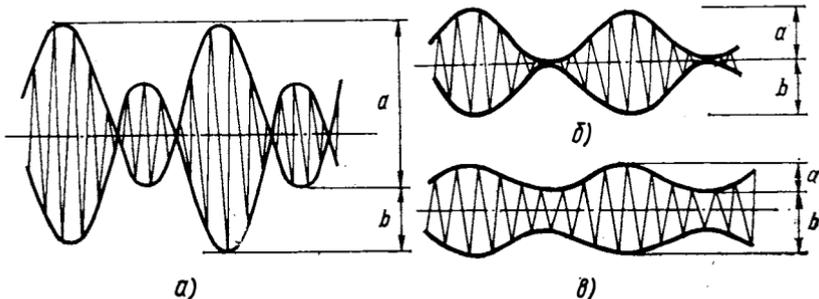


Рис. 5.16. Осциллограммы КСС при $A=-B$

Измерения проводятся также, как при сигнале $A=B$.

Коэффициент модуляции поднесущей можно определить и без корректирующего фильтра, включая осциллограф непосредственно на выход КСС. Однако при этом следует помнить, что измерения $m_{\text{КСС}}$ при сигналах $A=-B$ и $A=B$ должны дать разные результаты, так как тональная часть сигнала теперь не подавляется и при сигнале $A=B$ необходимо принимать в формуле (5.7) для всех частот $l_F=1$, т. е. $l_F/5=0,2$.

Измерение переходных затуханий между стереоканалами. При модуляции в одном канале (например, А) осциллограмма КСС после корректирующего фильтра должна принять вид, показанный на рис. 5.17а. Линия $O-O$ — пря-

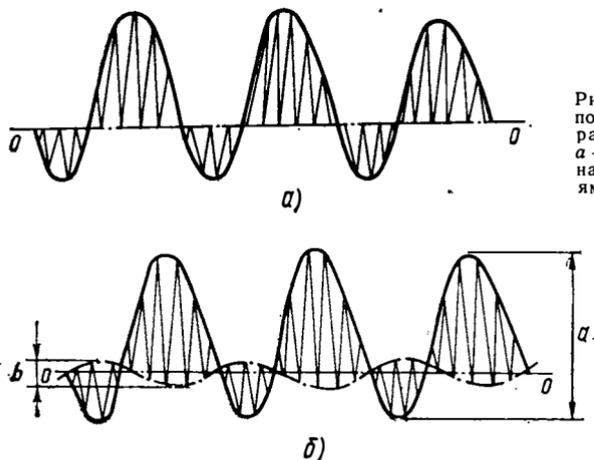


Рис. 5.17. Осциллограммы КСС после корректирующего фильтра при $B=0$:

а — идеальный сигнал; б — сигнал с переходными искажениями

мая. В реальных условиях, когда имеются переходные искажения, линия $O-O$ перестает быть прямой, как показано на рис. 5.17б. Переходное затухание между каналами в децибелах определяется как

$$\beta = 20 \lg \frac{a}{b}.$$

Для увеличения точности измерений поступают следующим образом: измеряют значение a , затем увеличивают усиление осциллографа в 10 раз и измеряют значение $10b$. Затем это значение делят на 10. Измерения при подаче сигнала B производят таким же образом.

Следует иметь в виду, что при измерении переходных затуханий к тракту усиления осциллографа предъявляются высокие требования по горизонтальности АЧХ и линейности ФЧХ в диапазоне частот КСС. Так, чтобы можно было измерять переходные затухания до 60 дБ на частотах от 100 до 15 000 Гц, нужен осциллограф постоянного тока со спадом АЧХ на 3 дБ на частоте не ниже 900 кГц. Этим требованиям наилучшим образом удовлетворяет осциллограф С1-70. Возможно также использование осциллографов С1-68, что позволяет измерять переходные затухания до 40—50 дБ.

Измерение нелинейных искажений. Нелинейные искажения модуляции могут измеряться как на ПМК, так и на КСС и при различных видах модулирующих сигналов: $A=B$, $A=-B$ и при сигнале в одном канале ($B=0$ или $A=0$). Следует заметить, что при измерениях на КСС особенно при низких модулирующих частотах ниже 1000 Гц коэффициент гармоник (кроме случая $A=B$) получается несколько большим, чем при измерениях на ПМК, так как цепь подавления поднесущей подавляет в надтональной части основную частоту модуляции больше, чем ее гармоники. Так при частоте 400 Гц и сигнале $A=-B$ частота модуляции подавляется в 2,05 раза, а ее вторая гармоника — в 1,37 раза, что дает увеличение искажений по второй гармонике в 1,5 раза. Естественно, что это увеличение искажений кажущееся, так как при восстановлении поднесущей происходит его компенсация. Поэтому при измерении нелинейных

искажений на КСС каждая составляющая в надтональной области должна умножаться на l_F . Если измерения производятся после корректирующего фильтра (см. рис. 5.10а), то умножать на l_F следует не только надтональные, но все измеренные частотные составляющие.

Наиболее точный метод измерения нелинейных искажений осуществляется с помощью анализатора гармоник. При этом обычно приходится использовать два анализатора: для тональной части (например, С4-48) и для надтональной части (например, С4-34).

Измерения искажений суммарного сигнала (при $A=B$). Устанавливается нужный коэффициент модуляции (обычно $m=80\%$). Затем анализатором спектра измеряются напряжения частот F , $2F$ и $3F$. Коэффициент гармоник определяется по формуле

$$k_{г+} = \frac{\sqrt{U_{2F}^2 + U_{3F}^2}}{U_F} \cdot 100 \% . \quad (5.9)$$

При измерениях по КСС, если включен корректирующий фильтр и частота модуляции ниже 1000 Гц, то полученные напряжения умножаются на l_F , l_{2F} и l_{3F} .

Измерения искажений разностного сигнала (при $A=-B$). После установки коэффициента модуляции анализатором спектра измеряются напряжения $U_{f_{\text{под}+F}}$; $U_{f_{\text{под}-F}}$; $U_{f_{\text{под}+2F}}$; $U_{f_{\text{под}-2F}}$; $U_{f_{\text{под}+3F}}$ и $U_{f_{\text{под}-3F}}$. Коэффициент гармоник определяется по формуле

$$k_{г-} = \frac{\sqrt{(U_{f_{\text{под}+2F}} + U_{f_{\text{под}-2F}})^2 + (U_{f_{\text{под}+3F}} + U_{f_{\text{под}-3F}})^2}}{U_{f_{\text{под}+F}} + U_{f_{\text{под}-F}}} . \quad (5.10)$$

Если измерения производятся на КСС и частота модуляции ниже 1000 Гц, то каждое напряжение должно быть умножено на l_F , l_{2F} или l_{3F} в зависимости от его частоты. Однако измерения разностного сигнала обычно проводятся только на высоких модулирующих частотах, $F=3000$ Гц и более, так как при меньших значениях частот составляющие спектра расположены близко и их раздельное измерение становится затруднительным. При этом для всех составляющих $l_F \approx 0,2$ и корректирующий фильтр не изменяет их соотношения.

Измерение искажений при модуляции в одном канале. Устанавливается нужный коэффициент модуляции в измеряемом канале и измеряются коэффициенты гармоник $k_{г+}$ и $k_{г-}$ по формулам (5.9) и (5.10). Результирующий коэффициент гармоник вычисляется по формуле

$$k_{г} = \sqrt{k_{г+}^2 + k_{г-}^2} .$$

Измерение комбинационных искажений. Комбинационные искажения, образовавшиеся за счет взаимодействия поднесущей и модулирующей частот, измеряются следующим образом. Поднесущая модулируется с заданным коэффициентом модуляции частотой $F=10\,000$ Гц (при $A=B$). Анализатором спектра измеряется напряжение этой частоты U_F . Затем измеряются напряжения $U_{f_{\text{под}-3F}}$ и $U_{4F-f_{\text{под}}}$ на частотах 1,25 и 8,75 кГц. Коэффициент комбинационных искажений определяется как

$$k_{к1} = \frac{U_{f_{\text{под}-3F}}}{U_F} \cdot 100 \% , \quad k_{к2} = \frac{U_{4F-f_{\text{под}}}}{U_F} \cdot 100 \% .$$

Аналогичные измерения проводятся на частоте 15 кГц, но при этом определяются напряжения $U_{f_{\text{под}-2F}}$ и $U_{3F-f_{\text{под}}}$ на частотах 1,25 и 13,75 кГц.

Измерение уровня фона и шумов. Измерения проводятся через измерительный детектор, включаемый на выход стереомодулятора или девиометра, в зависимости от того, в какой части тракта производится измерения. Возможный вариант схемы детектора шумов приведен на рис. 5.18.

Измерения проводятся по структурной схеме, показанной на рис. 5.19. При измерении уровня шумов после детектора устанавливаются ФНЧ и ФВЧ.

Фильтр нижних частот должен иметь частоту среза 20 кГц, чтобы срезать надтональные составляющие шумов, а также остатки поднесущей и ее гармоник. Фильтр верхних частот должен иметь частоту среза 200—300 Гц, чтобы срезать фоновые составляющие. При измерении уровня фона ФВЧ не нужен, а ФНЧ должен иметь срез на частоте 200—300 Гц, чтобы срезать шумы.

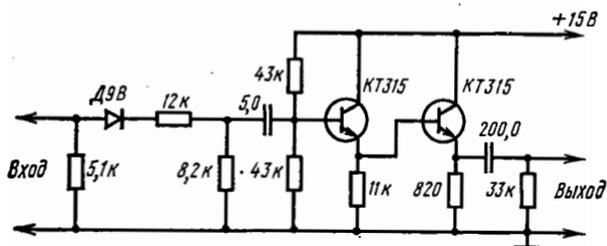


Рис. 5.18. Схема детектора для измерения уровня шума и фона

Для калибровки поднесущая модулируется сигналом $A=B$ на частоте 1 кГц с уровнем модуляции 0,2 от номинального, чтобы после подавления поднесущей не возникло перемодуляции. Вольтметр включается в положение 1,

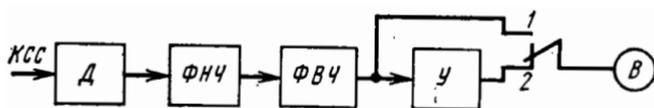


Рис. 5.19. Структурная схема измерения уровня шума и фона

и измеряется напряжение U_c . Затем модуляция снимается, вольтметр переводится в положение 2, и через усилитель измеряется напряжение шумов $U_{ш}$. Отношение сигнал/шум в децибелах вычисляется по формуле

$$c/ш = 20 \lg \frac{5K U_c}{U_{ш}}$$

где K — коэффициент усиления усилителя.

Таким же образом измеряется отношение сигнал/фон, но калибровка производится при частоте модуляции 150 Гц.

Измерение АЧХ в стереорежиме. Амплитудно-частотную характеристику измеряют при сигнале $A=B$ через ФНЧ с частотой среза 20 кГц, подавляющий поднесущую и ее гармоники. В остальном порядок измерений в стереорежиме не отличается от обычного в монорежиме.

Измерение переходных затуханий между тональной и надтональной частями КСС. Это измерение проще всего производить с помощью анализаторов спектра тональных и надтональных частот. Измерения производятся через корректирующий фильтр (см. рис. 5.11а) для уравнивания амплитуд тональных и надтональных составляющих.

Для измерения степени проникновения сигнала из тональной части в надтональную поднесущая модулируется сигналом $A=B$ и измеряются напряжения U_F , $U_{f \text{ под } -F}$ и $U_{f \text{ под } +F}$. Переходное затухание в децибелах вычисляют как

$$\beta_{\text{надт}} = 20 \lg \frac{U_F}{U_{f \text{ под } -F} + U_{f \text{ под } +F}}$$

Для измерения доли сигнала, проникающего из надтональной в тональную часть, модуляция производится сигналом $A=-B$ и вновь измеряются напряжения U_F , $U_{f \text{ под } -F}$ и $U_{f \text{ под } +F}$.

Переходное затухание в децибелах вычисляются как

$$\beta_{\text{тон}} = 20 \lg \frac{U_{f_{\text{под}}-F} + U_{f_{\text{под}}+F}}{U_F}.$$

Измерение уровня гармоник поднесущей. Это измерение производят с помощью анализатора спектра надтональных частот, путем сравнения напряжений на частотах $f_{\text{под}}$, $2f_{\text{под}}$ и $3f_{\text{под}}$.

6

ПРИЕМ СТЕРЕОФОНИЧЕСКИХ РАДИОПЕРЕДАЧ

6.1. Структурная схема стереофонического приемника

В отличие от монофонического приемника, стереофонический содержит дополнительный блок — стереодекодер, а тракт звуковой частоты — два усилителя и две акустические системы. Стереоприемник имеет двоякие регуляторы громкости и тембров, а также регулятор стереобаланса, позволяющий установить одинаковую громкость левого и правого каналов. В стереоприемнике, как правило, устанавливается индикатор наличия стереопередачи («Моно—Сtereo»), извещающий радиослушателя, в каком режиме работает радиостанция, на которую он настроился. В стереоприемниках высоких классов применяют автоматическое переключение режимов «Моно—Сtereo» в зависимости от того, какая передача идет в данное время.

Поскольку стереоприемник рассчитан на прием кодированного стереосигнала, занимающего широкий диапазон модулирующих частот, характеристики его при стереоприеме значительно отличаются от характеристик моноприемника. Это в первую очередь относится к помехозащищенности. Уровень шумов при стереоприеме выше, чем при моноприеме, а действие соседних мешающих станций оказывается более заметным.

6.2. Шумы при стереоприеме

Уровень шумов в значительной степени определяет качество радиоприема, его уменьшение особенно важно при приеме музыкальных стереофонических радиопередач. При слабых сигналах именно шумы обычно ограничивают зону обслуживания радиостанции.

При сильных сигналах достигается некоторое предельное значение отношения сигнал/шум. В высококачественных приемниках это предельное значение должно превышать 60 дБ, чтобы шумы не прослушивались даже в паузах звукового сигнала.

Шумы в приемнике складываются из так называемых «космических шумов», шумов промышленных источников, шумов антенны и внутренних шумов приемника. Особенность частотной модуляции состоит в том, что составляющая шума создает тем больший эффект на выходе, чем дальше она отстоит по частоте от несущей полезного сигнала. Если обозначить через $\delta\omega$ разность между частотой рассматриваемой составляющей шума и немодулированной несущей радиостанции, то относительную мощность шума в зависимости от $\delta\omega$ можно изобразить кривой, показанной на рис. 6.1. С увеличением $\delta\omega$ мощность шумовых составляющих возрастает по квадратичному закону, пока не начнет сказываться влияние высокочастотного тракта, подавляющего составляющие за полосой пропускания. Однако не весь этот шум воспроизводится на выходе приемника. При монофоническом приеме воспроизводятся только составляющие, соответствующие $\delta\omega \leq \Omega_{\text{в}}$, где $\Omega_{\text{в}}$ — верхняя воспроизводимая зву-

ковая частота. Воспроизводимая часть шумов заштрихована на рис. 6.1 [$-\Omega_B$, $+\Omega_B$].

При стереоприеме положение существенно меняется. Из общего шума воспроизводится не только шум звуковых частот (до $\pm\Omega_B$), но и шум в области надтональных частот, т. е. в области $\omega_{под} - \Omega_B \leq |\delta\omega| \leq \omega_{под} + \Omega_B$, как показано

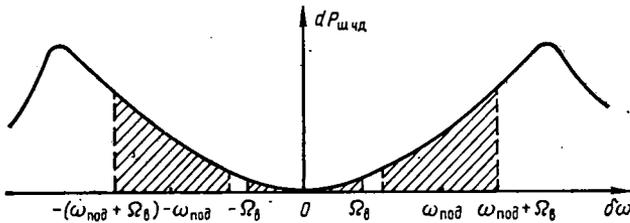


Рис. 6.1. Относительная мощность шума при разных удалениях от несущей

на рис. 6.1. Поэтому общая величина шума на выходе приемника при стереоприеме существенно увеличивается по сравнению с моноприемом. В то же время напряжение полезного сигнала на выходе приемника несколько уменьшается, так как 20% девиации передатчика приходится отводить на передачу остатка поднесущей частоты. Расчет показывает, что при той же максимальной девиации частоты и одинаковом отношении сигнал/шум на входе приемника ухудшение отношения сигнал/шум при переходе на стереоприем составляет 24,7 дБ. Следует, однако, заметить, что на практике такого ухудшения обычно не бывает, так как реальный сигнал имеет неполное подавление АМ, включает другие виды помех, например фон цепей питания и т. п. Практически ухудшение шумовых свойств при стереоприеме составляет около 15 дБ, что конечно также существенно. С повышением уровня входного сигнала разница в шумовых свойствах моно- и стереоприема уменьшается и достигает при больших сигналах некоторого предельного значения, заметно меньшего, чем теоретическое.

Следует упомянуть также о дополнительном обстоятельстве, затрудняющем получение высокого отношения сигнал/шум при стереоприеме. Оно заключается в различии спектров шума моно- и стереоприема. При моноприеме шумы резко возрастают на верхних звуковых частотах (см. рис. 6.1). При стереоприеме основная доля шумов приходится на надтональную часть КСС. Поэтому спектр шумов на выходе оказывается почти равномерным по всему звуковому диапазону. В результате от повышенного уровня шума при моноприеме можно частично избавиться сужением диапазона воспроизводимых частот регулятором тембра.

Тем не менее в приемниках высшего класса удается получить в основной части зоны обслуживания радиостанции отношение сигнал/шум при стереоприеме свыше 60 дБ и даже при входном сигнале 10—20 мкВ оно часто составляет свыше 50 дБ.

Для уменьшения шумов при моно- и стереоприеме применяется система шумоподавления «Долби-В». Принцип действия этой системы поясняет рис. 6.2. На передающей стороне основной сигнал суммируется с «сигналом добавки».

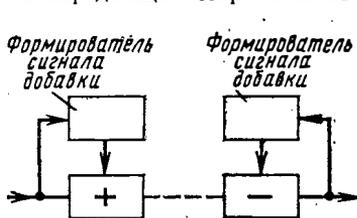


Рис. 6.2. Принцип действия системы шумоподавления «Долби-В»

Этот сигнал создает подъем верхних звуковых частот тем больший, чем ниже уровень модуляции. На приемной стороне сигнал добавки вычитается из принятого сигнала, создавая спад верхних частот и одновременно подавляя на этих частотах шумы. Если сигналы добавки на сторонах передачи и приема равны, то передаваемый основной сигнал при этом не искажается.

Экспериментальные передачи по системе «Долби-В» ведутся в Ленинграде с 1977 г.

Можно также уменьшать шумы при стереоприеме при слабых сигналах за счет ухудшения разделения стереоканалов. В таком устройстве напряжение промежуточной частоты детектируется и образовавшееся постоянное напряжение управляет уровнем сигнала $A-B$. При слабом входном сигнале доля сигнала $A-B$ в общем стереосигнале уменьшается. Так как шумы в основном идут в тракте $A-B$, то при этом отношение сигнал/шум улучшается. Так при уменьшении доли сигнала $A-B$ в 2 раза отношение сигнал/шум повысится на 6 дБ. Но нетрудно подсчитать, что переходное затухание между стереоканалами при этом уменьшится до 10 дБ.

6.3. Мешающее действие соседних радиостанций

Расширение спектра частот при стереоприеме является причиной повышения чувствительности приемника к помехам от других радиостанций.

Действие помех от соседних радиостанций оценивается так называемым *защитным отношением*, т. е. минимальным отношением мощностей полезного и мешающего сигналов на входе приемника, которое нужно создать, чтобы принять передачу без заметных помех. Защитные отношения определяются методом субъективных экспертиз, т. е. эксперты определяют, какая помеха на входе приемника может еще считаться незаметной. Существует и объективный метод измерений защитных отношений с помощью приборов. Кроме того, общий характер зависимости защитных отношений от расстояния между несущими полезной и мешающей станций может быть оценен теоретически, на основании расчета уровня помехи на выходе приемника.

Процесс образования помехи при действии мешающей радиостанции поясняет рис. 6.3. На рис. 6.3а показаны спектры излучения полезной и мешающей

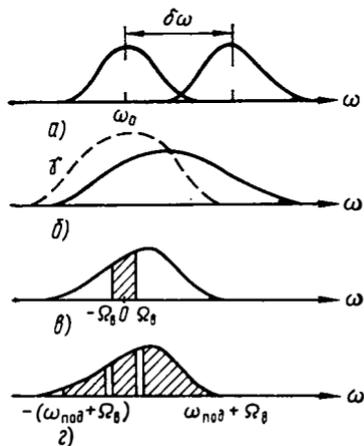


Рис. 6.3. Процесс образования помехи при действии мешающей радиостанции

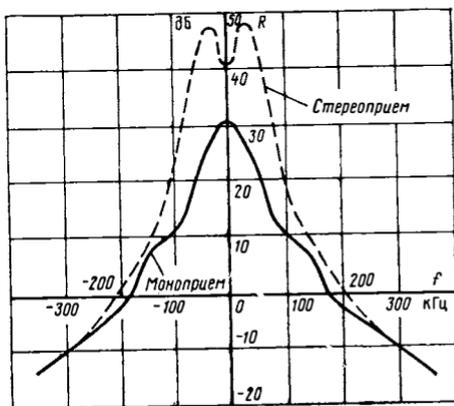


Рис. 6.4. Защитные отношения при моно- и стереоприеме

радиостанций. При близком расположении несущих частот их спектры перекрываются. В результате взаимодействия спектральных составляющих образуется спектр помехи, изображенной на рис. 6.3б. Часть этого спектра, далеко отстоящая от несущей полезной станции, фильтруется за счет селективности ВЧ части приемника (рис. 6.3б, пунктир). На выход приемника проходят составляющие этого спектра, соответствующие воспроизводимым частотам. При моноприеме эти частоты от нуля (точнее, от Ω_n) до верхней звуковой частоты Ω_b заштрихованы на рис. 6.3в. При стереоприеме эти частоты, соответствующие тональной и надтональной частям КСС (рис. 6.3з).

Стереоприем требует более высоких защитных отношений по сравнению с моноприемной. На рис. 6.4 сплошной кривой показаны защитные отношения

для моноприема с максимальной девиацией частоты 50 кГц, рекомендуемые Международным Консультативным Комитетом по Радиовещанию (МККР). Защитные отношения, соответствующие этой кривой, обеспечивают удовлетворительный прием в течение 99% времени работы полезной и мешающей радиостанций. Аналогичная кривая для стереофонического вещания пока не утверждена. Примерный вид такой кривой для стереоприема, полученной на основании многочисленных экспериментов и расчетов, показан на рис. 6.4 пунктирной линией. Из сравнения двух кривых видно, что увеличение защитных отношений максимально при различии частот радиостанций около 60 кГц и составляет в этот момент приблизительно 18 дБ. При увеличении разности частот ухудшение защитных отношений становится менее заметным, а при разностях более 180 кГц необходимые защитные отношения при стерео- и моноприеме становятся практически одинаковыми. Ухудшение защитных отношений при стереоприеме приводит к тому, что в присутствии мешающей станции зона удовлетворительного приема стереофонической радиостанции сокращается. В связи с быстрым развитием УКВ радиовещания со временем может создаться положение, когда случаи такого сокращения зоны станут довольно частыми.

Следует отметить, что введение стереофонического вещания не создает сокращения зоны других радиостанций, уже ведущих моно- или стереовещание. Это происходит потому, что значения защитных отношений почти не зависят от вида передачи и практически целиком определяются видом приема (моно, стерео). Последнее обстоятельство весьма упростило процесс введения стереофонического вещания, так как при этом не потребовалось изменять план размещения радиовещательных УКВ передатчиков.

6.4. Влияние многолучевого распространения радиоволн

Существенное влияние на качество стереофонического радиоприема оказывают помехи, появляющиеся из-за отражений радиоволн от тех или иных препятствий. Эти помехи особенно вероятны в городах, где существует много объектов, могущих стать источниками отражения электромагнитной энергии. При действии такого вида помехи (назовем ее «интерференционной») на вход приемника поступает, кроме прямого сигнала, один или несколько отраженных. При этом отраженный сигнал пройдет от передатчика до приемника большим путем, чем прямой сигнал. Следовательно, он появится на входе с запаздыванием на некоторое время τ . За это время изменится фаза несущей прямого сигнала, а при частотной модуляции изменится и само значение несущей частоты. Конечно, и амплитуда отраженного сигнала будет отличаться от амплитуды основного, главным образом из-за затухания при отражении.

Таким образом на входе приемника оказываются по крайней мере два сигнала с разными амплитудами и фазами (частотами), но оба эти сигнала находятся в полосе пропускания высокочастотного тракта приемника. Суммарный сигнал на входе амплитудного ограничителя приемника может быть записан в виде

$$u = U_{\text{пр}} \{ \cos [\omega_0 t + \psi(t)] + k \cos [\omega_0 t - \omega_0 \tau + \psi(t - \tau)] \},$$

где k — отношение амплитуд отраженного и прямого сигналов; $\psi(t)$ — модулирующая функция; $U_{\text{пр}}$ — амплитуда прямого сигнала.

Нетрудно показать, что суммарный сигнал имеет и амплитудную и частотную модуляцию (АЧМ сигнал). Коэффициент АМ этого сигнала тем больше, чем больше k , и стремится к единице при $k \rightarrow 1$. В реальных условиях, как правило, отраженные сигналы имеют большое затухание, т. е. $k < 1$. Поэтому паразитная АМ может быть подавлена с помощью эффективного амплитудного ограничителя. От паразитной ЧМ избавиться невозможно, и она является причиной возникающих на выходе искажений.

Искажения из-за многолучевого распространения могут быть тем больше, чем выше частота модуляции несущей. Это объясняется тем, что при высоких модулирующих частотах заметная разница в частоте несущей прямого и отраженного сигналов возникает уже при отражениях от близких препятствий. При модуляции частотой F (в килогерцах) разность фаз прямого и

отраженного сигналов может быть определена по формуле $\varphi^{\circ} = 1,2FS$, где S — разность путей прямого и отраженного сигналов (в километрах).

При монофоническом вещании и модуляции частотой 1 кГц разность фаз достигает 10° при разности хода 8,3 км, что соответствует отражению от далеких препятствий и соответственно малой интенсивности отраженного луча ($k \ll 1$). При стереофоническом вещании модуляция частотой 1 кГц создает частоты 1; 30,25 и 32,25 кГц. На максимальной из этих частот разность фаз 10° достигается при разности хода всего лишь на 260 м, что может создать большие искажения сигнала.

Нелинейные искажения стереосигнала при модуляции в одном канале могут достигать 15%. В этих же условиях искажения моносигнала составляют всего 1%.

Интерференционные искажения при стереоприеме могут свести на нет все преимущества высококачественного приемника. Дополнительное неудобство заключается в том, что эти искажения трудно выделить из других видов искажений, в отличие, например, от телевидения, где они проявляются как отчетливо видимые «повторы» изображения. Поэтому борьба с интерференционными искажениями стала в наши дни первостепенной проблемой УКВ приема в городских условиях.

Наиболее эффективным способом снижения уровня отраженных сигналов является применение антенн с узкой диаграммой направленности. На рис. 6.5а показано изображение трехэлементной антенны типа «волновой канал», а на

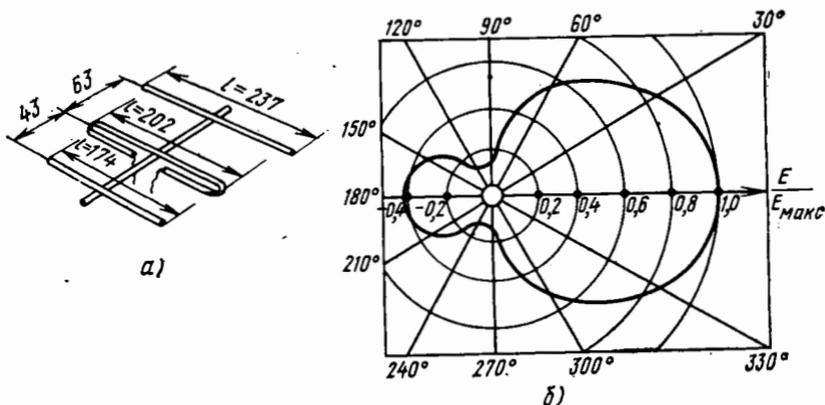


рис. 6.5. Трехэлементная антенна типа «волновой канал» (а) и ее диаграмма направленности (б)

рис. 6.5б показана ее диаграмма направленности. Если эта антенна направлена на принимаемую УКВ радиостанцию, то отражения с противоположного направления будут ослаблены в 2,5 раза. Существенно ослаблен будет также прием отражений от всех препятствий, расположенных в секторе, ограниченном углами более 60° от направления на радиостанцию. На рис. 6.5а показаны размеры элементов антенны и расстояний между ними в сантиметрах, значения даны для диапазона УКВ 65,8—73 МГц. Антенна изготавливается из трубки диаметром 15 мм и имеет сопротивление 80 Ом.

Для определения оптимального положения антенны применяют в приемниках измерители поля и индикаторы многолучевого распространения. На рис. 6.6а показана структурная схема одного из вариантов таких устройств. Сигнал ПЧ снимается с приемника до ограничителя амплитуды, усиливается и детектируется. Выходное напряжение детектора поступает на стрелочный прибор, который показывает уровень ПЧ, примерно пропорциональный входному сигналу. Антенна устанавливается по максимуму показаний прибора. Если этот сигнал протестировать еще раз, то прибор покажет уровень паразитной АМ, по которому можно судить об интенсивности отраженных сигналов (положение 2 переключателя на рис. 6.6а).

Вместо стрелочного прибора можно использовать электронно-лучевую трубку. Если на горизонтальные пластины подать сигнал с выхода частотного детектора, а на вертикальные — протектированную ПЧ с выхода 1, то при отсутствии приема отраженных сигналов на экране будет видна горизонтальная, почти прямая линия, как показано на рис. 6.6б. Высота этой линии на

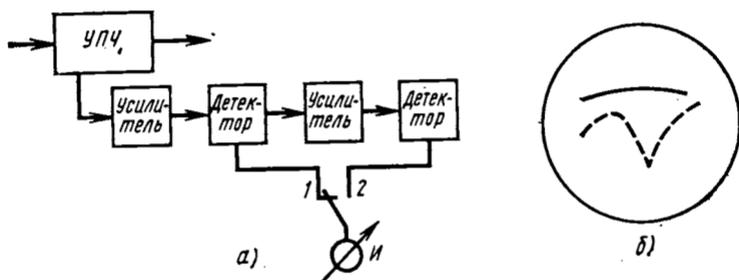


Рис. 6.6. Структурная схема индикатора многолучевого распространения (а) и индикации на экране ЭЛТ (б)

экране будет пропорциональна уровню входного сигнала. При наличии отражений линия искривится вследствие паразитной АМ и приобретет неправильную форму, подобную изображенной на рис. 6.6б пунктиром.

Индикаторы поля и многолучевого распространения применяются в моделях стереофонических приемников высоких классов.

6.5. Высокочастотный тракт стереоприемника

В принципе, в стереофоническом приемнике может быть применен обычный монофонический высокочастотный тракт и при этом достигнуто более или менее удовлетворительное качество стереоприема. Однако получение высококачественного стереовоспроизведения будет мешать ряд обстоятельств. Недостаточная полоса пропускания или, точнее, недостаточная горизонтальность АЧХ и линейность ФЧХ тракта в полосе пропускания создадут нелинейные искажения КСС. Недостаточное подавление АМ в области надтональных модулирующих частот приведет к повышению шумов при стереоприеме и возникновению нелинейных искажений КСС и переходных искажений между стереоканалами. Недостаточная полоса пропускания на выходе тракта после частотного детектора создает переходные искажения КСС после детектирования несущей.

Поэтому при проектировании стереофонического приемника приходится учитывать дополнительные требования к его высокочастотному тракту.

Полоса пропускания УКВ приемника определяется в основном его трактом ПЧ. Блок УКВ, как правило, обладает широкой полосой пропускания из-за ограниченной добротности его контуров, равной примерно 40—50 с учетом накрутки элементами схемы. Нетрудно подсчитать, что, например, при трех одиночных контурах на принимаемой частоте ($f_{cp} \approx 70$ МГц) и $Q=50$ полоса пропускания на уровне 0,5 составляет 1 МГц.

На выходе блока УКВ имеется один или два контура ПЧ ($f_{п.ч} = 10,7$ МГц). При двух критически связанных контурах с $Q=50$ полоса пропускания их равна 300 кГц, что также превышает общую полосу высокочастотного тракта.

Ограниченная полоса пропускания ВЧ тракта приемника ЧМ сигналов ведет к появлению паразитной АМ, спаду АЧХ на верхних модулирующих частотах и появлению нелинейных искажений закона модуляции. Паразитная АМ может быть затем подавлена в усилителе-ограничителе. С неравномерностью АЧХ можно бороться с помощью корректирующих цепей, включаемых после частотного детектора. Наиболее опасными являются нелинейные искажения закона модуляции, так как они не поддаются компенсации.

В теории ЧМ показывается, что основным источником нелинейных искажений является нелинейность ФЧХ тракта, свойственная системам с ограниченной полосой пропускания. При монофоническом приеме верхняя частота модуляции составляет 15 кГц. С учетом возможных нестабильностей в тракте приемника (уход частоты гетеродина, неточная настройка контуров) считается, что для моноприема следует иметь полосу пропускания тракта в пределах от 120 до 180 кГц.

При стереоприеме верхняя модулирующая частота равна 46,25 кГц и, кроме того, модулирующий сигнал становится сложным, содержащим даже в самых простых случаях несколько тонов. Математические расчеты нелинейных искажений при стереоприеме весьма сложны. Тем не менее полученные приближенные формулы, а также результаты обследования серийных стереоприемников показывают, что переход к стереоприему требует расширения полосы тракта ПЧ на 15—20%, т. е. примерно до значений 150—210 кГц. Большие значения полосы пропускания относятся к приемникам высокого класса.

Первые образцы стереофонических приемников имели тракт ПЧ, построенный по так называемой схеме «с распределенной селекцией», т. е. по схеме, в которой селективные элементы чередуются с усилительными (рис. 6.7а). Селективными элементами, как правило, служили пары связанных контуров со

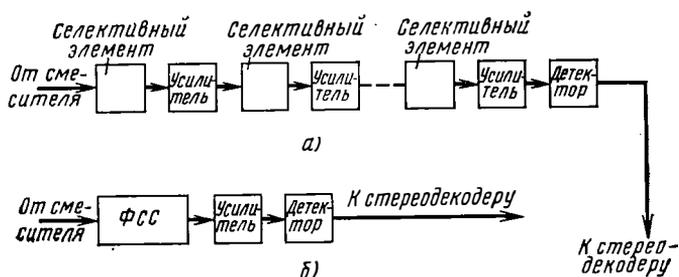


Рис. 6.7. Структурные схемы трактов промежуточной частоты с распределенной (а) и сосредоточенной (б) селекцией

степенью связи около 0,8, что обеспечивало малые нелинейные искажения. Такой тракт легко настраивать, так как каждый селективный элемент настраивается самостоятельно. Однако практика показала, что в транзисторных приемниках схема с распределенной селекцией обладает серьезными недостатками. Основной из них — зависимость формы резонансной кривой приемника от уровня входного сигнала. При изменении этого уровня меняются входные и выходные параметры транзисторов и изменяются паразитные обратные связи в УПЧ. Это ведет к изменению степени связи между контурами и к уходу частоты настройки тракта. В результате могут возникнуть сильные нелинейные искажения закона модуляции и даже нарушиться устойчивость работы тракта. Поэтому схема с распределенной селекцией постепенно уступала место схеме «с сосредоточенной селекцией» (рис. 6.7б). Здесь на входе тракта ПЧ (обычно после согласующего каскада) расположен фильтр сосредоточенной селекции (ФСС), состоящий из ряда настроенных контуров и обеспечивающий необходимые селективные свойства тракта. За ним следуют усилитель-ограничитель и частотный детектор, которые практически не обладают частотной селективностью. Фильтр сосредоточенной селекции настраивается так, чтобы он имел оптимальную форму АЧХ и ФЧХ для неискаженного прохождения стереосигнала и в то же время обеспечивал достаточную защиту тракта от мешающих соседних радиостанций. Поскольку ФСС расположен на входе УПЧ, где сигналы малы, и соприкасается с транзисторами только первым и последним контурами, его резонансная кривая остается достаточно стабильной во всем диапазоне изменения сигналов на входе приемника.

Схема с сосредоточенной селекцией стала особенно популярной в результате появления интегральных микросхем (МС) в тракте ПЧ, включающих в себя ограничитель и частотный детектор. Примером такой МС является

К174УРЗ, структурная схема которой показана на рис. 6.8, микросхема содержит восьмикаскадный дифференциальный усилитель-ограничитель, заканчивающийся эмиттерным повторителем. Схема перемножения вместе с подключенным внешним колебательным контуром малой добротности ($Q \approx 16$) образует частотный детектор. Продетектированный сигнал поступает на выход через усилители с эмиттерными повторителями. В одно из выходных плеч включен уп-

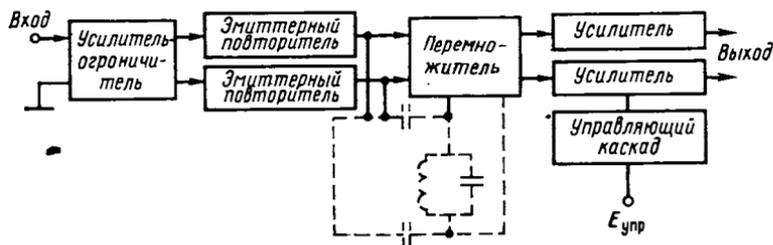


Рис. 6.8. Структурная схема МС К174УРЗ

равляющий каскад. При подаче на управляющий каскад отрицательного напряжения один выход схемы закрывается и позволяет осуществить бесшумную настройку приемника. Фильтр сосредоточенной селекции подключается на вход МС и может быть выполнен или в виде комбинации LC -контуров, или в виде пьезокерамического фильтра.

Выпускаемый нашей промышленностью фильтр ФП1П-0,49 имеет следующие основные параметры: средняя частота полосы пропускания $10,7 \pm 0,1$ МГц; ширина полосы пропускания, измеренная на уровне -6 дБ, для группы А $150-200$ кГц; для группы Б $200-280$ кГц; ширина полосы пропускания, измеренная на уровне -26 дБ, для группы А 505 кГц; для группы Б 585 кГц; неравномерность АЧХ в средней части полосы пропускания не более 3 дБ; вносимое рабочее затухание не более 10 дБ; активная нагрузка со стороны входа и выхода 330 Ом, емкостная — не более 20 пФ; масса 5 г; габариты $18,5 \times 16 \times 6$ мм.

Форма ФЧХ или характеристики времени задерживания фильтров ФП1П-0,49 пока не нормируются. Однако измерения нелинейных искажений ЧМ колебаний при прохождении через эти фильтры показывают, что они могут быть использованы в стереофонических приемниках всех классов, кроме высшего.

На рис. 6.9 приведена принципиальная схема одного из вариантов тракта ПЧ, пригодная для использования в стереоприемниках I—III классов. На входе тракта расположен входной усилитель на малощумящих транзисторах КТ368Б. Он компенсирует потери в ФСС и согласует фильтр с выходом блока УКВ. Затем следует пьезокерамический фильтр и МС К174УРЗ. С вывода 8 МС снимается продетектированный сигнал. Он поступает на транзистор Т8 (правая часть МС К1Т591Б). С коллектора этого транзистора снимается КСС; через цепь компенсации предскажений $R26, C26$ — моносигнал. Конденсатор $C24$ в цепи транзистора Т8 корректирует сквозную АЧХ для выхода «Сtereo», подерживая ее горизонтальной до частот свыше 50 кГц.

С вывода 10 МС К174УРЗ снимаются сигналы АПЧ и бесшумной настройки (БШН). Сигнал АПЧ поступает на транзистор Т7 (левая часть МС К1Т591Б), смещение которого регулируется переменным резистором $R23$ так, чтобы точной настройке приемника соответствовало напряжение на коллекторе около $+6$ В. После фильтрующей цепи $R31, C27$ сигнал АПЧ поступает на блок УКВ.

Принцип работы БШН основан на том, что при появлении несущей радиостанции шумы в тракте приема ЧМ резко падают. При этом устройство БШН включает тракт низкой частоты. Для того чтобы полезный сигнал не мешал работе БШН, в тракт БШН включается ФВЧ, не пропускающий частоты модуляции $30-46250$ Гц. В рассматриваемой схеме ФВЧ состоит из двух RC -цепей: $C3, R4$ в цепи базы и $C6, R8$ в цепи эмиттера транзистора Т3. Постоянные времени подобраны так, чтобы частота среза фильтра составляла около 100 кГц.

Усиленный шум детектируется и перекидывает триггер Шмидта на транзисторах $T4$ и $T5$ так, что транзистор $T6$ оказывается открытым и шунтирует сопротивление $R26$ в цепи базы транзистора $T8$. При этом сигнал на выход низкой частоты не проходит. При настройке на станцию шумы резко уменьшаются, транзистор $T6$ закрывается и открывает путь для сигналов низкой

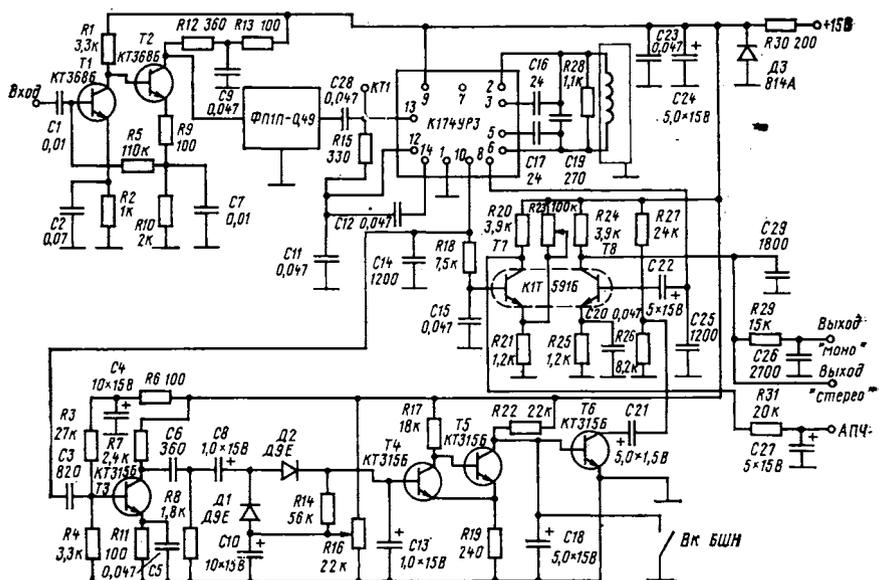


Рис. 6.9. Принципиальная схема тракта ПЧ, использующая МС и пьезокерамический фильтр

частоты. Порог срабатывания устройства БШН устанавливается переменным резистором $R16$. В устройстве имеется также выключатель БШН, замыкающий на землю базу транзистора $T6$.

Основные данные рассмотренного тракта ПЧ: реальная чувствительность около 3 мкВ; уровень амплитудного ограничения 1,5 мкВ; отношение сигнал/шум на выходе «Моно» 70 дБ, на выходе «Стерео» 57 дБ; выходное напряжение 390 мВ; коэффициент гармоник в режиме «Моно» менее 0,5%, в режиме «Стерео» менее 2%.

Нелинейные искажения при стереоприеме могут возникнуть также из-за недостаточной линейности характеристики частотного детектора (S -кривой). Если применяется детектор отношений, то расстояние между максимумами его S -кривой в моноприемниках обычно составляет около 270 кГц. Для стереоприема оно должно быть увеличено по крайней мере до 600 кГц за счет применения сильной связи между контурами и снижения добротности самих контуров. В стереоприемниках высокого класса это расстояние обычно равно 800 кГц, а иногда превышает 1 МГц. Для неискаженного стереоприема должна хорошо подавляться паразитная АМ, возникающая при прохождении ЧМ сигнала через ВЧ тракт приемника. Существенно, чтобы высокое подавление АМ (не менее 20 дБ) сохранялось во всем диапазоне модулирующих частот КСС, т. е. до 46 кГц. Для этого следует обеспечить хорошее ограничение ЧМ колебаний по амплитуде. Важно также, чтобы резонансная кривая тракта была симметричной относительно несущей частоты, в противном случае паразитная АМ частично переходит в паразитную ЧМ, от которой избавиться уже нельзя.

Кроме нелинейных искажений закона модуляции ВЧ тракт приемника создает линейные искажения, снижающие усиление на верхних модулирующих частотах, соответствующих надтональной части КСС.

Первой причиной спада верхних модулирующих частот является неидеальная, отличающаяся от П-образной, форма резонансной кривой тракта. Так как в области надтональных частот КСС индекс ЧМ меньше единицы (например, на частоте поднесущей $f_{\text{под}} = 31,25$ кГц, $f_{\text{max}} = 10$ кГц и $m_{\text{ЧМ}} = 0,32$), то АЧХ тракта ПЧ по модулирующим частотам совпадает по форме с верхней ветвью резонансной кривой тракта. В результате надтональная часть КСС ослабляется и переходные затухания между стереоканалами уменьшаются.

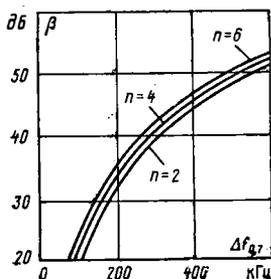


Рис. 6.10. Зависимость переходного затухания между стереоканалами от полосы пропускания тракта (n — число контуров в ФСС)

На рис. 6.10 показаны переходные затухания для различных полос пропускания тракта, содержащего ФСС, составленный из одиночных, слабо связанных контуров. Из рис. 6.10 видно, что при полосе пропускания 180—200 кГц, обычной для стереоприемников, трудно получить переходные затухания выше 35 дБ, не применяя целой коррекции.

Второй причиной спада усиления на верхних частотах КСС являются конденсаторы, имеющиеся на выходе частотного детектора и предназначенные для замыкания на землю составляющей ПЧ. Емкости этих конденсаторов приходится уменьшать насколько это возможно без потери устойчивости тракта (обычно до 33—39 пФ). Иногда сказывается и распределенная емкость монтажа, если стереодекодер расположен далеко и монтаж ведется экранированным проводом.

В стереофонических приемниках высоких классов после частотного детектора ставится каскад предварительного усиления НЧ (ПУНЧ). На входе этого каскада или в цепи эмиттера размещается RC-цепь, рассчитанная так, чтобы поднять АЧХ на верхних частотах КСС.

6.6. Стереодекодеры

Основные элементы, которые содержит любой стереодекодер: цепь восстановления поднесущей, преобразующая КСС в ПМК, и устройство детектирования ПМК.

Цепь восстановления поднесущей обычно строится на основе схемы на рис. 4.5б. Для точного восстановления формы ПМК необходимо точно выдерживать частоту настройки контура, добротность и соотношение элементов схемы. Как было указано в § 4.4, необходимо выдерживать соотношение сопротивлений $R' \gg R'_0$ или, учитывая, что $4R'_0 = R_{\text{рез}}$, $R' > R_{\text{рез}}$. Выбирая сопротивление R' , рекомендуется исходить из формулы

$$R' / R'_0 \geq 2 \beta_n, \quad (6.1)$$

где β_n — переходное затухание, которое необходимо получить на самых низких модулирующих частотах. Так, если на частоте 30 Гц необходимо получить переходное затухание 20 дБ ($\beta_n = 10$), то следует выбрать $R' \geq 20R'_0$.

Отклонение добротности контура от $Q = 100$ может быть довольно большим и опять-таки определяется необходимым переходным затуханием на нижней частоте. Можно ориентироваться на приближенную формулу

$$Q \approx 100 \pm 250 / \beta_n, \quad (6.2)$$

т. е. при $\beta_n = 10$ (20 дБ) допустимо отклонение добротности на $\pm 25\%$. Следует заметить, что лучше иметь отклонение в сторону большей добротности, так как при этом облегчается детектирование ПМК. Отклонение сопротивления R'_0 от номинального значения $R_{\text{рез}}/4$ не должно превышать 10%.

Наибольшее влияние на правильность восстановления ПМК обычно оказывает настройка контура LC. Соотношения здесь оказываются более сложными. Расстройка контура ведет не только к снижению переходного затухания между стереоканалами, но и к появлению нелинейных искажений. Это легко понять, если учесть, что при расстройке контура боковые полосы модуляции

поднесущей восстанавливаются несимметрично как по амплитуде, так и по фазе.

На рис. 6.11 показаны зависимости переходных затуханий и коэффициента гармоник от расстройки контура восстановления поднесущей. Зависимости рассчитаны для частоты модуляции 160 Гц. Для более высоких частот модуляции влияние расстройки меньше. Из графиков видно, что для получения переходного затухания не ниже 20 дБ и коэффициента гармоник не более 1% необходимо, чтобы расстройка контура восстановления не превышала приблизительно 100 Гц, т. е. 0,25%. Для высококачественного стереоприема желательно иметь нестабильность частоты настройки контура не более $\pm 0,1\%$.

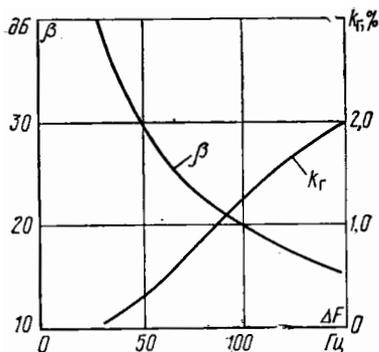


Рис. 6.11. Зависимость переходных затуханий и коэффициента гармоник от расстройки контура восстановления поднесущей

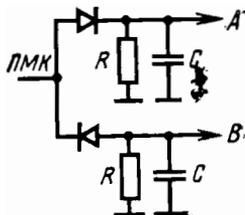


Рис. 6.12. Электрическая схема полярного детектора

По методу детектирования ПМК стереодекодеры можно разделить на три группы: декодеры с полярным детектором; суммарно-разностные декодеры; декодеры с переключением (или с перемножением).

Декодеры с полярным детектором применялись в первых стереоприемниках. Они отличаются простотой, но имеют, как правило, невысокие качественные показатели и поэтому постепенно уступили место суммарно-разностным декодерам. Этот вид декодеров может обеспечить весьма высокие параметры, но требует высокой стабильности входящих элементов. Поэтому в последнее время предпочтение отдают декодерам с переключением, позволяющим получить высококачественное и стабильное по параметрам детектирование ПМК. Однако суммарно-разностные декодеры и даже декодеры с полярным детектором не потеряли и сейчас своего значения.

Декодеры с полярным детектором. Принцип действия этих декодеров был рассмотрен в § 4.2. На рис. 6.12 полярный детектор изображен вместе с выходными RC-цепями. Верхняя его половина выделяет огибающую положительных полупериодов (канал A), а нижняя половина — отрицательных (канал B). Такой детектор был бы идеальным, если бы удалось выделить огибающую в чистом виде. Однако для этого нужно иметь постоянную времени RC, близкую к бесконечности. Но при чрезмерно большой постоянной времени конденсатор нагрузки не успевает разряжаться от периода к периоду поднесущей и напряжение на выходе перестает следить за изменением амплитуды сигнала. В результате возникают значительные нелинейные искажения детектированного колебания. Практически постоянная времени нагрузки не должна превышать $(RC)_{max} = 1,5/\Omega_{\text{в}}$, где $\Omega_{\text{в}} = 2\pi F_{\text{в}}$ — максимальная звуковая частота модуляции. Если $F_{\text{в}} = 15$ кГц, то $(RC)_{max} = 16$ мкс. Можно подсчитать, что в этом случае переходное затухание между стереоканалами составит около 27 дБ, а коэффициент гармоник около 0,8%. Практически из-за нелинейности характеристик диодов, коэффициент гармоник колеблется от 1,0 до 1,5%.

Переходные затухания могут быть увеличены путем некоторого усложнения полярного детектора. Анализ показывает, что переходные искажения можно

компенсировать, переходя от «чистого» ПМК, которое условно можно изобразить как

$$u = (A + B) + (A - B) \sin \omega_{\text{под}} t,$$

к колебанию с несколько увеличенной надтональной частью

$$u = (A + B) + b(A - B) \sin \omega_{\text{под}} t,$$

где $b > 1$. Форма такого колебания была ранее показана на рис. 4.10в. Оптимальное значение коэффициента b в зависимости от инерционности детектора показано на рис. 6.13.

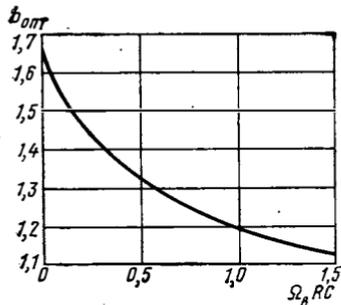


Рис. 6.13. Зависимость оптимального значения коэффициента b от инерционности детектора

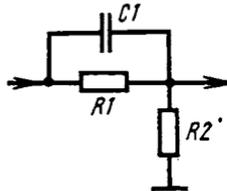


Рис. 6.14. Корректирующая RC-цепь

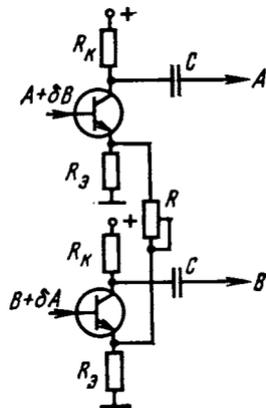


Рис. 6.15. Схема компенсации переходных искажений

Для подчеркивания надтональной части ПМК в тракт вводится корректирующая цепь RC , показанная на рис. 6.14. Коэффициент b при этом может быть определен из формулы

$$b = \sqrt{\frac{1 + (\omega_{\text{под}} T)^2}{1 + k^2 (\omega_{\text{под}} T)^2}}, \quad (6.3)$$

где $T = R_1 C_1$, $k = R_2 / (R_1 + R_2)$.

Из формулы (6.3) легко определить $\omega_{\text{под}} T$:

$$\omega_{\text{под}} T = \sqrt{\frac{b^2 - 1}{1 - k^2 b^2}}.$$

Так, например, при $\Omega_b RC = 1,5$ получаем $b = 1,13$. Принимая $R_1 = R_2$, т. е. $k = 0,5$, получаем $\omega_{\text{под}} T = 0,935$. При $R_1 = 10$ кОм необходимая емкость составляет 470 пФ.

Другой способ компенсации переходных искажений — введение перекрестных связей между каналами, т. е. введение в канал A части сигнала из канала B и наоборот. Следует помнить, что в полярном детекторе проникновение сигналов из канала в канал происходит в той же фазе. Поэтому для компенсации нужно вводить сигналы в противофазе, т. е. в канал A ввести часть сигнала $-B$, а в канал B — часть сигнала $-A$. Одна из возможных схем показана на рис. 6.15. Здесь доля напряжения, попадающая из канала в канал, при $R \gg R_3$ равна $\delta' \approx R_3 / R$.

С помощью коррекции обычно удается увеличить переходное затухание на средних частотах до 35—40 дБ, но на высоких частотах звукового диапазона оно уменьшается до 20 дБ и ниже из-за паразитных сдвигов фазы.

Суммарно-разностные декодеры. Эти декодеры позволяют получить весьма малые нелинейные искажения выходного сигнала при хорошем разделении ка-

налов. Принцип построения суммарно-разностного декодера показан на рис. 6.16. Спектр ПМК разделяется фильтрами на тональную часть, несущую информацию сигналов $A+B$ и надтональную часть, представляющую собой поднесущую, модулированную по амплитуде сигналом $A-B$. После детектирования надтональной части образуется сигнал $A-B$. Затем с помощью сложения и вычитания выделяются сигналы A и B :

$$(A+B) + (A-B) = 2A, \quad (A+B) - (A-B) = 2B.$$

Практически ФНЧ для выделения сигнала $A+B$ представляет собой цепь RC компенсации предскажений с постоянной времени 50 мкс. Полосовой фильтр для выделения надтональной части ПМК представляет собой колебательный

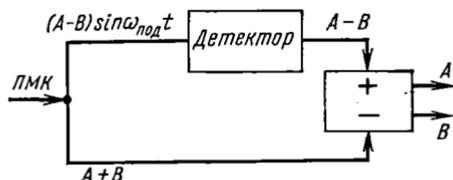


Рис. 6.16. Принцип построения суммарно-разностного стереодекодера

контур с добротностью 4,9. Легко подсчитать, что резонансная кривая при этой добротности также соответствует кривой компенсации предскажений 50 мкс. Таким образом на суммирующе-вычитающей схеме частотные характеристики сигналов $A+B$ и $A-B$ совпадают.

На рис. 6.17 показана принципиальная схема суммарно-разностного декодера, применяющаяся в УКВ тюнере I класса «Рондо-101». На входе декодера

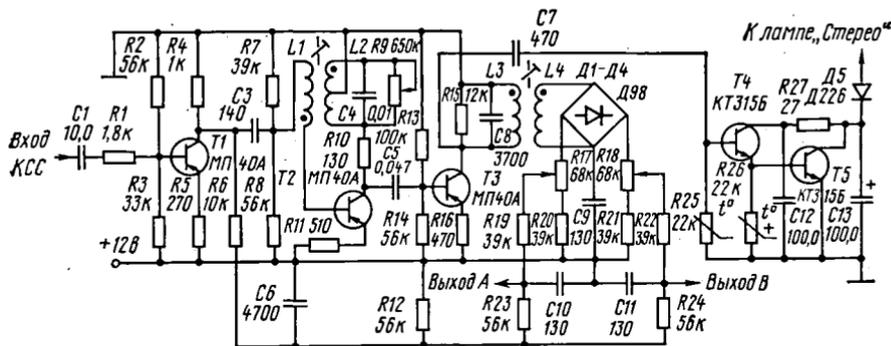


Рис. 6.17. Принципиальная схема стереодекодера тюнера «Рондо-101»

расположен каскад усиления КСС (транзистор $T1$), после которого тональная и надтональная части разделяются. Тональная часть после цепи компенсации предскажений $R6, C6$ поступает на суммирующе-вычитающую схему. Весь КСС поступает на каскад восстановления поднесущей, собранный на транзисторе $T2$. Контур восстановления поднесущей $L2, C4$ имеет добротность около 35, но с помощью комбинированной обратной связи (положительная — через обмотку $L1$, отрицательная — через $R11$) его добротность повышается до необходимого значения $Q=100$.

Переменный резистор $R9$ позволяет установить требуемую добротность, соответствующую восстановлению уровня поднесущей на 14 дБ. Образовавшийся ПМК подается с коллектора транзистора $T2$ на резонансный усилитель $T3$, настроенный на поднесущую 31,25 кГц. В цепи базы $T3$ расположена контрольная точка KT , позволяющая контролировать на экране осциллографа форму восстановленного ПМК. Контур в коллекторе транзистора $T3$ шунтируется резистором $R15$ так, чтобы его эквивалентная добротность была равна 4,9, т. е. соответствовала постоянной времени 50 мкс. Этот же контур подавляет

тональные частоты в спектре ПМК, а также возможные паразитные составляющие, частоты которых расположены выше спектра ПМК. После детектирования надтональной части ПМК с помощью диодного моста $D1-D4$ образуется сигнал $A-B$, поступающий на суммирующе-вычитающую схему. Переменные резисторы $R17$ и $R18$ позволяют изменять долю сигнала $A-B$, устанавливая ее так, чтобы после суммирования и вычитания разделение сигналов A и B было максимальным.

Для индикации стереорежима с коллектора транзистора $T3$ снимается напряжение поднесущей, которое после усиления ($T4$ и $T5$) и выпрямления ($D5$) зажигает индикаторную лампу «Сtereo».

Такой несложный стереодекодер позволяет получить переходное затухание около 35 дБ на частоте 1 кГц и 26 дБ на частотах 300 и 5000 Гц при нелинейных искажениях менее 1%.

Декодеры с переключением. Принцип действия декодера с переключением основан на том, что цепь ПМК периодически с частотой поднесущей переключается с выхода одного канала на другой. Такое переключение можно рассматривать как перемножение двух напряжений: ПМК и прямоугольных импульсов единичной амплитуды, следующих с частотой повторения поднесущей $\omega_{под}$ и имеющих длительность τ . Получаем

$$u_{\text{вых}} A = u x_1; u_{\text{вых}} B = u x_2, \quad (6.4)$$

где $u = (A+B) + (k+A-B) \cos \omega t$; x_1 и x_2 — спектральные функции последовательностей импульсов, сдвинутых по фазе на половину периода, которые можно представить в виде

$$x_1 = \frac{\tau}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\pi} \left| \sin \frac{n \pi \tau}{T} \right| \cos n \omega_{\text{под}} t;$$

$$x_2 = \frac{\tau}{T} + \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n \frac{2}{\pi} \left| \sin \frac{n \pi \tau}{T} \right| \cos n \omega_{\text{под}} t.$$

Перемножая согласно уравнениям (6.4), получаем

$$u_{\text{вых}} A = \frac{\tau}{T} (A+B) + \frac{1}{\pi} (k+A-B) \sin \frac{\pi \tau}{T} + Q_1,$$

$$u_{\text{вых}} B = \frac{\tau}{T} (A+B) - \frac{1}{\pi} (k+A-B) \sin \frac{\pi \tau}{T} + Q_2,$$

где Q_1 и Q_2 — надтональные составляющие, которые не воспринимаются слушателем и обычно отфильтровываются с помощью ФНЧ. Пренебрегая этими составляющими, а также постоянной составляющей, получаем

$$\left. \begin{aligned} u_{\text{вых}} A &= \left(\frac{\tau}{T} + \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi \tau}{T} \right) A + \left(\frac{\tau}{T} - \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi \tau}{T} \right) B, \\ u_{\text{вых}} B &= \left(\frac{\tau}{T} - \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi \tau}{T} \right) A + \left(\frac{\tau}{T} + \frac{1}{\pi} \sin \frac{\pi \tau}{T} \right) B. \end{aligned} \right\} \quad (6.5)$$

Из уравнений (6.5) видно, что если время включения τ мало ($\tau \ll T$), так что можно принять синус равным аргументу, то стереоканалы полностью разделяются:

$$u_{\text{вых}} A = \frac{2\tau}{T} A; u_{\text{вых}} B = \frac{2\tau}{T} B.$$

В то же время выходное напряжение в этом случае мало, так как оно пропорционально $\tau/T \ll 1$. Поэтому для переключения используют, как правило, широкие импульсы, например $\tau = T/2$. Тогда

$$u_{\text{вых}} A = \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \right) A + \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \right) B;$$

$$u_{\text{вых } B} = \left(\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \right) A + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \right) B;$$

переходное затухание равно 13 дБ. В этом случае вводят дополнительную подачу сигнала B в канал A и наоборот для компенсации переходных искажений.

Упрощенная структурная схема декодера с переключением показана на рис. 6.18. После восстановления поднесущей ПМК поступает на два ключа K и на резонансный фильтр $РФ$ для выделения поднесущей. Для устранения

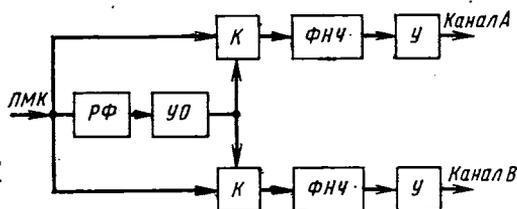


Рис. 6.18. Структурная схема стереодекодера с переключением

остаточной модуляции и формирования импульсов поднесущая подается на усилитель-ограничитель $УО$. Образовавшиеся импульсы управляют ключами. Фильтры нижних частот служат для ослабления надтональных составляющих. Выходные усилители кроме усиления компенсируют переходные искажения между каналами. Следует отметить, что фаза выделенной поднесущей должна с достаточной точностью соответствовать фазе ее в ПМК. Так, расхождение по фазе на 11° ведет к уменьшению переходных затуханий до 40 дБ, а на 20° — до 30 дБ. При разбалансе фаз 90° переходные затухания равны нулю, т. е. передача становится монофонической. При большем разбалансе фаз каналы A и B меняются местами. Для получения стабильного сдвига фаз лучше всего применять в резонансном фильтре пары связанных контуров с критической связью, так как при этом расстройка контуров слабо влияет на сдвиг фазы.

Возможны различные варианты построения стереодекодера с переключением. На рис. 6.19 показана принципиальная схема унифицированного декодера СД-А5, спроектированного в виде отдельного функционального узла. Входной сигнал (КСС) поступает на транзистор $T1$, в коллекторе которого размещен контур восстановления поднесущей. Для увеличения его добротности до $Q=100$ применена схема с положительной обратной связью на транзисторе $T2$. Восстановление ПМК через эмиттерный повторитель $T3$ и резистор $R12$ поступает на переключатели, собранные на полевых транзисторах $T5$ и $T6$. Переключающие импульсы формируются из надтональной части КСС, представляющей собой после восстановления поднесущей АМ колебание с коэффициентом модуляции не более 80%. Практически коэффициент модуляции редко превышает 20–30%, так как информация распределяется между сигналами $A+B$ и $A-B$. Эти АМ колебания через $C17$ и $R47$ поступают на $MC2$ (K174УР3), работающую в стереодекодере как усилитель-ограничитель.

После дополнительного усиления транзисторами $T16$ и $T17$ переключающие импульсы в противоположных полярностях подаются на затворы транзисторов $T5$ и $T6$. Длительность импульсов составляет половину периода поднесущей частоты, т. е. 16 мкс.

Выделенные сигналы A и B после ФНЧ подаются на выходные усилители на транзисторах $T9$ и $T10$ и затем на выход декодера. Кроме того, на транзистор $T11$ подается сумма сигналов стереоканалов $A+B$, часть которой поступает на эмиттеры транзисторов $T9$ и $T10$ для компенсации переходных искажений. Максимальные значения переходных затуханий устанавливаются в каждом канале отдельно с помощью переменных резисторов $R33$ и $R36$. Компенсация предыскажений осуществляется с помощью конденсаторов $C13$ и $C14$.

Транзисторы $T12$ — $T15$ и $MC1$ образуют тракт управления. На него поступает надтональная часть КСС с эмиттера транзистора $T2$. Она детектируется, усиливается и поступает на выход индикации стереорежима, а также в отрицательной полярности на транзистор $T15$, закрывая его. При монопередаче

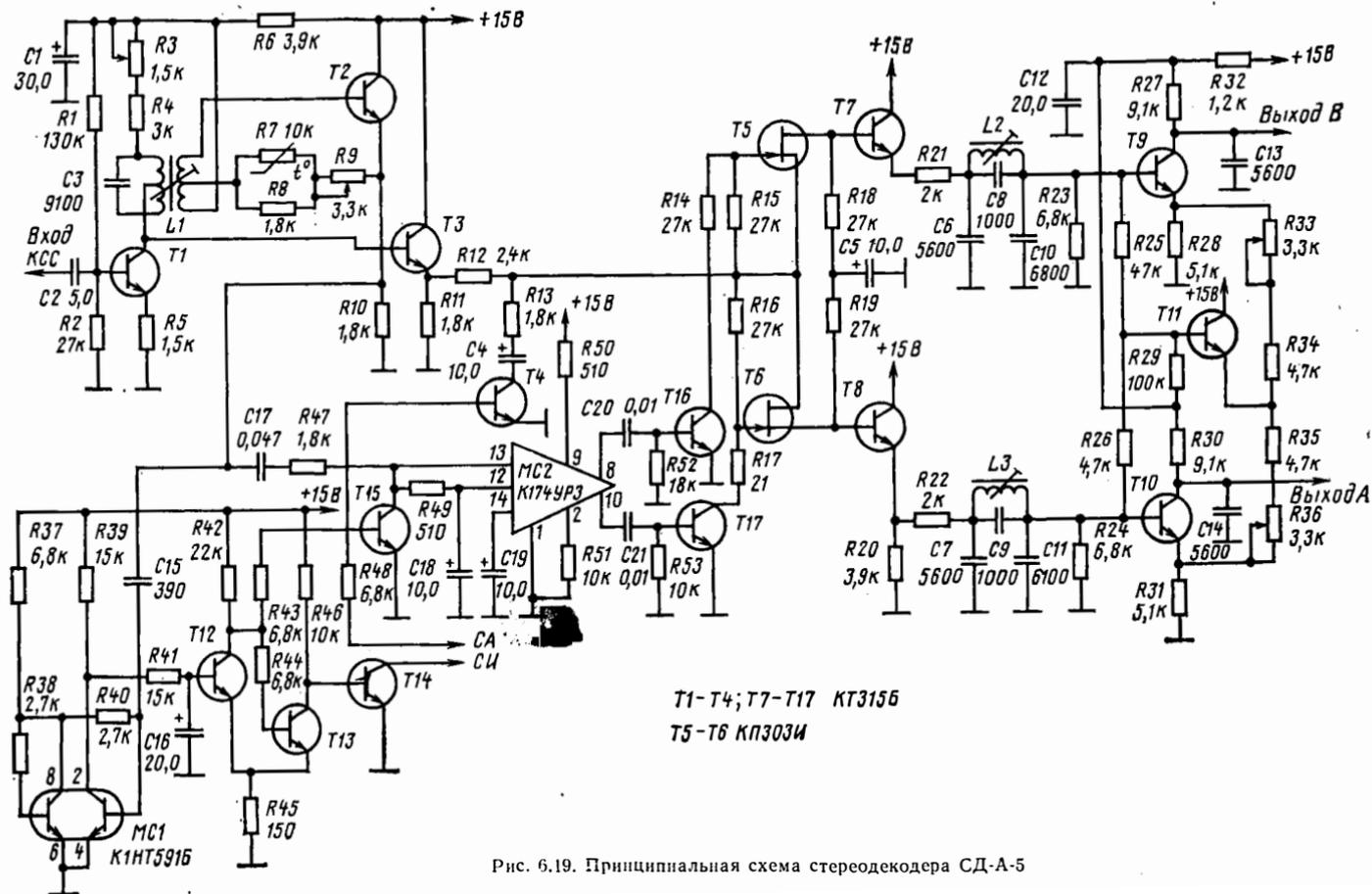


Рис. 6.19. Принципиальная схема стереодекодера СД-А-5

надтональная часть спектра принимаемого сигнала отсутствует и открытый транзистор $T15$ шунтирует цепь переключающих импульсов, автоматически переводя схему в режим моноприема. Переход на моноприем может осуществляться и вручную, подачей положительного смещения на базу транзистора $T15$ через резистор $R48$.

Основные параметры стереодекодера СД-А5 (типичные значения): входное сопротивление 25 кОм; выходное сопротивление 7,8 кОм; переходные затухания между стереоканалами 40 дБ на частоте 1 кГц, 35 дБ на частотах 300 и 5000 Гц и 30 дБ на частоте 10 кГц; коэффициент гармоник 0,3%; неравномерность частотной характеристики в диапазоне частот 31,5—15 000 Гц не более ± 1 дБ; отношение сигнал/шум 74 дБ; подавление надтональных частот 56 дБ; пределы входного напряжения 100—500 мВ; потребляемый ток 35 мА; напряжение питания 15 В.

Декодеры с переключением не требуют обязательного восстановления уровня поднесущей частоты в КСС. Они требуют лишь приведения к одному виду частотных характеристик тональной и надтональной частей модулирующего напряжения. При восстановлении поднесущей ликвидируется спад нижних частот в сигнале $A-B$. Можно, наоборот, создать такой же спад в сигнале $A+B$ с помощью корректирующей цепи, как показано на рис. 5.10а, т. е. получить спектр, представленный на рис. 5.10в. Тогда после переключения будут выделены сигналы A и B со спадом нижних частот, который может быть ликвидирован с помощью корректирующей цепи, показанной на рис. 5.11б. Такое построение схемы избавляет от необходимости вводить колебательный контур с нормированной добротностью ($Q=100$).

6.7. Параметры стереофонических приемников и их измерение

Сtereoфонические приемники, как и монофонические, должны удовлетворять в УКВ диапазоне требованиям ГОСТ 5651—76.

Кроме того, к стереофоническим приемникам предъявляются также дополнительные требования, оговоренные в ГОСТ 20842—75 «Приемники радиовещательные стереофонические. Основные параметры».

Отношение сигнал/шум в стереорежиме. Параметр измеряется при девиации частоты ± 50 кГц номинальной выходной мощности и достаточно большом входном сигнале 0 дБ/кВт, т. е. 0,85 мВ, при входном сопротивлении 75 Ом. Измерения проводятся на частоте 69 МГц при модулирующей частоте 1000 Гц в обоих каналах ($A=B$) и линейной АЧХ приемника. Вначале в каждом из каналов регуляторами громкости и стереобаланса устанавливается выходное напряжение, соответствующее номинальной мощности $U_{ном}$. Затем модуляция с модулятора стереосигнала снимается и через полосовой фильтр с полосой пропускания 280—14 000 Гц измеряется уровень шума $U_{ш}$ в каждом стереоканале. Отношение сигнал/шум определяется по формуле

$$c/ш = 20 \lg \frac{U_{ном}}{U_{ш}}$$

Параметр «отношение сигнал/шум в стереорежиме» позволяет оценить насколько бесшумный прием в паузах модуляции может обеспечить данный приемник при достаточном сильном поле радиостанции.

Подавление АМ на частоте модуляции 30 кГц. Параметр позволяет оценить, насколько сохраняется подавление паразитной АМ при увеличении модулирующей частоты до значений, характерных для приема КСС. Подавление АМ измеряется при входном сигнале 40 дБ/мВт на частоте 69 МГц при точной настройке приемника. Генератор сигналов модулируется по частоте тоном 30 кГц с девиацией частоты ± 15 кГц. Измеряется напряжение $U_{чм}$ на входе стереодекодера приемника. Затем генератор сигналов модулируется по амплитуде той же частотой с глубокой модуляции 30%. На входе стереодекодера измеряется напряжение $U_{ам}$. Измерения проводятся анализатором спектра на частоте 30 кГц.

Подавление АМ вычисляется по формуле

$$g = 20 \lg \frac{U_{\text{ЧМ}}}{U_{\text{АМ}}},$$

где g — измеряется в децибелах.

Уровень возникновения ограничения. Параметр позволяет определить, с какого входного напряжения уровень на входе стереодекодера можно считать постоянным, обеспечивающим его нормальную работу. Кроме того, этот параметр гарантирует подавление АМ шумов и, следовательно, высокое отношение сигнал/шум при стереоприеме уже при небольших сигналах.

Уровнем ограничения считается выходное напряжение, составляющее —3 дБ от максимального уровня, достигаемого при больших сигналах. Для измерения этого параметра на вход приемника подается сигнал с 30%-ной (ЧМ) частотой 1000 Гц. Уровень сигнала выбирается таким, чтобы при его дальнейшем увеличении напряжение звуковой частоты на выходе приемника не увеличивалось (полное амплитудное ограничение). Затем уровень сигнала на входе постепенно снижается до напряжения $U_{\text{огр}}$, при котором выходной уровень снижается на 3 дБ. Напряжение $U_{\text{огр}}$ принимается за уровень возникновения ограничения.

Номинальный диапазон воспроизводимых частот в стереорежиме по звуковому давлению. Параметр измеряется так же, как в монорежиме, но генератор сигналов модулируется от стереомодулятора сигналом $A=B$, с уровнем модуляции 30% на частоте 1000 Гц. При измерении в одном канале акустическая система другого канала отключается, а соответствующий выход усилителя звуковых частот нагружается на эквивалент. Цепь предискажений в стереомодуляторе должна быть включена. Этот параметр введен для стереоприема отдельно, чтобы обеспечить даже в стереоприемниках низших классов хорошее звучание музыкальных программ.

Частотная характеристика сквозного электрического тракта приемника. Параметр измеряется с выхода для подключения магнитофона на запись (в тюнерах — с выхода тюнера) и имеет своей целью обеспечить высокое качество записи принимаемых программ, а также воспроизведение их через другие усилительные устройства. Допустимая неравномерность АЧХ составляет ± 2 дБ. При измерении этого параметра сигнал подается так же, как при измерении по звуковому давлению, а выходы для записи на магнитофон нагружаются на заранее оговоренный эквивалент.

Коэффициент гармоник в стереорежиме по звуковому давлению. Этот параметр измеряется так же, как в монорежиме, но модуляции от стереомодулятора с уровнем 100% в измеряемом канале. Используемая акустическая система отключается, а выход усилителя звуковых частот нагружается на эквивалент.

Коэффициент гармоник в стереорежиме по электрическому напряжению. Измеряется с выхода для подключения магнитофона на запись. В остальном измерения происходят так же, как по звуковому давлению.

Переходные затухания между стереоканалами по всему тракту приемника. Параметр измеряется по методике, подробно описанной в ГОСТ 9783—71 «Приемники радиовещательные. Методы электрических и акустических измерений». Измерения проводятся путем подачи стереосигнала со 100%-ной модуляцией в одном канале и сравнения напряжений частоты модуляции на электрическом выходе модулированного и немодулированного каналов. Для подавления гармоник частоты модуляции и посторонних помех измерения проводят с помощью анализатора спектра или вольтметра через полосовой фильтр с шириной октавы не более 1/2 октавы.

В технических условиях на стереоприемники должно также указываться допустимое уменьшение переходного затухания по сравнению с нормой при расстройке приемника на ± 25 кГц, при изменении напряжения питания, при изменении температуры окружающего воздуха, после проведения механических испытаний. Обычно указывается, что при действии каждого из этих факторов допускается уменьшение нормы на переходное затухание на 3 дБ.

Переходные затухания по тракту низкой частоты. Для измерения этого параметра напряжение от звукового генератора поочередно подает на вход

левого и правого канала «звукосниматель». При этом входы нагружены эквивалентами по 200 кОм. Входное напряжение выбирается таким, чтобы напряжение на выходе соответствовало номинальной мощности. Дальнейшие измерения проводятся так же, как при определении переходных затуханий по всему тракту.

Изменение выходного уровня при переходе «Моно—Стерео» и обратно. Этот параметр нормируется для того, чтобы при переходе «Моно—Стерео» не требовалось изменять положения регулятора громкости. Методика измерения этого параметра не требует пояснений. В ГОСТ 20842—75 оговаривают также следующие параметры стереоприемников: минимальные пределы регулировки стереобаланса, допустимый разбаланс АЧХ всего тракта по электрическому напряжению, степень подавления надтональных частот, уровни фона с антенного входа и по тракту звуковых частот в стереорежиме. Измерение этих параметров производится по ГОСТ 9783—71.

В ТУ на стереофонические приемники обязательно должны включаться также нормы на следующие параметры, не оговоренные ГОСТ 20842—75: уровень комбинационной помехи, вызванной интерференцией гармоники звуковой частоты и поднесущей; нелинейные переходные помехи между стереоканалами. Оба параметра измеряют на несущей частоте 69 МГц при уровне входного сигнала 40 дБ/мВт, при положении регуляторов тембра, обеспечивающем максимально линейную АЧХ приемника.

Генератор сигнала модулируется стереосигналом $A=B$ при уровне модуляции 100% и модулирующей частоте 1000 Гц. На выходе устанавливается напряжение U_1 , соответствующее номинальной мощности. Затем для измерения уровня комбинационной помехи модуляция КСС уменьшается на 20 дБ, а частота модуляции меняется на 10 кГц. Анализатором спектра измеряются на выходе каждого канала составляющие U_2 и U_3 на частотах $f_2=31,25-3 \cdot 10=1,25$ кГц и $f_3=4 \cdot 10-31,25=8,75$ кГц. Уровень комбинационной помехи вычисляется по формулам $\alpha_2=20 \lg \frac{U_2}{U_1}$; $\alpha_3=20 \lg \frac{U_3}{U_1}$. Соответствие норме определяется по большему из значений.

Затем измерения повторяются при частоте модуляции 15 кГц и определяются составляющие на частотах $f_3=31,25-2 \cdot 15=1,25$ кГц и $f_4=3 \cdot 15-31,25=13,75$ кГц.

Норма на уровень комбинационной помехи обычно принимается равной —40 дБ для приемников высшего и —30 дБ для приемников остальных классов.

Для измерения нелинейной переходной помехи один из каналов модулируется частотой 1000 Гц, создающей на выходе приемника напряжение U_1 . В это время на выходе другого канала измеряются напряжения U_2 и U_3 на частотах 2000 и 3000 Гц. Определяется нелинейное переходное затухание

$$V_{\text{нел}} = 20 \lg \frac{U_1}{\sqrt{U_2^2 + U_3^2}}.$$

Нормы на этот параметр обычно устанавливаются следующие: 34 дБ для приемников высшего класса и 30 дБ для остальных приемников.

Стереофонические приемники ГОСТ 20842—75 делит на три группы сложности. Группа А соответствует высшему классу, Б — I или II классу, В — III или IV классу. Переход от классов к группам сложности позволяет комбинировать любой класс приемника с более высокой группой сложности по стереофоническим параметрам, создавая тем самым недорогие приемники, но с высоким качеством воспроизведения звука в УКВ диапазоне (см. табл. 6.1).

Кроме того, в ГОСТ 20842—75 указывается, что стереоприемники всех групп сложности должны иметь автоподстройку частоты в диапазоне УКВ, индикатор наличия стереопередачи и устройство для подключения стереомагнитофона на воспроизведение. Приемники групп сложности А и Б должны, кроме того, иметь индикатор точной настройки в диапазоне УКВ, устройство для подключения стереомагнитофона на запись и для включения стереотелефона, а приемники груп-

Основные нормы ГОСТ 20842—75 для различных групп сложности стереофонических приемников

Параметр	Нормы по группам сложности		
	А	Б	В
Отношение сигнал/шум в стереофоническом режиме, дБ, не менее	60	50	46
Подавление АМ на частоте модуляции 30 кГц, дБ, не менее	20	16	10
Уровень ограничения, мкВ, не более	10	20	30
Диапазон воспроизводимых частот в стереорежиме, Гц, не уже	40—15000	63—12500	100—10000
АЧХ сквозного электрического тракта при неравномерности ± 2 дБ, Гц, не уже	31,5—15000	50—14000	80—12500
Коэффициент гармоник в стереорежиме по звуковому давлению (числитель) и по электрическому напряжению (знаменатель), %, не более, на частотах, Гц:			
300	5/2	5/3	7/5
1000	4/2	4/2	5/3
5000	5/3	5/4	7/5
Переходные затухания между стереоканалами по всему тракту (числитель) и по тракту звуковой частоты (знаменатель), дБ, не менее, на частотах, Гц:			
300	24/32	20/32	15/26
1000	28/40	26/40	20/34
5000	22/32	20/32	15/26
10 000	15/26	10/26	—
Изменение выходного уровня при переходе «Моно—Сtereo» и обратно, дБ, не более	3	4	6
Пределы регулирования стереобаланса, дБ, не менее	8	6	6
Уровень фона в стереорежиме, с антенного входа (числитель) и по тракту звуковой частоты (знаменатель), дБ, не более	-54/-60	-46/-50	-40/-46
Разбаланс частотных характеристик всего стереотракта по электрическому напряжению, дБ, не более, на частотах, Гц:			
300	3	4	4
5000	3	4	4
10 000	4	5	—
Подавление надтональных частот 31,25 и 62,5 кГц, дБ, не менее	50	40	20

пы сложности А должны обеспечивать возможность автоматического переключения «Моно—Сtereo».

В заключение следует сказать, что ГОСТ 20842—75 не распространяется на батарейные и автомобильные стереоприемники и служит для них лишь справочным материалом.

7

ПРОМЫШЛЕННЫЕ СТЕРЕОФОНИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ

7.1. Массовые стереофонические радиоприемники

В первые годы стереофонического радиовещания промышленность выпускала стереоприемники только высшего и I классов. Однако широкое признание стереофонического вещания потребителями и возросший спрос на стереоприемники потребовали разработки и производства более дешевых, массовых моделей.

Стереорадиолы «Вега-312-стерео» и «Вега-319-стерео». Стереорадиола «Вега-312-стерео» — первая промышленная модель транзисторной радиолы III класса. Она предназначена для приема моно- и стереопрограмм в диапазоне УКВ, монопрограмм в диапазонах ДВ, СВ и КВ и воспроизведения грамзаписи с моно- и стереопластинок. В радиоле предусмотрены также гнезда для подключения внешнего магнитофона на запись и воспроизведение.

Внешний вид радиолы показан на рис. 7.1, на рис. 7.2 изображена ее структурная схема.

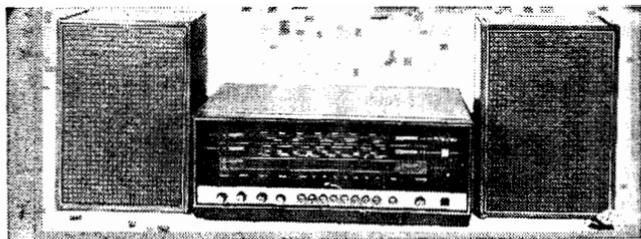


Рис. 7.1. Радиола «Вега-312-стерео»

Для приема радиостанций в диапазоне УКВ в радиоле применен унифицированный блок УКВ-2-2-Е, настраивающийся с помощью двухсекционного конденсатора. Усилитель высокой частоты собран на транзисторе ГТ313Б по схеме с общей базой. Преобразователь частоты состоит из гетеродина Г и смесителя СМ, работающих на общем транзисторе ГТ313А. В цепи УВЧ размещен

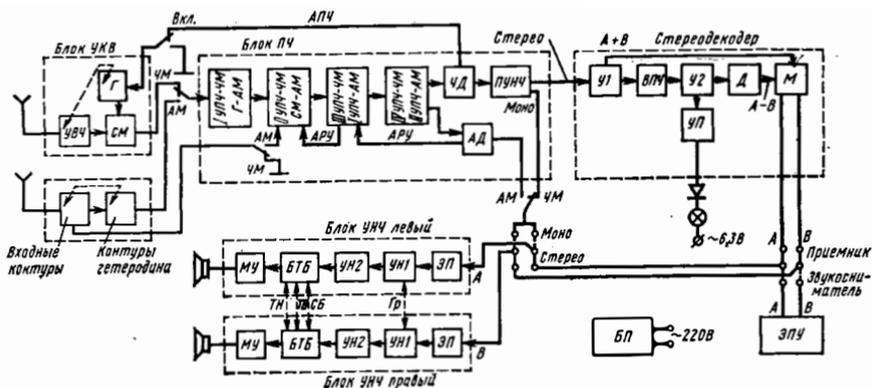


Рис. 7.2. Структурная схема радиолы «Вега-312-стерео»

ограничивающий диод Д20 для увеличения перегрузки смесителя при сильных входных сигналах. Промежуточная частота 10,7 МГц, образующаяся после смесителя, через настроенный контур поступает в блок ПЧ. В блоке УКВ имеется также варикап Д902, подключенный параллельно к контуру гетеродина для автоматической подстройки частоты (АПЧ). Для приема радиостанций в диапазонах с АМ в радиоле имеется блок КСДВ, содержащий входные контуры и контуры гетеродина для всех диапазонов, а также переключатель диапазонов. Блок КСДВ настраивается двухсекционным конденсатором. Конструктивно блок КСДВ объединен на одной печатной плате с блоком ПЧ.

Усилитель промежуточной частоты комбинированный: четырехкаскадный для ЧМ и двухкаскадный для АМ приема, на четырех транзисторах ГТ322А и паре связанных контуров между каскадами.

При АМ приеме первый каскад УПЧ (ИУПЧ) работает как гетеродин, а второй (ИУПЧ) — как смеситель. Для детектирования ЧМ применяется симметричный частотный детектор ЧД на двух диодах Д9В, для детектирования АМ — однополупериодный амплитудный детектор АД на диоде того же типа. С ЧД кроме основного сигнала снимается напряжение АПЧ, с АД — напряжение эстафетного АРУ, подающееся на первый ИУПЧ-АМ и с него на СМ-АМ. В блок ПЧ введен также предварительный УНЧ (ПУНЧ) для усиления выходного напряжения частотного детектора. С выхода ПУНЧ в стереорежиме снимается напряжение на стереодекодер, а в монорежиме через цепь компенсации предсказаний 50 мкс — снимается напряжение на блок УНЧ.

Стереодекодер собран по суммарно-разностной схеме на транзисторах МП40А. Цель восстановления поднесущей ВПЧ — с обратной связью для увеличения добротности контура. На матрицу М поступают сигналы $A+B$ (с усилителя $У_1$) и $A-B$ (с мостового детектора поднесущей Д). В результате суммарно-разностного преобразования образуются сигналы A и B , которые поступают на блок УНЧ. При проигрывании грампластинок сигналы на блок УНЧ поступают со звукоснимателя ЭПУ. В стереодекодер введен также усилитель поднесущей УП на двух транзисторах КТ315Б, сигнал с которого поступает на лампу стереоиндикатора.

Сtereoусилитель состоит из двух блоков УНЧ, левого и правого, расположенных на отдельных платах, но связанных общими регуляторами громкости, баланса и тембров. Каждый блок УНЧ содержит входной эмиттерный повторитель ЭП (КТ315Б), два каскада усилителя напряжения УН1 и УН2 (МП40), узел регуляторов тембров и баланса БТБ и мощный усилитель МУ с предусилителем и фазоинвертором, собранный на двух транзисторах МП40А, одном транзисторе МП37Б и двух мощных транзисторах П214А. Бестрансформаторный выход каждого блока включен на акустическую систему ЗАС2, содержащую громкоговоритель ЗГД-38.

В радиоле использовано стереофоническое ЭПУ II класса II-ЭПУ-52С с трехскоростным приводом, полуавтоматическим включением и автоматическим выключением.

Несмотря на то, что стереорадиола «Вега-312С» соответствует III классу, она имеет при приеме УКВ радиостанций и при проигрывании пластинок ряд параметров, существенно превышающих нормы III класса. Так, полоса воспроизводимых частот составляет примерно 70—12 000 Гц (норма 100—10 000 Гц), чувствительность большинства аппаратов в диапазоне УКВ равна 3—5 мкВ (норма 15 мкВ), а селективность по зеркальному каналу 34—45 дБ (норма 22 дБ).

На рис. 7.3 показана типовая АЧХ всего тракта усиления по звуковому давлению в диапазоне УКВ в режиме стереоприема. Там же пунктиром приведена АЧХ, снятая по электрическому напряжению при положении регуляторов тембра «Широкая полоса».

Габариты приемной части радиолы с ЭПУ 530×216×365 мм. Габариты каждой колонки 262×376×190 мм.

Радиола «Вега-319С» является вариантом радиолы «Вега-312С» и отличается от нее применением акустических систем шаровой формы и некоторыми изменениями в блоке УНЧ, являющимися следствием более низкой чувствительности шаровых акустических систем. Для сохранения того же звукового давления, что в «Вега-312С», применены более мощные транзисторы: в фазоинверторе вместо транзистора МП40А применен МП26Б, а в оконечном усилителе использована комплектарная пара ГТ402Г—ГТ404Г. При этом несколько изменен режим работы выходных каскадов. Каждая акустическая система использует два громкоговорителя: низкочастотный 6ГД-6 и высокочастотный 6ГД-11. Громкоговорители расположены коаксиально в шарообразном металлическом корпусе диаметром 180 мм. Перед громкоговорителями установлена металлическая решетка.

Кроме того, в радиоле «Вега-319С» применена ступенчатая регулировка чувствительности УНЧ за счет изменения глубины отрицательной обратной связи. Это позволило более оптимально распределять по каскадам усиление УНЧ.

Стереорадиола «Вега-323-стерео». Модель «Вега-323-стерео» является дальнейшим развитием стереофонических радиол III класса. Построение ее схемы и конструктивное оформление незначительно отличаются от «Веги-312-стерео».

Различия заключаются в изменении внешнего вида, замене ЭПУ на более совершенную модель II-ЭПУ-62-СП, замене блока УКВ-2-2Е на более совершенный блок УКВ-21 с отдельным гетеродином, а также применении кремниевых транзисторов. Следует заметить, что перевод на кремниевые транзисторы, замена ЭПУ и блока УКВ осуществлены с 1979 г. также в модели «Вега-312-стерео».

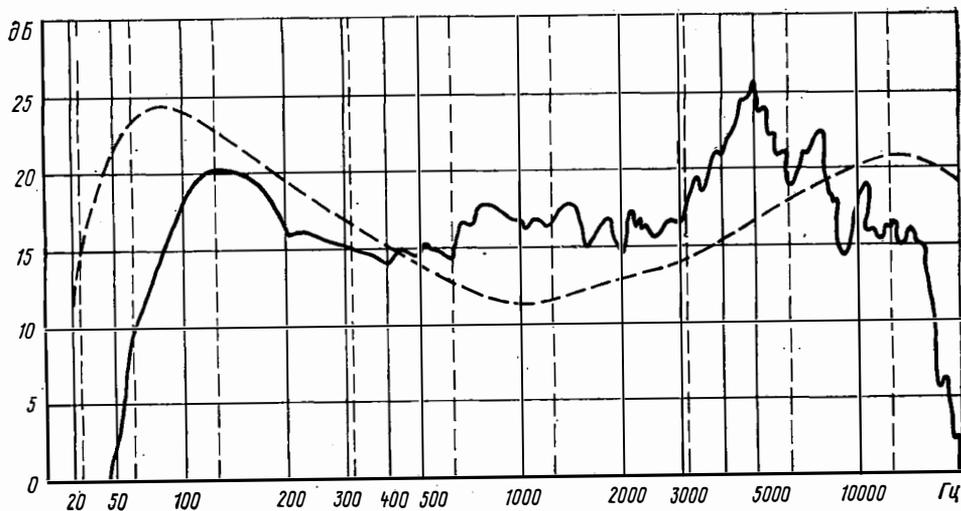


Рис. 7.3. Кривая верности радиолы «Вега-312-стерео» в режиме стереоприема

Стереорадиола «Вега-329-стерео». Эта радиола (рис. 7.4) отличается от предыдущих стереорадиол конструктивным исполнением. В ней применен так называемый «функционально-блочный» принцип конструирования. Согласно этому принципу основная часть электрической схемы разбивается на ряд функциональных блоков, выпускающихся как самостоятельные изделия и соединяющих-



Рис. 7.4. Радиола «Вега-329-стерео»

ся с общей платой радиолы с помощью разъемных соединений. Функционально-блочное конструирование позволяет унифицировать схему и конструкцию отдельных блоков, и тем самым снизить трудоемкость и себестоимость аппаратуры. Очевидны также удобства при ремонте такой аппаратуры — достаточно заменить вышедший из строя функциональный блок.

Примером функционального блока является стереодекодер СД-А-5 (см. рис. 6.19).

В радиоле «Вега-329-стерео» применены следующие функциональные блоки:

блок УКВ-П-5, с емкостной настройкой, на трех транзисторах;

блок ДЧМ-1-5, содержащий тракт ПЧ с частотным детектором, схемой АПЧ и бесшумной настройки и предварительным УНЧ. Селективность тракта ПЧ обеспечивается пьезокерамическим фильтром ФПП-0,49. В качестве усилителя-ограничителя и частотного детектора используется МС К174УРЗ. В блоке использована также МС К1НТ591Б, представляющая собой спаренный транзистор;

блок СД-Б-5, содержащий устройство декодирования КСС и индикации «Моно—Стерео»;

два блока НЧО-III-I, усилителей звуковых частот для каждого стереоканала;

блок регуляторов громкости, тембра и стереобаланса, содержащий также каскады предварительного усиления звуковых частот;

блок стабилизации питающих напряжений;

блок проигрывателя П-ЭПУ-62СП.

На основной плате расположен блок ВЧ-ПЧ, содержащий тракт АМ и переключатель диапазонов. Тракт АМ выполнен на МС К174ХА2.

Радиола комплектуется двумя выносными акустическими системами типа 6АС-6.

Габариты радиолы 196×520×390 мм, акустических систем 300×200×165 мм. Масса радиолы с акустическими системами 20 кг.

7.2. Стереофонические приемники I класса

В течение ряда лет наша промышленность выпускала транзисторную стереорадиолу I класса «Рига-101». Она имела чувствительность в УКВ диапазоне не ниже 10 мкВ и выходную мощность 1,5 Вт на канал. Однако технические решения, использованные в этой радиоле, со временем устарели, а ее параметры перестали удовлетворять возросшим требованиям к приемным устройствам I класса. Поэтому она была снята с производства и заменена более совершенной моделью «Мелодия-101-стерео».

Радиола «Мелодия-101-стерео». Внешний вид этой радиолы показан на рис. 7.5. Радиола имеет блочное построение: всеволновый тюнер-усилитель (приемно-усилительный блок), ЭПУ и две акустические системы.

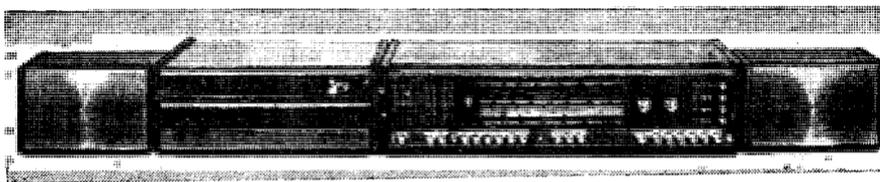


Рис. 7.5. Радиола «Мелодия-101-стерео»

Структурная схема тюнера-усилителя показана на рис. 7.6. В нем применен унифицированный блок УКВ-1. Блок имеет электронную настройку с помощью трех варикапных матриц КВС111Б. Встречное включение варикапов в матрицах обеспечивает высокую линейность тракта. Перестраиваются не только контуры гетеродина и УВЧ, но и входной контур, что существенно повышает линейную селективность тракта. Блок настройки БН содержит четыре переменных резистора, задающих потенциал на варикапные матрицы. Один из этих резисторов используется для обзора диапазона УКВ, остальные три — для фиксированных настроек, позволяющих перейти на прием заранее определенной станции простым нажатием кнопки.

Блок КСДВ содержит в диапазонах ДВ и СВ перестраиваемые полосовые фильтры, а в диапазоне КВ — одиночные контуры. Особенностью блока является применение кольцевого диодного смесителя КС, что резко снижает количество возможных паразитных каналов приема.

Блок ПЧ комбинированный, содержит четыре каскада усиления в тракте ЧМ и три — в тракте АМ. В отличие от более старых моделей, здесь примене-

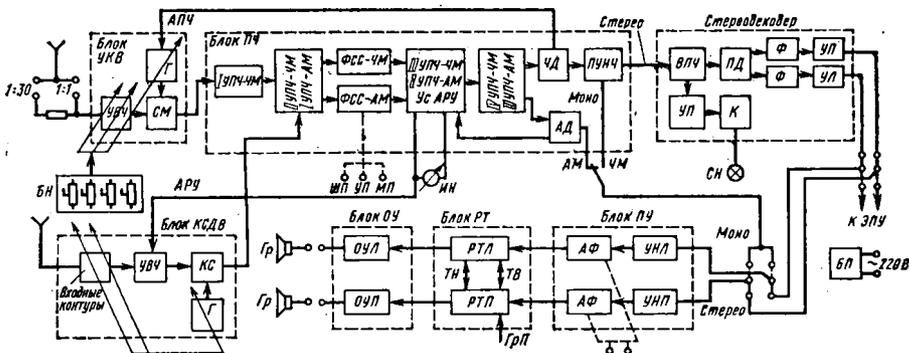


Рис. 7.6. Структурная схема тюнера-усилителя радиолы «Мелодия-101-стерео»

ны четырехконтурные ФСС, причем полоса ФСС в тракте АМ — изменяемая на три фиксированных положения: узкая полоса УП (4,5—5,5 кГц), широкая полоса ШП (8—10 кГц) и местный прием МП (13,5—15 кГц). Это позволяет выбрать оптимальный режим приема в зависимости от уровней сигнала и помех. Второй каскад II УПЧ-АМ служит одновременно усилителем АРУ. Усиленное напряжение АРУ воздействует на транзистор УВЧ блока КСДВ. В эту же цепь включен индикатор настройки.

Напряжение с частотного детектора ЧД через ПУНЧ снимается на стереодетекторе, а в режиме «Моно» непосредственно поступает в трактах звуковых частот.

Стереодетектор построен по принципу полярного детектора. Напряжение на полярный детектор ПД подается после каскада восстановления поднесущей ВПЧ, а с выхода ПД сигналы левого и правого стереоканалов поступают на фильтры нижних частот Ф и после подавления в них поднесущей и ее гармоник усиливаются (УЛ и УП) до значения, необходимого для нормальной работы тракта звуковых частот.

Цепь стереоиндикации состоит из усилителя напряжения поднесущей УП и электронного ключа К, включающего сигнальную лампу.

Звуковой тракт состоит из блока предварительного усиления (ПУ), блока регуляторов тембра (РТ) и блока окончательных усилителей (ОУ). В блоке ПУ размещены усилители напряжения УНЛ и УНП (левый и правый) и активные фильтры АФ, снабженные кнопочными выключателями. При нажатии одного из них фильтры срезают частоты ниже 200 Гц (подавляют фон и низкочастотные шумы), а при нажатии другого достигается быстрый спад частот выше 5 кГц (происходит подавление шумов и помех на верхних частотах). В блоке РТ размещены спаренные регуляторы тембра нижних и верхних частот и раздельные регуляторы громкости по каналам ГрЛ и ГрП РТЛ и РТП (левый и правый). С помощью этих регуляторов можно управлять также балансом громкости в стереоканалах. Для регуляторов тембра и громкости используются движковые потенциометры. Это, в частности, позволяет регулировать громкость в обоих каналах одновременно, не нарушая стереобаланса. Оконечные усилители ОУЛ и ОУП — бестрансформаторные, с глубокой обратной связью.

В радиоле применено электропроигрывающее устройство П-ЭПУ-52С. Акустические системы малогабаритные, содержат по два громкоговорителя 6ГД-6 и ЗГД-2.

Габариты радиолы «Мелодия-101-стерео»: приемника 163×623×317 мм, звуковой колонки 163×168×300 мм. Масса приемника 13 кг, масса звуковой колонки 3,5 кг.

На основе радиолы «Мелодия-101-стерео» были разработаны радиолы «Мелодия-104-стерео» и магнито радиолы «Мелодия-105-стерео». Модель «Мелодия-104-стерео» отличается применением усовершенствованного электропронгравяющего устройства П-ЭПУ-62СМ (с магнитной головкой) или П-ЭПУ-62СП (с пьезокерамической головкой). Поскольку магнитная головка развивает меньшее напряжение, в блок П-ЭПУ-62СМ введен двухканальный усилитель на микросхемах К1УТ531А. Кроме того, в этой радиоле применен новый, более совершенный стереодекодер СД-А-1.

Модель «Мелодия-105-стерео» отличается дополнительно введением кассетной магнитофонной панелью с лентопротяжным механизмом МК-43А производства ВНР, примерно удовлетворяющим требованиям III класса.

УКВ тюнер «Рондо-101». Тюнер «Рондо-101» (рис. 7.7) представляет собой приемное устройство без усилителя звуковых частот и предназначен для подключения к усилителю, электрофону или магнитофону с целью прослушивания

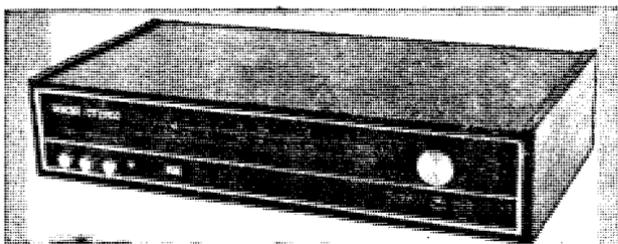


Рис. 7.7. Тюнер «Рондо-101»

моно или стереопередач в УКВ диапазоне. Выпуск такого типа аппаратуры имеет глубокий смысл. У любителей музыки постепенно накапливаются аппараты для воспроизведения звука, по своему составу в значительной степени дублирующие друг друга. Каждый из них, как правило, имеет достаточно хороший усилитель звуковых частот и акустическую систему. В этих условиях покупка приемника или, тем более, радиолы приводит к непроизводительным затратам. Тюнер стоит значительно дешевле и является высококачественным источником для приема программ, принимаемых по радио. Он позволяет использовать уже имеющуюся у слушателя низкочастотную аппаратуру.

Тюнер «Рондо-101» относится к несложным и недорогим устройствам, но обеспечивает радиоприем по I классу. Как видно из структурной схемы (рис. 7.8), он состоит из блока УКВ, тракта ПЧ, стереодекодера СД блока фильтров

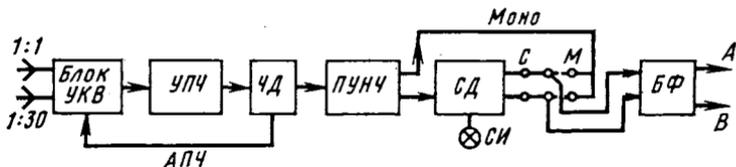


Рис. 7.8. Структурная схема тюнера «Рондо-101»

БФ. Блок УКВ-2-2Е аналогичен применяемому в радиолы «Вега-312С» и «Вега-319С». Усилитель промежуточной частоты пятикаскадный, с распределенной селекцией в виде пар связанных контуров в каждом каскаде. После частотного детектора ЧД размещен ПУНЧ с корректором сквозной частотной характеристики тракта. Выход «Стерео» соединяется с СД, а выход «Моно», содержащий

цепь компенсации предыскажений, идет на переключатель «Моно—Стерео». Стереодекoder суммарно-разностного типа, содержит также усилитель и детектор поднесущей с выходом на стереоиндикатор. Блок фильтров включает в себя эмиттерные повторители, по одному в каждом канале. Его основная задача — убрать надтональные составляющие, которые могут создать интерференционные свисты при записи на магнитофон.

На рис. 7.9 показана характеристика выходного сигнала и шума от уровня входного сигнала тюнера «Рондо-101»

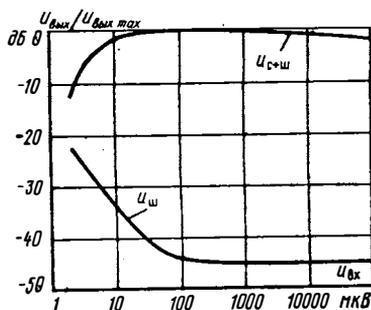


Рис. 7.9. Зависимость выходного сигнала и шума от уровня входного сигнала тюнера «Рондо-101»

7.3. Стереофонические приемники высшего класса

Приемная аппаратура высшего класса первой появилась в продаже после утверждения системы стереофонического вещания и начала регулярных стереопередач. Это естественно, так как понятие стереофонического звучания непосредственно связывается с общим высоким качеством воспроизведения звука. Кроме того, в высшем классе менее заметны дополнительные затраты, связанные с введением второго тракта звуковых частот.

В 1965 г. отечественная промышленность начала выпуск ламповой стереофонической радиолы «Симфония-2». Это была переработка применительно к требованиям стереофонии монорадиолы «Симфония». Следует заметить, что тракт ПЧ этой радиолы почти не изменился и поэтому не позволял получить высоких качественных показателей при приеме стереофонических радиопередач. Однако для первого этапа внедрения стереофонического радиовещания параметры радиолы были вполне приемлемыми и она выпускалась до 1971 г. Более того, «Симфония-2» послужила прототипом для ряда радиол более позднего периода. Так, с 1970 г. начался выпуск радиолы «Эстония-стерео», которая, отличаясь существенно внешним видом, практически повторяла принципиальную схему «Симфонии-2». Разработанная в 1972 г. радиола «Эстония-006-стерео» сохранила в основном схему высокочастотной части прежних моделей, но в нее введен транзисторный тракт звуковых частот. Кроме того, в этой радиоле применено улучшенное электропроигрывающее устройство П-ЭПУ-62СМ, добавлена электронная схема АПЧ в диапазонах с АМ и ЧМ и после стереодекодера введены фильтры нижних частот для ослабления поднесущей и ее гармоник. Мало отклоняется по схеме от этой радиолы модель «Вега-001», в которой применена звуковая часть от стереофонического электрофона «Вега-103».

В 1975 г. появилась стереорадиола «Вега-003» (рис. 7.10), отличающаяся от «Веги-001» использованием электропроигрывающего устройства $G=600$ В фирмы «Унифра-Фоника» (ПНР) с магнитоэлектрической головкой звукоснимателя. Эта модель стала последней в поколении ламповых и лампово-транзисторных стереофонических приемников.

Стереорадиола «Виктория-001». Полностью транзисторная всеволновая стереорадиола «Виктория-001» явилась шагом вперед по сравнению с ламповыми и лампово-транзисторными стереорадиолами. Радиола выполняется в двух вариантах: напольном и полочном (рис. 7.11). На рис. 7.12 дана структурная схема радиолы.

Вход УКВ тракта радиолы рассчитан на подключение асимметричной антенны с сопротивлением 75 Ом и имеет делитель, позволяющий при приеме ближних станций переходить с дальнего D на местный прием. Благодаря этому удастся избежать перегрузки блока УКВ и появления вследствие этого паразитных каналов приема. Этой же цели служит введенная в блок УКВ цепь АРУ. Усилитель высокой частоты содержит два каскада. Три контура УВЧ (включая

входной) перестраиваются вместе с контуром гетеродина с помощью варикапных матриц КВС-111-Б. Блок настройки БН содержит четыре потенциометра — для обзора диапазона УКВ и трех фиксированных настроек на выбранные станции.



Рис. 7.10. Стереорадиола «Вега-003»

Блок ПЧ-ЧМ с распределенной селекцией, содержит пять каскадов с двухконтурными полосовыми фильтрами. После частотного детектора ЧД предусмотрен ПУНЧ для усиления выходного напряжения и коррекции частотных характеристик, необходимый для высококачественного стереоприема. С входа ПУНЧ снижается управляющее напряжение АПЧ.

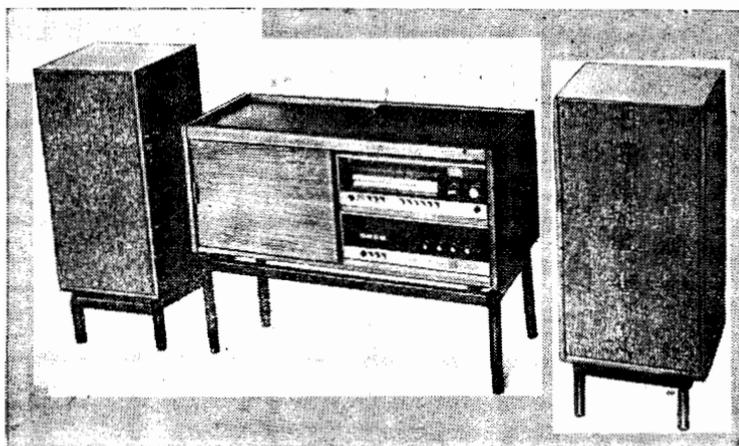


Рис. 7.11. Радиола «Виктория-001»

Блок стереодекодера построен на основе полярного детектора по усложненной схеме с четырьмя диодами, что позволяет уменьшить нелинейные искажения и осуществить автоматическое переключение «Моно-Сtereo». Каскад восстановления поднесущей содержит умножитель добротности. Образовавшееся ПМК поступает на полярный детектор ПД через согласующий каскад СК. За полярным детектором следуют фильтры нижних частот Φ с цепями компенсации предискажений и усилители (левый и правый). В блок стереодекодера входит также устройство стереоавтоматики СА, переключающее стереодекодер в режим «Stereo» при наличии напряжения поднесущей частоты. Для этого поднесущая усиливается и выпрямляется. Выпрямленное напряжение открывает мультивиб-

ратор, который уменьшает напряжение смещения на ПД и включает его в режим детектирования стереосигнала.

Блок УНЧ содержит в каждом канале предварительный усилитель ПУ с регуляторами громкости $Гр$ и стереобаланса $Б$, предоконечный усилитель с регуляторами тембра ПОУ, фазоинвертор ФИ и оконечный усилитель ОУ, выпол-

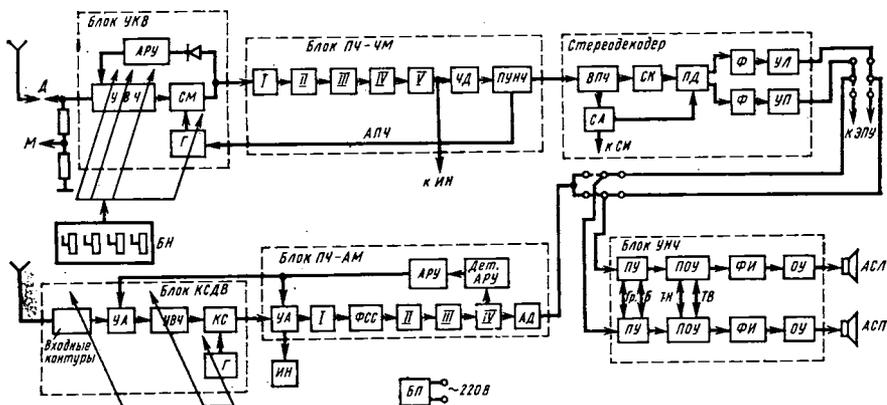


Рис. 7.12. Структурная схема радиолы «Виктория-001»

ненный по последовательной двухтактной бестрансформаторной схеме. Каждая из акустических систем (АСЛ и АСП) содержит разделительные RC -фильтры, нагруженные на громкоговорители 8ГД-1, 4ГД-6 и 3ГД-2.

Тракт АМ радиолы состоит из блока КСДВ и блока ПЧ-АМ. Настройка тракта на принимаемую частоту производится с помощью трехсекционного переменного конденсатора. Кольцевой смеситель $КС$ позволяет уменьшить нелинейные искажения и снизить количество паразитных каналов приема. В тракте ПЧ-АМ основная селективность сосредоточена между первым и вторым каскадами усиления в виде четырехконтурного LC -фильтра.

Достоинством радиолы является эффективная АРУ с усилением, действующая на управляемые аттенюаторы $УА$, размещенные на входах блоков КСДВ и ПЧ-АМ. Со второго аттенюатора снимается напряжение на индикатор настройки $ИН$. При ЧМ приеме этот индикатор переключается на выход тракта ПЧ-ЧМ.

Потребляемая радиолой мощность не более 110 Вт. Габариты радиолы в напольном исполнении $672 \times 350 \times 974$ мм. Габариты каждой акустической системы $672 \times 270 \times 360$ мм.

На рис. 7.13 показана АЧХ всего тракта радиолы по звуковому давлению в диапазоне УКВ в режиме стереоприема. Там же пунктиром приведена характеристика, снятая по электрическому напряжению при положении регуляторов тембра «Широкая полоса».

Стереотюннер «Ласпи-001». Ультракотковолновый стереотюннер «Ласпи-001» представляет собой устройство, позволяющее принимать моно- и стереопередачи с весьма высоким и устойчивым качеством. Это видно из его технических характеристик: чувствительность не ниже 2,5 мкВ; отношение сигнал/шум не ниже 60 дБ («Моно») и 54 дБ («Сtereo»); диапазон воспроизводимых частот 16—16 000 Гц («Моно») и 20—15 000 Гц («Сtereo») с неравномерностью не более ± 2 дБ; коэффициент гармоник не более 0,5% («Моно») и 0,8% («Сtereo»); переходные затухания между стереоканалами более 30 дБ на частоте 1000 Гц и 26 дБ на частотах 160 и 10 000 Гц; селективность по зеркальному каналу, промежуточной частоте и другим паразитным каналам более 70 дБ; подавление надтональных составляющих на выходе тюнера выше 50 дБ.

Внешний вид тюнера показан на рис. 7.14, а его структурная схема — на рис. 7.15.

Тюнер имеет два входа: непосредственно на блок УКВ (1:1) и через аттенуатор (1:30). Предусмотрено четыре фиксированных настройки путем изменения напряжения на варикапах УКВ блока. Одновременно с блока фиксированных настроек БФН напряжение через нелинейный усилитель НУ подается на электронную шкалу ЭШ (газоразрядный индикатор ИН-13). Задача НУ — создать компенсацию нелинейного характера зависимости частоты настройки от

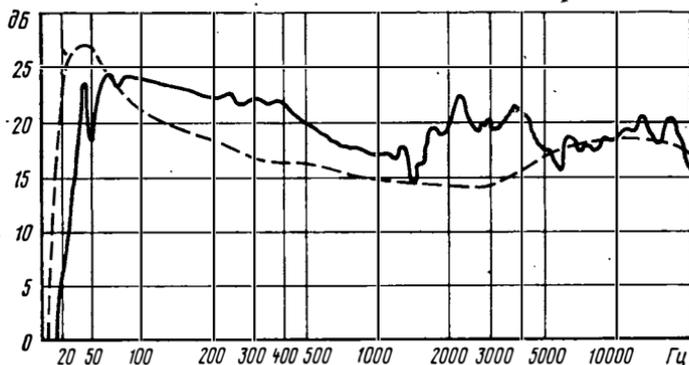


Рис. 7.13. АЧХ радиолы «Виктория-001» в режиме стереоприема

напряжения на варикапах, т. е. получить линейную шкалу частот. После УПЧ напряжение детектируется (ЧД) и через частотный корректор К и ПУНЧ подается на стереодекодер СД суммарно-разностного типа. Особенностью стереодекодера является наличие регулятора стереобазы (на рис. 7.15 не показан).

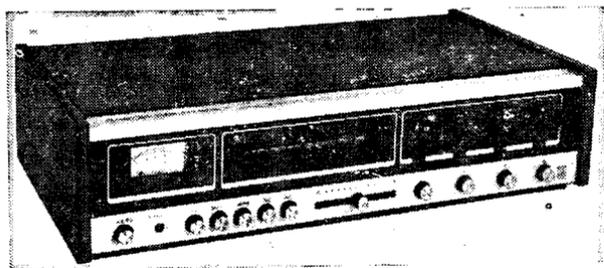


Рис. 7.14. Стереотюнер «Ласпи-001»

Он представляет собой сдвоенный переменный резистор движкового типа, выведенный на переднюю панель тюнера (см. рис. 7.14). При перемещении движка изменяется доля разностного сигнала А—В, т. е. «стереофоничность» звучания. Второй переменный резистор служит для поддержания постоянного общего уровня громкости.

Тюнер оборудован устройством БШН, обеспечивающим бесшумную настройку и подавление боковых настроек; БШН открывает ПУНЧ при выполнении двух условий — наличии достаточного напряжения на выходе УПЧ и отсутствии значительной паразитной АМ на выходе ФСС, характерной для приема на боковых настройках. Устройство БШН позволяет подавить боковые настройки более чем на 30 дБ.

Тюнер имеет устройство стереоавтоматики СА, переключающее стереодекодер на стереорежим только при наличии поднесущей частоты и индикатор стереопередачи, срабатывающий также при появлении поднесущей после ее усиления.

7.4. Переносные и автомобильные стереофонические приемники

Переносные стереофонические приемники появились значительно позднее стационарных. Это объясняется затруднениями, связанными с получением в этих приемниках достаточной базы между громкоговорителями. Действительно, для того чтобы на расстоянии 1 м видеть громкоговорители под углом 45° , нужно иметь расстояние между их центрами 83 см, т. е. длину приемника около 1 м, что неприемлемо для переносного аппарата. Поэтому приходится применять искусственные решения. Они сводятся обычно к одному из следующих вариантов:

применение громкоговорителей, съемных с основного корпуса приемника (или одного съемного громкоговорителя). Это позволяет иметь достаточно компактную для переноски конструкцию;

применение специальных акустических систем, излучающих в стороны от приемника и создающих впечатление увеличенной базы;

применение стереотелефонов.

Переносный приемник «Ленинград-006-стерео» построен по последнему из этих вариантов. Кроме прослушивания на стереотелефоны в приемнике предусмотрена возможность подключения внешнего стереофонического усилителя низкой частоты со своими акустическими системами.

Приемник «Ленинград-006-стерео» спроектирован на базе популярной монофонической модели «Ленинград-002». Однако тракт ЧМ переработан, добавлен суммарно-разностный стереодекодер с индикатором наличия стереопередачи и введены гнезда для подключения стереотелефонов и внешнего стереоусилителя. Предусмотрены также регуляторы громкости и стереобаланса стереотелефонов. Приемник имеет массу 9 кг и содержит 52 транзистора, одну МС, 23 диода и 3 варикапных матрицы для настройки в диапазоне УКВ.

Более совершенной моделью переносного стереофонического приемника следует считать «Ленинград-010» (рис. 7.19). Приемник состоит из тюнера-усилителя и двух акустических систем, расположенных под корпусом тюнера-усилите-

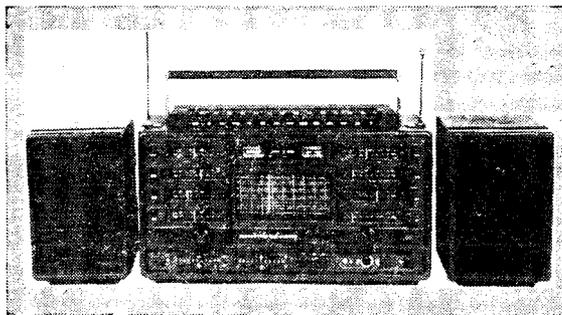


Рис. 7.19. Переносный стереоприемник высшего класса «Ленинград-010»

ля. Для увеличения стереобазы при прослушивании акустические системы могут быть сняты с корпуса тюнера-усилителя и разнесены на расстояние до 2—3 м от него.

Стереофонический УКВ тракт сосредоточен в отдельном блоке, включающем в себя блок УКВ, УПЧ с детектором и стереодекодер. Блок УКВ собран на полевых транзисторах КП307Д и имеет балансный смеситель и гетеродин на МС К1НТ591Б. Высокая селективность обеспечивается тремя перестраиваемыми контурами перед смесителем. Перестройка производится с помощью варикапов КВ109В. Для увеличения устойчивости к перегрузкам блок охвачен местной цепью АРУ.

Усилитель ПЧ пятикаскадный, с распределенной селекцией, работает на частотный дискриминатор. Усилитель имеет также логарифмический выход для индикации сигнала в антенне и каскады усиления для схем АПЧ и бесшумной настройки (Ш).

Основные параметры промышленных стереофонических приемников

Параметр	«Вега-312С»	«Вега-319С»	«Вега-323С»	«Вега-329С»	«Мелодия-101»	«Рондо-101»	«Виктория-001»	«Вега-004»	«Ласпи-001» (003)	«Ленинград-005»	«Ленинград-010»
Диапазоны принимаемых частот	ДВ, СВ, 2КВ (3,95—7,5 и 93,5—12,1 МГц), УКВ	ДВ, СВ, 2КВ (3,95—7,5 и 9,35—12,1 МГц), УКВ	ДВ, СВ, 2КВ (3,95—7,5 и 9,35—12,1 МГц), УКВ	ДВ, СВ, 2КВ (3,95—7,5 и 9,35—12,1 МГц), УКВ	ДВ, СВ, 3КВ (3,95—5,75; 5,9—7,35 и 9,4—12,1 МГц), УКВ	УКВ	ДВ, СВ, 5КВ (3,95—5,75; 5,9—6,2; 7,1—7,35; 9,5—9,8; 11,7—12,1 МГц), УКВ	ДВ, СВ, 5КВ (3,95—5,75; 5,9—6,2; 7,1—7,35; 9,5—9,8; 11,7—12,1 МГц), УКВ	УКВ	ДВ, 2СВ (525—1300; 1300—1605 кГц), 5КВ (3,95—5,75; 5,95—6,2; 7,1—7,3; 9,5—9,8; 11,7—12,1 МГц), УКВ	ДВ, 2СВ (525—1300; 1300—1605 кГц), 5КВ (3,95—5,75; 5,95—6,2; 7,1—7,3; 9,5—9,8; 11,7—12,1 МГц), УКВ
Чувствительность, мкВ	ДВ 200 СВ 150 КВ 200 УКВ 15	200 150 300 15	200 150 200 15	200 150 200 15	150 100 150 5	— — — 5	50 50 50 2,5	50 50 50 2,5	— — — 2,5	100 100 100 10	50 50 30 2,5
Ослабление зеркального канала, дБ	ДВ 34 СВ 34 КВ 10 УКВ 26	34 34 10 26	34 34 10 26	34 34 10 26	46 40 14 40	— — — 30	60 50 26 30	60 54 26 50	— — — 70	60 60 40 50	60 60 46 60
Уровень фона, дБ (УКВ)	-40	-40	-40	-40	-40	-46	-54	-54	-60	-46	-54
Уровень шума в стереорежиме, дБ (УКВ)	-46	-46	-46	-46	-46	-50	-54	-60	-60	-46	-60

Разделение стереоканалов*, дБ, на частотах:												
300 Гц	15/26	15/26	15/26	15/26	20/32		25/40	24	26	20	24/32	
1000 Гц	20/34	20/34	20/34	20/34	25/40	25	30/40	28	30	26	28/40	
5000 Гц	15/26	15/26	15/26	15/26	20/32		25/32	22	26	20	22/32	
10 000 Гц	—	—	—	—	12/26		20/30	15	22	10	15/26	
Коэффициент гармоник в стереорежиме по напряжению, %, на частотах:												
300 Гц	5	5	5	5	5	3	5	2	2	3	2	
1000 Гц	3	3	3	3	4	2	3	2	2	2	2	
5000 Гц	5	5	5	5	5	3	3	3	2	4	3	
Диапазон воспроизводимых частот, Гц (стереорежим)	100—10 000	100—10 000	100—10 000	100—10 000	63—12500	31,5—15 000	40—15 000	31,5—15 000	16—15000	50—14 000	80—12 500	
Выходная мощность на канал, Вт	3	3	3	3	4	—	4	—	—	—	1,5 (от батарей) 4 (от сети)	

* Числитель — по всему тракту, знаменатель — по низкой частоте.

Стереодекoder построен по суммарно-разностной схеме. Контур восстановления поднесущей выполнен на броневом сердечнике М2000НМ1—16 В14 с калиброванным зазором $0,27 \pm 0,03$ мм, что обеспечивает высокую стабильность частоты настройки и добротности.

В виде отдельного блока собрано устройство подстройки, настройки и индикации (блок ПНИ). Он содержит устройства настройки диапазонов УКВ и КВ, индикации точной настройки, индикации наличия несущей, наличия стереопередачи и индикации уровня многолучевого приема. На блоке ПНИ укреплены две телескопические антенны, образующие при УКВ приеме диполь, а при КВ приеме включенные параллельно. Приемник имеет диапазон ДВ, два диапазона СВ, пять диапазонов КВ и диапазон УКВ.

Масса приемника 10 кг.

Приемник «Ленинград-010» является вполне современным переносным стереофоническим устройством и может обеспечить высокое качество стереовоспроизведения звука.

Весьма перспективным считается в наши дни стереоприем в автомобиле. Хотя общее качество приема здесь всегда понижено по сравнению со стационарными условиями (увеличенный уровень шумов, переменное поле высокой частоты, ограниченные акустические возможности салона автомобиля), тем не менее преимущества стереозвучания остаются весьма заметными. Поэтому количество стереофонической автомобильной аппаратуры быстро растет. В первую очередь это автомобильные кассетные стереомагнитолы; выпускаются также и стереофонические автомобильные приемники. Примером такого приемника является АВ-75 для автомобилей ЗИЛ-114, ЗИЛ-117 и ГАЗ-14. Он имеет кроме УКВ диапазоны ДВ, СВ и три растянутых диапазона КВ. Кроме того, в приемнике предусмотрено дистанционное управление, автоматический поиск радиостанций и обеспечена возможность подключения кассетной стереофонической магнитофонной приставки. Основные типовые параметры по тракту УКВ следующие: реальная чувствительность 2 мкВ; селективность по зеркальному каналу 70 дБ; диапазон воспроизводимых частот 80—10 000 Гц; коэффициент гармоник по электрическому напряжению 1,5%; переходные затухания между стереоканалами на частоте 1000 Гц — 35 дБ, на частоте 10 кГц — 28 дБ; максимальная выходная мощность 10 Вт на канал.

В ближайшие годы ожидается выпуск нескольких моделей стереофонических переносных и автомобильных приемников и магнитол.

Основные параметры описанных в этой главе приемников сведены в табл. 7.1.

7.5. Методы компоновки современной стереофонической аппаратуры

Вначале стереофоническая аппаратура строилась по традиционным принципам, заимствованным из предыдущего периода монофонического воспроизведения. Это был приемник или радиола, электрофон или магнитофон. Однако увеличение стоимости аппаратуры в высококачественном стереофоническом варианте и необходимость дублировать одни и те же блоки (УНЧ в приемнике, проигрывателе, магнитофоне, акустическая система в каждом из видов аппаратуры и т. п.) привели к мысли о другом принципе построения аппаратуры. Такая компоновка была названа блочной. В основе блочной компоновки лежит принцип минимума дублирования и возможности постепенного приобретения полного комплекса приемной и звуковоспроизводящей аппаратуры. Упрощенная структурная схема одного из типовых вариантов такого радиоконкомплекса показана на рис. 7.20. Он состоит из центрального звена — усилительно-коммутационного устройства УКУ, т. е. высококачественного УНЧ, снабженного устройствами коммутации входных и выходных цепей, акустической системы и ряда источников программ. Источники программ, принимаемых с эфира, были названы тюнерами, т. е. настроенными устройствами. Тюнер может принимать программы в УКВ диапазоне (ЧМ тюнер или УКВ тюнер), в диапазонах с АМ (АМ тюнер) или быть всеволновым (ЧМ/АМ тюнер). Примеры УКВ тюнеров были приведены в этой главе.

Источники для воспроизведения программ, хранящихся в звукозаписи, представляют собой или электропроигрыватель ЭП или магнитофонную панель МП.

Слушатель может постепенно приобретать источники программ, менять их время от времени на более совершенные, менять акустическую систему и т. п. Гибкость такой системы компоновки обеспечила ей значительную популярность у населения.

Вслед за тенденцией расчленения приемной и звуковоспроизводящей аппаратуры на отдельные блоки появилась параллельно действующая обратная

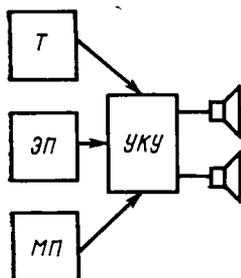


Рис. 7.20. Упрощенная структурная схема радиокомплекса



Рис. 7.21. Музыкальный центр «Мелодия-106»

тенденция — собирать всю аппаратуру в единый комплексный блок, который стал называться домашним музыкальным центром. Один из таких музыкальных центров «Мелодия-106» I класса показан на рис. 7.21. Он содержит радиоприемник, электропроигрывающее устройство и магнитофонную панель, размещенные в одном корпусе. Таким образом, владелец музыкального центра может записывать стерео- и монофонические программы на магнитную ленту, воспроизводить их с магнитофонов или проигрывателя и прослушивать передачи радиовещания во всех диапазонах, в том числе стереопередачи.

Для удобства предусмотрены три фиксированных настройки в УКВ диапазоне с сенсорным переключением. Музыкальный центр имеет устройства для подключения внешних антенн, внешних электропроигрывающих устройств с магнитной или пьезоэлектрической головкой, электромузыкального инструмента, телевизора, стереомагнитофона (на запись и воспроизведение), стереотелефона, микрофонов и внешней акустической системы.

Габариты музыкального центра «Мелодия-106» (без акустических систем) $650 \times 200 \times 445$ мм, масса 20 кг.

Преимущества музыкальных центров — компактность, общий источник питания. Недостаток — невозможность замены какого-либо из узлов на более совершенный.

В последнее время получает распространение стоечная компоновка домашних радиокомплексов. Этот вид компоновки заимствован из промышленной радиоаппаратуры (передающие, приемные и измерительные стойки). Здесь аппаратура выпускается в виде отдельных блоков, объединенных лишь общим художественным решением и одинаковой шириной. На рис. 7.22а и б показаны два варианта расположения блоков в таком радиокомплексе. В вертикальном варианте, называемом иногда башенным, блоки расположены друг над другом. Наверху, как правило, устанавливается электропроигрыватель, под ним тюнер, затем следуют блоки предусилителя и оконечного усилителя и магнитофонная панель. Внизу оставляется помещение для грампластинок и магнитофонных лент. По бокам размещаются акустические системы. Блок предусилителя содержит устройства коммутации входов, а блок оконечного усилителя — коммутации выходов. Иногда отдельно выделяется блок регулятора тембров, так называемый «эквалайзер».

В горизонтальном варианте (рис. 7.22б) электропроигрыватель и помещение для пластинок и лент располагаются рядом с остальной аппаратурой.

Сточная компоновка позволяет время от времени заменять отдельные блоки, но, как правило, придерживаясь одной фирмы, выпускающей блоки определенной ширины, конструкции и внешнего оформления.

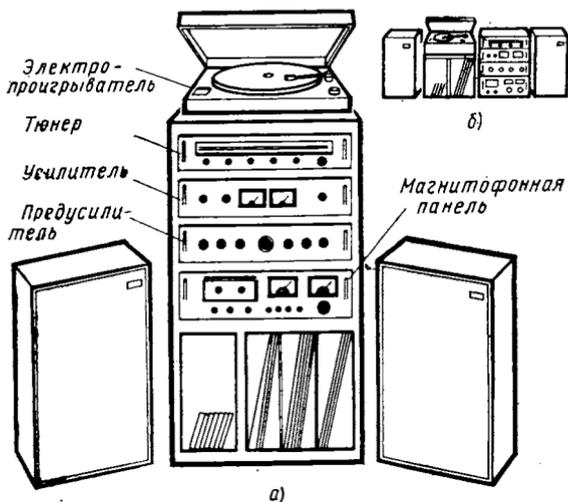


Рис. 7.22. Варианты компоновки радиоконлекса

8

ДРУГИЕ СИСТЕМЫ СТЕРЕОФОНИЧЕСКОГО ВЕЩАНИЯ

8.1. Система стереофонического радиовещания с пилот-тоном

Система с пилот-тоном применяется в США, Канаде, Японии и ряде европейских стран. Она имеет много общих черт с советской системой стереофонического вещания. В системе с пилот-тоном КСС также содержит тональную часть, представляющую собой сумму двух стереосигналов $A+B$, и надтональную часть, являющуюся результатом амплитудной модуляции поднесущей разностью сигналов $A-B$. Однако, в отличие от советской системы, поднесущая здесь подавлена полностью. Для синхронного и синфазного восстановления поднесущей в приемнике в состав КСС введен специальный пилот-тон, частота которого в 2 раза меньше частоты поднесущей. В спектре КСС пилот-тон располагается между тональной и надтональной частями. Частота поднесущей принята равной 38 кГц, таким образом частота пилот-тона составляет 19 кГц. Спектр КСС системы с пилот-тоном показан на рис. 8.1.

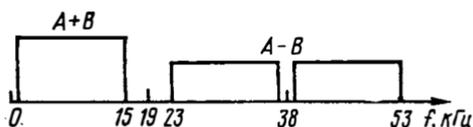


Рис. 8.1. Спектр КСС системы с пилот-тоном

В стандарте на систему с пилот-тоном нормируются следующие параметры: частота пилот-тона $19 \text{ кГц} \pm 2 \text{ Гц}$; девиация частоты передатчика пилот-тоном $8\text{--}10\%$ от максимальной девиации;

поднесущая частота 38 кГц находится в фазе с пилот-тоном. Это означает, что в моменты, когда напряжение пилот-тона пересекает ось времени (т. е. проходит через нуль), напряжение поднесущей пересекает эту же ось снизу вверх; поднесущая частота после модуляции подавляется настолько, чтобы она модулировала несущую передатчика не более чем на 1% от максимальной девиации частоты;

суммарная девиация частоты передатчика от сигналов $A+B$ и $A-B$ не превышает 90% максимальной девиации.

На рис. 8.2 показана структурная схема приемно-передающего тракта по системе с пилот-тоном. Суммирующе-вычитающая матрица M_1 создает сигналы

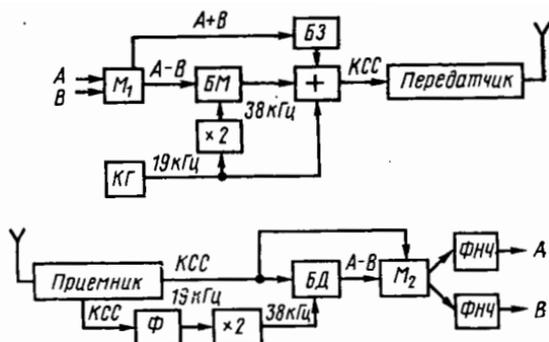


Рис. 8.2. Структурная схема приемно-передающего тракта по системе с пилот-тоном

$A+B$ и $A-B$. Затем сигнал $A-B$ модулирует несущую 38 кГц в балансном модуляторе $БМ$. Несущая получается путем удвоения частоты пилот-тона, образующегося в кварцевом генераторе $КГ$. В суммарный тракт вводится блок задержки $БЗ$, компенсирующий задержку сигнала $A-B$ во времени в $БМ$. Затем сигнал $A+B$, пилот-тон и продукты модуляции поднесущей сигналом $A-B$ суммируются в нужных соотношениях, и образовавшийся $КСС$ модулирует УКВ передатчик.

На приемном конце $КСС$ снимается с выхода частотного детектора приемника. Фильтр Φ выделяет пилот-тон, из которого путем удвоения частоты образуется поднесущая. В балансном детекторе $БД$ происходит выделение разностного сигнала. Этот сигнал поступает на матрицу M_2 . На нее же поступает $КСС$, низкочастотная часть которого представляет собой суммарный сигнал. В результате суммарно-разностного преобразования получаются сигналы A и B , которые после фильтров нижних частот (для отделения надтональной части) поступают на звуковой тракт приемника.

На структурной схеме изображен вариант с суммарно-разностным методом кодирования и декодирования $КСС$. Однако, в принципе, возможно применение любого из методов, рассмотренных в § 5.4 и 6.6.

В системе с пилот-тоном очень важно при восстановлении поднесущей получить нужную ее фазу. При неточном фазировании поднесущей вместо АМ колебания получается АЧМ колебание, а после детектирования образуются переходные и нелинейные искажения. Так, можно показать, что при ошибке по фазе поднесущей на φ переходное затухание оказывается равным $\beta = 20 \lg(\text{ctg} \frac{\varphi}{2})$

При $\varphi = 20^\circ$ переходное затухание падает до 30 дБ . Еще более точной должна быть фаза пилот-тона, так как при удвоении его частоты ошибка по фазе также удваивается. Например, при сдвиге фазы пилот-тона на 45° поднесущая сдвигается на 90° . При этом $\beta = 0$, т. е. передача становится монофонической.

Особенностью системы с пилот-тоном является также опасность появления искажений из-за попадания в область частот пилот-тона гармоник звукового

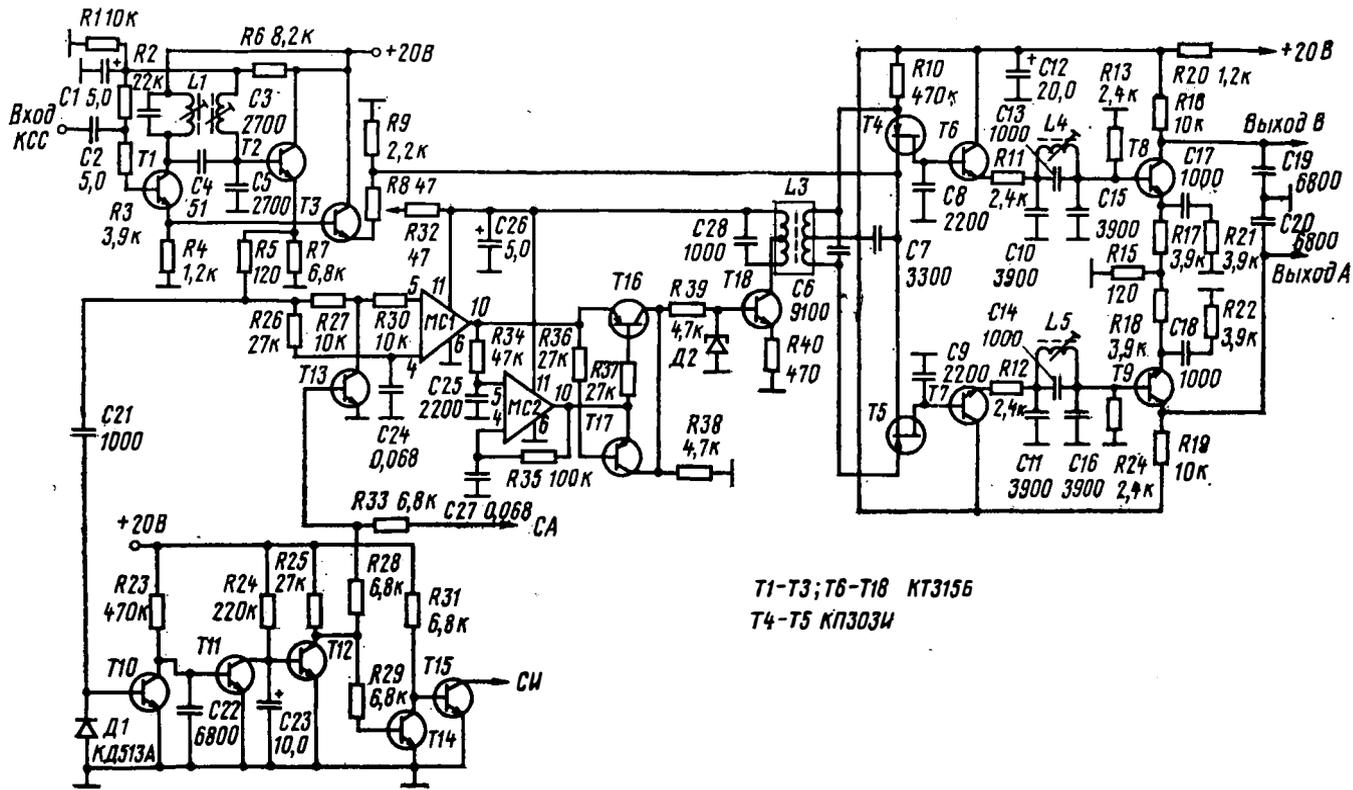


Рис. 8.3. Стереодекодер СД-АЭ-2 по системе с пилот-тоном

сигнала $A+B$. Так, вторая гармоника частоты 9,5 кГц или третья гармоника 6,33 кГц оказывается равной 19 кГц и, когда она значительна, происходит «сбой синхронизации», создающий искажения. В советской системе стереофонического вещания пилот-тон отсутствует, а поднесущая 31,25 кГц лежит настолько далеко от спектра звуковых частот, что влияние гармоник этих частот незаметно.

Передача по системе с пилот-тоном занимает большую (примерно на 15%) полосу частот в эфире. Это связано с более широким спектром модулирующих частот (верхняя частота 53 кГц, в советской системе 46,25 кГц). По этой же причине система с пилот-тоном характеризуется несколько худшими защитными отношениями. По качеству воспроизведения программ и по отношению сигнал/шум обе системы примерно одинаковы.

К преимуществу системы с пилот-тоном следует отнести то, что в этой системе восстановление поднесущей происходит в отдельном тракте, через который не проходит КСС. Это облегчает реализацию стереодекодеров с переключением и с перемножением сигналов. Однако с появлением интегральных операционных усилителей эта задача просто решается и в системе с полярной модуляцией, как было показано в § 6.6.

На рис. 8.3 показана принципиальная схема переключающего стереодекодера по системе с пилот-тоном. Правая часть схемы (от $R39$ и далее) практически полностью повторяет описанный в гл. 4 стереодекодер по советской системе стереовещания. Левая часть схемы представляет собой устройство для выделения пилот-тона 19 кГц (контур $L1, C3$, транзисторы $T1$ и $T2$), усилитель и удвоитель частоты пилот-тона (интегральные схемы $MC1$ и $MC2$, транзисторы $T16$ и $T17$) и систему индикации и автоматки (транзисторы $T10-T11$).

Основной КСС подается на схему переключения через эмиттерные повторители $T1$ и $T3$. Выделенный пилот-тон подается на схему индикации и автоматки через конденсатор $C21$. Ручное и автоматическое управление режимами «Моно» и «Сtereo» производится путем подачи управляющего напряжения на базу транзистора $T13$.

Иногда возникает задача переделки стереоприемника по системе с пилот-тоном на прием передач по системе с полярной модуляцией. Как правило, такие приемники рассчитаны на УКВ диапазон 88—104 (или 88—108) МГц. Поэтому прежде всего в них должен быть заменен или перестроен на диапазон 66—73 МГц блок УКВ. Перестройка блока УКВ обычно несложна и заключается в перестройке контуров гетеродина и тракта высокой частоты и сопряжении их настроек в соответствии с новым диапазоном частот. Полоса пропускания тракта ПЧ приемников по системе с пилот-тоном более широкая (на 15—20%), чем это требуется для системы с полярной модуляцией. Это не играет существенной роли, поэтому тракт ПЧ с частотным детектором может быть оставлен в прежнем виде.

Основная сложность переделки приемника — в стереодекодере. Стереодекодеры по системе с пилот-тоном обычно выполняются по схеме с переключением. Сам переключатель и следующая за ним цепь звуковых частот могут быть использованы без существенных изменений для системы с полярной модуляцией. Однако практика показывает, что обычно проще заменить стереодекодер целиком, чем переделывать его с одной системы на другую. Естественно, что после всех переделок и замен элементов приемник следует проверить и отрегулировать на прием передач в диапазоне 66—73 МГц и на максимальное разделение каналов при стереоприеме.

8.2. Стереофоническое сопровождение телевизионных передач

Широкое распространение стереофонического воспроизведения звука как в виде грамофонных и магнитофонных записей, так и с помощью УКВ радиовещания привело к тому, что некоторая часть слушателей привыкла воспринимать монофоническое звучание как неполноценное. Так как телевизионные программы содержат большой процент музыкальных и музыкально-драматических передач, естественно желание телезрителей услышать их также в стереофоническом звучании. Экспертизы показали, что среди тренированных экспертов

стереофоническое сопровождение телевидения предпочитают свыше 75%. Причинами такого предпочтения они считают как более высокое общее качество звучания при стереозвуке, так и появление логической связи зрительных и слуховых ощущений у телезрителей.

Простейшим вариантом осуществления стереофонического сопровождения телевидения является одновременная передача звука по сетям телевидения и УКВ радиовещания. В этом случае телезрители, имеющие стереофонический радиоприемник, могут расставить его акустические системы слева и справа от телевизора и слушать передачу в стереоварианте. Слушатель выигрывает при этом дважды: во-первых, качество звучания акустических систем стереоприемника существенно выше, чем громкоговорителя телевизора и, во-вторых, звучание становится стереофоническим. Осуществление таких передач не вызывает заметных технических трудностей. Нужно лишь установить в зале, откуда идет телепередача (театр, концертный зал, студия) стереофонические микрофоны и подать их сигналы через промежуточные звенья на УКВ передатчик. Такая передача была, например, проведена в Ленинграде в 1974 г. Однако для массового использования стереозвука в телевидении необходимо ввести в действие систему, позволяющую передать два стереосигнала непосредственно через передатчик звукового сопровождения телевидения. Поскольку стандарт передачи звукового сопровождения телевизионных передач практически не отличается от стандарта УКВ радиовещания (частотная модуляция, та же девиация частоты и т. д.), то, в принципе, возможно использование для этой цели системы, уже принятой для УКВ вещания.

Однако при этом возникают некоторые трудности. Они связаны с тем, что видеосигнал и КСС передаются в одной и той же полосе частот модуляции, а их разделение в звуковом и видеотракте телевизора, как правило, недостаточно. Наличие такой связи между трактами звука и изображения сказывается прежде всего в появлении сильных интерференционных свистов в канале звука, являющихся результатом биений между поднесущей (пилот-тоном) и ее гармониками, имеющимися в КСС и частотой строчной развертки и ее гармониками, имеющимися в видеосигнале. Поэтому применение системы с пилот-тоном в телевидении невозможно, так как при частоте развертки 15,625 кГц возникают биения с пилот-тоном ($19 - 15,625 = 3,375$ кГц) и с восстановленной поднесущей частотой ($38 - 2 \times 15,625 = 6,75$ кГц). Система стереофонического вещания в СССР свободна от такого недостатка, так как частота поднесущей равна 31,25 кГц, т. е. точно соответствует второй гармонике частоты строчной развертки. Если обе частоты синхронизированы, они создают нулевые биения, а гармоники образуют частоты биений, кратные частоте 15,625 кГц, которые лежат в области малой чувствительности человеческого уха и не будут восприняты слушателями. Эти частоты (частота строк и ее гармоники) и сейчас проникают на звуковой выход телевизоров, но не мешают телезрителям.

Остается вторая проблема, заключающаяся в том, что спектр телевизионного сигнала содержит не только частоту развертки строк и ее гармоники, но и продукты паразитной модуляции этих частот частотой кадров и ее высшими гармониками, а также в нижней части спектра саму частоту кадров и ее гармоники, как показано на рис. 8.4. В обычных телевизорах надтональные ме-

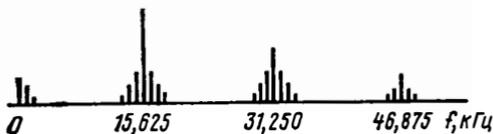


Рис. 8.4. Часть спектра телевизионного сигнала

шающие частоты не слышны, а помехи в звуковой части спектра удается снизить до допустимого предела путем снижения усиления звукового тракта в области самых нижних частот. При стереофоническом приеме спектр КСС простирается в область надтональных частот. Поэтому при детектировании вместе с полезным сигналом выделяются и паразитные частоты. Кроме того, стереофо-

нический прием предполагает общее высокое качество звучания, поэтому среза-ние нижних звуковых частот весьма нежелательно.

Для решения этой проблемы необходимо внести в схемы обычных телеви-зионных приемников ряд изменений и дополнений для изоляции трактов изобра-жений и звука и обеспечения высокой линейности высококачественного тракта, об-щего для сигналов изображения и звука. Образцы таких телевизоров уже соз-даны. В 1974 г. в Ленинграде состоялась первая опытная передача телевидения со стереофоническим звуковым сопровождением по системе с полярной модуля-цией, аналогичной применяемой в радиовещании.

За рубежом, в странах, где для стереофонического радиовещания использу-ется система с пилот-тоном, приходится разрабатывать для стереофонического телевидения специальную систему. Так, например, в Японии ведутся опытные передачи по системе, использующей поднесущую частоту 31,5 кГц (двойная ча-стота строчной развертки по японскому стандарту). В этой системе сигнал $A+B$ передается обычным путем — частотной модуляцией несущей передатчика с максимальной девиацией ± 25 кГц. Этим достигается совместимость с приемом на монофонические телевизоры. Поднесущая модулируется сигналом $A-B$ с максимальной девиацией ± 10 кГц. Сама поднесущая модулирует несущую пере-датчика с девиацией ± 20 кГц. Полоса модулирующих частот 50—12 000 кГц. Для улучшения помехоустойчивости применяется компрессирование сигнала $A-B$ на стороне передачи с соответствующим экспандером на стороне приема. В этой системе предусмотрена также возможность передачи звукового сопро-вождения одновременно на двух языках. В этом случае один язык передается вместо сигнала $A+B$, а другой — вместо сигнала $A-B$.

Маловероятно, что японская система получит широкое распространение для стереофонического телевидения, так как при ЧМ поднесущей и при использо-вании компрессора-экспандера трудно получить устойчивое разделение стереоканал-ов, а приемник получается сложным. Это было уже отмечено в 60-х г., когда подобная система предлагалась для стереофонического радиовещания.

Принципиально отлична от японской системы система, предложенная в ФРГ. Здесь для передачи второго звукового канала используется отдельная не-сущая частота, расположенная выше основной несущей на $33/2$ частоты строч-ной развертки, т. е. на 257,8125 кГц. Кратность частот позволяет избежать пом-ех изображению и звуковому каналу. Первая, основная несущая модулируется сигналом $A+B$, что обеспечивает совместимость. Вторая несущая модулируется сигналом $A-B$. В этой системе также предусматривается возможность переда-чи звукового сопровождения одновременно на двух языках. В этом случае ча-стота второй несущей изменяется так, что разность частот несущих становится равной $31/2$ частоты развертки строк. Такое изменение частоты позволяет осу-ществить индикацию вида режима работы (стерео — двуязычный). Недостат-ком этой системы, очевидно, является необходимость иметь два передатчика звука и два тракта приема. Несмотря на это предполагается к 1982 г. широко внедрить эту систему в ФРГ.

Следует заметить, что широкому внедрению стереофонического сопровож-дения телевидения в настоящее время мешает в основном неподготовленность к этому студийной техники. Для стереофонического телевидения необходимо иметь видеомагнитофоны с двумя равноценными звуковыми дорожками, допол-нительные линии связи и решить ряд вопросов художественного плана, связан-ных со звукозаписью и передачей стереофонических телевизионных программ. Тем не менее работы в этой области продолжают и можно надеяться, что стереозвук в телевидении станет таким же обычным явлением, каким он стал сегодня в радиовещании.

Возможны различные варианты конструктивного выполнения стереофонич-еских телевизоров. Наиболее распространенным, по-видимому, будет вариант с разнесенными акустическими системами. В моделях с небольшим размером экрана возможны варианты со встроенными системами или со встроенным низ-кочастотным громкоговорителем, воспроизводящим сумму стереосигналов $A+B$, и разнесенными средне- и высокочастотными малогабаритными системами. Кро-ме того, учитывая широкое распространение стереофонической аппаратуры, не-исключен выпуск телевизоров со встроенной монофонической акустической си-стемой, но имеющих разъемы для подключения внешней стереосистемы.

8.3. Стереофоническое вещание по сетям проводного вещания

В нашей стране широкое развитие получило проводное вещание. Использование сетей проводного вещания для стереофонической передачи звука могло бы существенно расширить область распространения стереозвучания. Естественно стремление использовать для этой цели трехпрограммное проводное вещание (ТПВ), учитывая его достаточно широкое распространение (более 200 городов) и возможность передачи программы по трем независимым звуковым каналам.

Система ТПВ работает с использованием двух поднесущих частот 78 и 120 кГц, на которых передаются вторая и третья программы. (рис. 8.5). Первая,

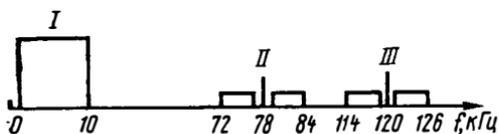


Рис. 8.5. Спектр частот системы ТПВ

основная программа передается обычным путем в области тональных частот и принимается на обычные абонентские громкоговорители. Для передачи второй и третьей программ применяется амплитудная модуляция соответствующих поднесущих. Для снижения уровня переходных помех между каналами используется так называемый метод «АМ с регулируемой несущей». При данном методе, в отличие от обычной АМ, когда средний уровень несущей постоянен, этот уровень зависит от уровня амплитуды модулирующего сигнала. При больших амплитудах уровень несущей велик, а в паузах сигнала стремится к нулю. Это позволяет придать колебаниям 2-го и 3-го каналов свойства более совершенной системы с подавлением несущей (балансная АМ), но избежать трудностей, связанных в этой системе с восстановлением подавленной несущей на приемном конце.

Организация стереофонического вещания по сетям ТПВ — сложная проблема. Основная трудность заключается в обеспечении совместимости с моноприемом. Первая программа является основной. Она принимается не только владельцами трехпрограммных, но и обычных абонентских громкоговорителей. Качество приема по этой программе при введении стереовещания ни в коем случае не должно страдать. Следовательно, передача стереофонических сигналов должна вестись по второй и третьей программам или должна быть применена суммарно-разностная система, в которой по первой программе передается сигнал $A+B$, а по второй или третьей — сигнал $A-B$. Но в этом случае по одной из программ (второй или третьей) передается неполноценный сигнал и совместимость в этом канале отсутствует. Передача сигнала $A+B$ по второй (или третьей) программе и $A-B$ по третьей (или второй) программе ведет к тем же результатам. Дополнительной трудностью при этом является обеспечение идентичных АЧХ и ФЧХ в используемых каналах в условиях их переменной нагрузки. Как и в любой суммарно-разностной системе, степень этой идентичности определяет переходное затухание между стереоканалами, т. е. требования к балансу АЧХ и ФЧХ весьма жесткие. По-видимому, окончательного решения для стереофонического вещания по сетям ТПВ следует ожидать в виде системы, использующей только один (второй или третий) канал. При этом может быть применена смешанная модуляция (АМ—ЧМ или АМ—ФМ) или квадратурная модуляция несущей частоты. Такая система при выполнении определенных условий может обеспечить совместимость стерео и моноприема, а также хорошее качество стереофонического вещания. Пока до окончательного решения вопроса Рижская трансляционная сеть пошла по пути псевдостереофонического вещания. В применяемой ею системе используются первая и вторая программы. По каждому из каналов передаются оба стереосигнала A и B , но один из сигналов (в первом канале B , во втором — A) передается с некоторой задержкой по времени (10 мс). Владельцы обычных абонентских громкоговорителей слышат сумму сигналов $A+B$. Владельцы трехпрограммных громкоговорителей могут принимать все три про-

граммы. Для стереоприема нужно иметь два громкоговорителя, например, обычный и трехпрограммный. Стереозффект образуется благодаря известному в акустике эффекту предварения или, иначе, эффекту Хааса. Этот эффект заключается в том, что при двух разнесенных источниках звука, начинающих действовать не одновременно, звук кажется исходящим из источника, включаемого первым. Поэтому слушатели в одном из каналов услышат сигнал A , а в другом — B . Однако пределы, в которых действует эффект предварения, недостаточны для поддержания хорошего разделения каналов в течение всей передачи. Если задержанный по времени сигнал, например B , превышает по интенсивности незадержанный A более чем на 10 дБ, то эффект предварения перестает действовать и стереозффект исчезает или искажается.

Дополнительным недостатком такой системы является ее неполная совместимость с моноприемом. Благодаря интерференции задержанного сигнала с незадержанным могут образоваться многочисленные узкие выбросы и провалы на АЧХ, искажающие моноприем. Несмотря на эти недостатки, система псевдостереофонического вещания по сети проводного вещания успешно эксплуатируется в Риге, хотя и проигрывает по качеству в сравнении с «истинной» стереофонией.

8.4. Стереофоническое радиовещание в диапазонах с амплитудной модуляцией

На первом этапе освоения стереофонического радиовещания рассматривалась возможность введения его как в УКВ диапазон, так и в диапазоны, использующие амплитудную модуляцию, т. е. в диапазоны ДВ, СВ и КВ. Впоследствии, однако, было решено, что стереофоническое звучание как высококачественное имеет смысл только в УКВ диапазоне, обеспечивающем широкую полосу воспроизводимых частот и низкий уровень помех.

Широкое распространение стереофонического радиовещания заставило в последние годы вновь вернуться к вопросу о стереофоническом радиовещании в диапазонах с АМ, в основном в диапазоне СВ. Дело в том, что диапазоны с АМ имеют в этом смысле свои преимущества, из которых основным является большой радиус действия. В диапазонах с АМ, например, легче охватить стереовещанием широкую сеть автомобильных приемников. В этих диапазонах отсутствуют нелинейные искажения из-за многолучевого распространения, характерные для ЧМ приема. Эти преимущества в ряде случаев могут перевесить основной недостаток стереофонического АМ радиовещания — более низкое качество звучания.

Основные требования к системе АМ стереовещания заключаются в совместности с моноприемом и сохранении полосы передачи радиостанции. Последнее требование особенно важно в диапазонах с АМ, где существует наибольшая теснота в эфире, а расстояние между частотами соседних радиостанций может составлять всего лишь 9 кГц, а в диапазоне КВ даже 5 кГц.

Предложенные для АМ стереовещания системы можно свести к трем основным вариантам: использование двойной модуляции (АМ и ЧМ или АМ и ФМ); передача каждого канала в своей боковой полосе модуляции; применение квадратурной модуляции.

Системы с двойной модуляцией строятся по следующему принципу. Сумма стереосигналов $A+B$ модулирует несущую по амплитуде, что, в принципе, обеспечивает совместимость с моноприемом. Разность стереосигналов $A-B$ модулирует ту же несущую по частоте или по фазе. В стереофоническом приемнике раздельно детектируются АМ и ЧМ (ФМ). Затем путем суммарно-разностных преобразований выделяются сигналы A и B .

Несмотря на принципиальную простоту осуществление таких систем достаточно сложно. Так, для получения совместности моноприемники, имеющиеся в большом количестве у радиослушателей, должны быть нечувствительными к ЧМ. В то же время, они имеют, как правило, колоколообразную резонансную кривую, которая неизбежно преобразует изменения частоты в изменения амплитуды (рис. 8.6). Как видно из рисунка, переход ЧМ в АМ сопровождается удвоением частоты, т. е. ведет к появлению нелинейных искажений стереопередачи при моноприеме. В специальных стереофонических приемниках эффект перехода ЧМ в АМ (и АМ в ЧМ) может быть уменьшен до необходимых пре-

делов. Однако здесь возникает другая трудность: в широком диапазоне изменения входных сигналов приемника должно сохраняться равенство сквозного коэффициента передачи для АМ и ЧМ трактов. В противном случае при суммарно-разностных преобразованиях разделения каналов A и B не произойдет.

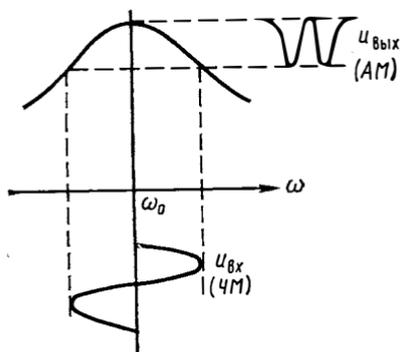


Рис. 8.6. Переход ЧМ в АМ из-за колоколообразной формы резонансной кривой

Современная техника позволяет выполнить это требование, но сложность и стоимость стереоприемника при этом заметно возрастают.

Характерным примером системы с двойной модуляцией является система АМ—ФМ, предложенная фирмой «Magnavox». В этой системе несущая модулируется сигналом $A+B$ по амплитуде и сигналом $A-B$ по фазе с максимальной девиацией фазы ± 1 рад. Для сигнализации о стереопередаче и автоматического переключения приемника в стереорежим и обратно передается пилот-тон на частоте 5 Гц с девиацией фазы ± 4 рад, что соответствует девиации частоты ± 20 Гц. К обычному АМ передатчику при этом следует добавить стереомодулятор, содержащий суммирующе-вычитающую матрицу, а также генератор пилот-тона и фазовый модулятор. В АМ приемник

вводятся новые элементы: ограничитель амплитуды, фазовый детектор, детектор пилот-тона, декодирующая матрица и цепи переключения и индикации. При стереовещании по данной системе полоса, занимаемая передачей в эфире, почти не расширяется, так как индекс угловой модуляции мал.

От системы «Magnavox» мало отличается система «RCA», использующая АМ—ЧМ колебания.

Система с разделением каналов по полосам модуляции использует комбинацию двух однополосных систем, как показано на рис. 8.7. При гармонических входных сигналах

$$u_A = U_A \cos \Omega_A t \text{ и } u_B = U_B \cos \Omega_B t$$

на выходе передатчика получим колебание

$$u = U_m \left[\cos \omega t + \frac{m_A}{2} \cos (\omega - \Omega_A) t + \frac{m_B}{2} \cos (\omega + \Omega_B) t \right], \quad (8.1)$$

где m_A и m_B — коэффициенты АМ в каналах.



Рис. 8.7. Спектр системы с разделением полос модуляции

В приемнике боковые полосы могут быть разделены и продетектированы для выделения сигналов A и B . По утверждению авторов этой системы стереопередачу можно принимать на два обычных приемника АМ колебаний, один из которых несколько расстроен относительно несущей вниз, а другой — вверх. Система не требует расширения спектра передачи по сравнению с обычным АМ стереовещанием. Однако передача с разделением каналов по полосам модуляции не может считаться совместимой с моноприемом. Действительно, уравнение (8.1) можно представить в виде

$$u = U \cos (\omega t + \psi),$$

где огибающая равна

$$U = U_m \sqrt{\left(1 + \frac{m_A^2 + m_B^2}{4}\right) + m_A \cos \Omega_A t + m_B \cos \Omega_B t + \rightarrow}$$

$$\rightarrow \frac{m_A + m_B}{2} \cos(\Omega_A + \Omega_B) t.$$

При гармонических сигналах огибающая оказывается негармонической. Это значит, что при детектировании обычным приемником появятся нелинейные искажения. Так, при сигнале в одном канале ($m_B = 0$)

$$U = U_m \sqrt{\left(1 + \frac{m_A^2}{4}\right) + m_A \cos \Omega_A t} \approx 1 + \frac{m_A}{2} \cos \Omega_A t - \frac{m_A^2}{16} \cos 2 \Omega_A t,$$

что дает коэффициент гармоник $k_r = m_A/8$, при $m_A = 0,5$ $k_r = 6\%$.

Предлагаются различные методы устранения несовместимости с моноприемом, но они приводят к искажениям при стереоприеме.

Система с квадратурной модуляцией использует сумму двух АМ колебаний, в которых несущие сдвинуты на $\pi/2$, например:

$$u_A = U_m (1 + m_A \cos \Omega_A t) \sin \omega t; u_B = U_m (1 + m_B \cos \Omega_B t) \cos \omega t.$$

На приемном конце сигналы A и B нетрудно разделить с помощью умножения на $\sin \omega t$ и $\cos \omega t$. Система не требует расширения полосы передачи, и хотя не дает полной совместимости, но искажений имеет меньше, чем предыдущая система. Действительно, представляя $u = u_A + u_B$ в виде $u = U \cos(\omega t + \psi)$, получаем

$$U = U_m \sqrt{(1 + m_A \cos \Omega_A t)^2 + (1 + m_B \cos \Omega_B t)^2}. \quad (8.2)$$

Как видно из этой формулы, при сигнале в одном канале

$$U = U_m (1 + m_A \cos \Omega_A t),$$

т. е. искажения не возникают. Нет нелинейных искажений и при $A = B$, хотя динамика сигнала при этом нарушается, так как сигнал возрастает не в 2 раза, а в $\sqrt{2}$ раз. Если сигналы не равны, то появляются нелинейные искажения.

Фирма «Motorola» в своей системе QUAM сделала попытку избежать искажений при моноприеме стереопередачи с квадратурной модуляцией. При этом она пришла фактически к системе АМ—ФМ, но с дополнительными искажениями при стереоприеме.

9

КВАДРАФОНИЧЕСКОЕ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ ЗВУКА

9.1. Классификация квадрафонических систем

Обычное двухканальное стереовоспроизведение все же, как показывают исследования последних лет, обладает рядом недостатков: малой областью уверенной локализации КИЗ, ограниченной линией базы громкоговорителей и частично в глубину от нее; недостаточной иллюзией «эффекта присутствия», т. е. переноса слушателя из обычного жилого помещения в концертный зал. При стереовоспроизведении далеко не полностью используются возможности пространственного слуха человека для улучшения раздельности звучания и размещения инструментов оркестра во всей, а не в ограниченной области пространства. Все это снижает эмоциональное воздействие звуковой программы на слушателя, не позволяя в полной мере подчеркнуть конфликтность музыкальных тем, сопоставить их, объединить и т. д.

Все более популярными у любителей музыки становятся квадрафонические системы, в большей степени свободные от перечисленных недостатков. Эти системы предоставляют звукорежиссерам и композиторам поистине неограниченные возможности для создания новых форм музыкальных произведений, тре-

бующих значительного обновления методов их деятельности и самой техники записи.

Получаемые при воспроизведении квадрафонических систем ощущения часто совершенно новы, необычны, непривычны, так как не встречались ранее в естественных условиях при слушании в концертном зале. Тем не менее уже сейчас очевидно, что лучшие квадрафонические системы обладают весьма серьезным преимуществом по сравнению с обычным стереовоспроизведением.

Квадрафонические системы подразделяются на следующие группы:

системы дискретной квадрафонии (4-4-4) имеют четыре отдельных канала для приема, передачи и воспроизведения акустической информации;

квазиквадрафонические системы (4-2-4) подразделяются на стереоамбиофонические и матричные. Они имеют четыре канала приема информации. Путем преобразований создаются два сигнала для передачи по двум линиям связи. На приемном конце с помощью специального устройства происходит обратное преобразование и восстановление четырех сигналов;

псевдоквадрафонические системы (2-2-4) имеют два канала приема акустической информации (две группы микрофонов), два канала связи и четыре канала воспроизведения.

Заметим, что все многоканальные системы, в том числе и квадрафонические, являются стереофоническими, но так сложилось в настоящее время, что под стереофонической системой понимается самая простая из них — двухканальная, а под квадрафонической — четырехканальная.

Из всего многообразия квадрафонических систем в этой главе рассмотрены лишь те, которые получили наибольшее распространение в звуковоспроизведении и грамзаписи.

9.2. Квадрафоническая грамзапись четырехканального сигнала

Наиболее просто осуществить магнитную запись квадрафонических сигналов. Основное различие квадрафонического и бытового стереофонического магнитофонов состоит в наличии не двух, а четырех идентичных по своим параметрам каналов записи и воспроизведения, а также в наличии четырехканальных универсальных и стирающих головок, объединенных соответственно в два блока. Запись, воспроизведение или стирание осуществляются одновременно всеми головками блока. Расположение дорожек при квадрафоническом воспроизведении при использовании стандартной ленты шириной 6,25 мм показано на рис. 9.1. Дорожки полностью занимают всю ширину ленты.

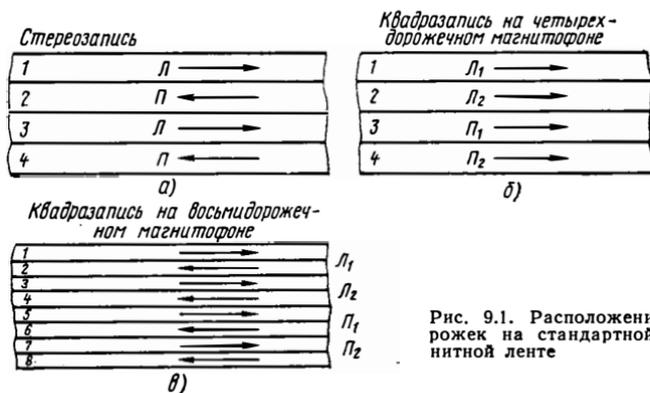


Рис. 9.1. Расположение дорожек на стандартной магнитной ленте

Недостатком квадразаписи на четырехдорожечном магнитофоне является необходимость перемотки ленты после каждого прослушивания и плохая совместимость с обычным двухканальным воспроизведением. Первый недостаток очевиден, а второй следует из сравнения рис. 9.1а и б. При двухканальном

воспроизведении будут слышны или два передних, или два задних сигнала дискретной квадрафонии. Для получения совместимости нужно воспроизводить одновременно в одном канале дорожки 1 и 2, а в другом — дорожки 3 и 4. С этой точки зрения более перспективной считается квадразапись на восьмидорожечном магнитофоне с расположением дорожек, показанным на рис. 9.1в.

В СССР выпускается комплекс «Юпитер-квадр», в состав которого входят квадрафонический магнитофон и четырехканальное УКУ. Намечен также серийный выпуск четырехканальных кассетных магнитофонов, предназначенных для использования в домашних условиях и в автомобиле. Квадрафонические магнитофоны, выпускаемые за рубежом, весьма часто не содержат оконечных усилителей, поскольку их наличие существенно повышает розничную цену.

Среди дискретных квадрафонических систем, предложенных для грамзаписи, наиболее популярной является система CD-4 (патент фирм «JVC-Victor», Япония). Система является совместимой: грампластинки, изготовленные по методу CD-4, можно проигрывать также и с помощью двухканального стереооборудования и одноканального монофонического звукоснимателя, получая при этом полноценное стерео- или монозвучание.

Структурная схема записи четырехканального сигнала по системе CD показана на рис. 9.2. Основные сигналы L_1, P_1, L_2, P_2 поступают на входы блока матрицирования, где они подвергаются суммарно-разностным преобразованиям.

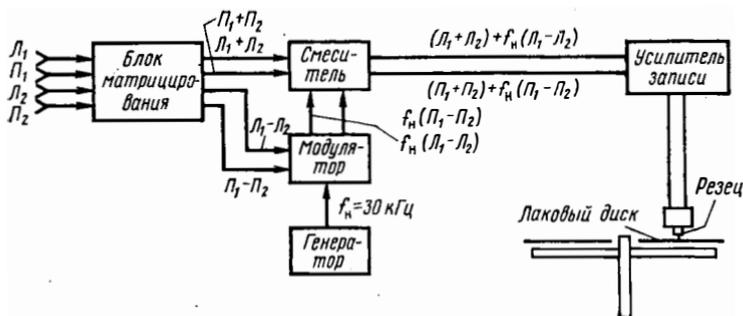


Рис. 9.2. Структурная схема устройства записи квадрафонического сигнала по системе CD-4

На выходах блока образуются суммарные (L_1+L_2 и P_1+P_2) и разностные (L_1-L_2 и P_1-P_2) сигналы левых и правых передних и задних каналов. Разностные сигналы левых L_1-L_2 и правых P_1-P_2 каналов подаются на модулятор, где они модулируют по частоте несущую 30 кГц. Сигналы с выхода модулятора и суммарные сигналы L_1+L_2 и P_1+P_2 поступают на смеситель, на каждом из двух выходов которого образуются сигналы, спектры которых приведены на рис. 9.3. После усиления оба этих сигнала поступают на рекордер и за-

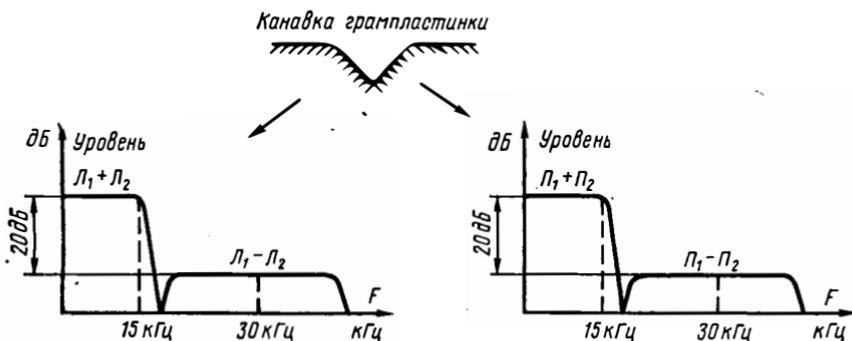


Рис. 9.3. Спектр записанных на пластинку сигналов по системе CD-4

писываются с помощью реза по обычной стереофонической системе $45^\circ/45^\circ$ на лаковый диск.

Таким образом, система CD-4 отличается от обычной стереофонической добавлением еще двух каналов в области частот 20—45 кГц (см. рис. 9.3). Суммарные сигналы при записи имеют спектр 20—15 000 Гц. На левой стороне канавки записываются суммарный сигнал L_1+L_2 и несущая 30 кГц, частотно-модулированная разностным сигналом L_1-L_2 , на правой — суммарный и разностный сигналы правых каналов. Заметим, что образованный на левой и правой сторонах канавки рельеф, соответствующий частоте 30 кГц, промодулированный сигналом L_1-L_2 или P_1-P_2 , более тонкий и мелкий, чем рельеф на двухканальной грампластинке. Кроме того, этот вспомогательный сигнал записывается с уровнем на 20 дБ ниже, чем сигнал суммарной информации L_1+L_2 и P_1+P_2 .

Если грампластинку, выполненную по системе CD-4, проигрывать и воспроизводить с помощью обычной стереосистемы, то левый громкоговоритель будет излучать сигнал L_1+L_2 , а правый — P_1+P_2 . При монофонии будет воспроизводиться сигнал $L_1+L_2+P_1+P_2$.

Основная трудность реализации системы CD-4 — создание широкополосных звукоснимателей, способных воспроизводить частоты до 45—50 кГц. Эта трудность преодолена фирмой JVC. Созданный ею для этих целей звукосниматель имеет специальную по форме иглу, получившую название иглы Шибата. Радиус закругления острия этой иглы составляет 8 мкм, в то время как это значение для алмазных эллиптических иголок составляет 10—15 мкм. У иглы Шибата закруглен только конец, боковые же поверхности отшлифованы, поэтому в сечении такая игла образует шестигранник, а не круг как у иголок обычных стереозвукоснимателей. По мнению разработчиков, такая конструкция иглы Шибата позволяет наилучшим образом огнать микрорельеф записи, что позволяет воспроизводить частоты вплоть до 50 кГц. При проигрывании давление на иглу не превышает 0,01—0,015 Н.

Владельцы высококачественного стереооборудования могут использовать при воспроизведении квадрафонических пластинок свои проигрыватели, добавив декодирующее устройство системы CD-4, а также усилители и громкоговорители для сигналов задних каналов.

Структурная схема устройства для воспроизведения по системе CD-4 показана на рис. 9.4. Сигналы с выхода двухканального звукоснимателя поступают

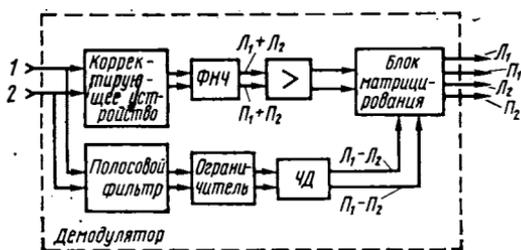


Рис. 9.4. Структурная схема устройства для воспроизведения сигналов по системе CD-4

на демодулятор. Демодулятор содержит корректирующее устройство КУ, ФНЧ ($F_{ср} \approx 15\,000$ Гц), необходимый для выделения суммарных левого L_1+L_2 и правого P_1+P_2 сигналов; с помощью полосового фильтра, ограничителя и частотного детектора осуществляется выделение разностных сигналов L_1-L_2 и P_1-P_2 . Восстановление исходных сигналов L_1 , L_2 , P_1 и P_2 происходит в результате суммарно-разностных преобразований в блоке матрицирования. Полученные таким образом сигналы в идеале тождественны исходным, они усиливаются четырехканальным УНЧ и далее воспроизводятся соответствующими громкоговорителями.

По данным фирм «JVC-Victor» квадрафоническая грампластинка по системе CD-4 обеспечивает значения переходных затуханий: между передними каналами не ниже 30 дБ, между передними и задними каналами не ниже 20 дБ, что вполне достаточно для практических целей.

Заметим, что звукосниматели, применяемые для квадрафонического звуковоспроизведения более чувствительны, чем обычные стереофонические, к различного рода паразитным механическим колебаниям, которые должны быть сведены до минимума. Внедрение в грамзапись системы CD-4 наталкивается на значительные технологические трудности, поэтому в большинстве стран все большее предпочтение получают матричные квадрафонические системы.

9.3. Матричная квадрафония. Принцип построения квадрафонических матриц и схем логики

Наиболее общая структурная схема матричной квадрафонической системы приведена на рис. 9.5. Сигналы от источников программ 1, 2, ..., n (микрофонов, многоканального магнитофона, ревербератора и т. п.) поступают на кодирующее устройство КУ, с помощью которого они преобразуются в два

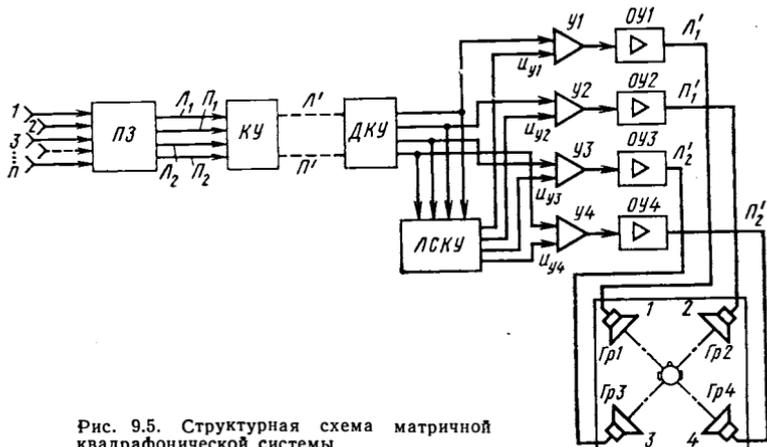


Рис. 9.5. Структурная схема матричной квадрафонической системы

комплексных сигнала L' и P' . Очевидно, что требование совместности должно быть выполнено уже в процессе кодирования, ибо слушатели, имеющие монофонические и стереофонические звукоспроизводящие системы, не захотят добавлять к ним какие-либо приставки для получения полноценного моно- и стереозвучания при воспроизведении сигналов $L'+P'$ или L', P' .

При воспроизведении на приемной стороне сигналы L' и P' с помощью декодирующего устройства ДКУ преобразуются в четыре сигнала L'_1, P'_1, L'_2, P'_2 , каждый из которых подводится к соответствующему громкоговорителю (рис. 9.5).

Изложенный процесс матрицирования сигналов схематически можно представить следующим образом:

$$\begin{array}{c}
 n \rightarrow 2 \rightarrow 4 \\
 L' + P' \\
 \left[\begin{array}{c} L_1 \\ L_2 \\ \vdots \\ L_n \end{array} \right] \xrightarrow{КУ} \left[\begin{array}{c} L' \\ P' \end{array} \right] \xrightarrow{ДКУ} \left[\begin{array}{c} L'_1 \\ P'_1 \\ L'_2 \\ P'_2 \end{array} \right]
 \end{array}$$

Логическая схема контроля усиления ЛСКУ вырабатывает управляющие сигналы U_{y1}, U_{y2}, U_{y3} и U_{y4} , под действием которых изменяется коэффициент передачи управляемых усилителей У1—У4. Необходимость введения этих элементов является вынужденной мерой и будет пояснена далее.

К числу основных преимуществ систем матричной квадрафонии относятся: наличие двух каналов передачи и весьма малое отличие по предпочтительности этой системы от дискретной квадрафонической (по данным ряда авторов). Эти достоинства создают благоприятные предпосылки для внедрения систем матричной квадрафонии в грамзапись и радиовещание, как позволяющих существенно повысить качество звучания без замены основного передающего и записывающего оборудования.

Недостатком любой матричной системы является отсутствие полной разделимости (независимости) каналов воспроизведения, присущее дискретной квадрафонической системе, являющейся с этой точки зрения как бы эталоном. В матричной квадрафонической системе всегда наряду с полезным сигналом (или их совокупностью), формирующим источник звука в требуемом направлении, существуют и мешающие (вредные) сигналы, которые искажают это истинное направление (либо не позволяют его получить вообще, либо в сильной степени меняют протяженность КИЗ). Например, если мы хотим получить одиночный источник звука в позиции левого переднего громкоговорителя, то наряду с основным сигналом, излучаемым $Гр1$, всегда будут присутствовать мешающие сигналы (достаточно высокого уровня), излучаемые другими громкоговорителями. Наличие мешающих сигналов в системах матричной квадрафонии уменьшает область уверенной локализации КИЗ по сравнению с дискретной системой, имеющей аналогичную расстановку громкоговорителей. Степень влияния на локализацию мешающих сигналов для матричных систем удобно оценивать объективно совокупностью коэффициентов разделимости (для каждого канала воспроизведения), под которой понимается выраженное в децибелах отношение напряжений основного сигнала к каждому из мешающих при условии, что на вход кодирующего устройства воздействует один из четырех основных сигналов (L_1 , P_1 , L_2 или P_2). Правда, этот критерий без субъективной оценки качества локализации КИЗ не является достаточным.

Конечный результат матрирования зависит от: а) требований, предъявляемых разработчиками к потенциальным возможностям системы (например, совместимость со стерео- и моносистемами, отсутствие или наличие предпочтения по передаче информации для той или иной пары каналов и т. п.); б) выбранного способа расстановки громкоговорителей относительно слушателя в помещении прослушивания; в) принципа построения кодирующего и декодирующего устройств. Эти факторы в каждом отдельном случае определяют путь рационального выбора коэффициентов кодирования и декодирования.

Ранее (см. гл. 1) было показано, что основным свойством системы звукопередачи, определяющим ее качество в целом, является возможность воссоздания в помещении прослушивания пространственной информации. Чем большее число направлений прихода звука способно имитировать эта система при слуховом восприятии при наличии достаточно высоких электроакустических показателей, тем выше присущая ей предпочтительность. С этой точки зрения следует все каналы воспроизведения считать равноценными и не отдавать предпочтение какой-либо паре каналов при выборе коэффициентов кодирования и декодирования.

Если допустить, что учитывается именно это условие, то логико-математический анализ уравнений матрирования при стремлении получить наибольшую, но равную по величине разделимости каналов воспроизведения неизбежно приведет к двум наиболее распространенным в настоящее время системам QS (фирма «Sansui» США) и SQ (фирма «Columbia Sansui» США)¹.

Комплексные (L' и P') и воспроизводимые сигналы (L'_1 , P'_1 , L'_2 и P'_2) для системы QS имеют вид

$$L' = L_1 + 0,414 P_1 + j L_2 + j 0,414 P_2; P' = 0,414 L_1 + P_1 - j 0,414 L_2 - j P_2;$$

$$L'_1 = L_1 + 0,707 P_1 + j 0,707 L_2; P'_1 = 0,707 L_1 + P_1 - j 0,707 P_2;$$

$$L'_2 = -j 0,707 L_1 + L_2 + 0,707 P_2; P'_2 = j 0,707 P_1 + 0,707 L_2 + P_2.$$

¹ Более подробно с выбором коэффициентов кодирования и декодирования можно ознакомиться в [11]. Там же рассматриваются также матричные системы, где отдано предпочтение передней паре каналов воспроизведения.

Упрощенная структурная схема всего электрического тракта этой системы (без логики)² приведена на рис. 9.6а, а разделимость каналов в табл. 9.1.

ТАБЛИЦА 9.1

Разделимость каналов в матричных системах SQ и QS

Воздействующий на КУ основной сигнал		Сигналы, воспроизводимые громкоговори- телями			
		L'_1	P'_1	L'_2	P'_2
QS	$L_1=1; P_1=L_2=P_2=0$	1,0	0,707	$j 0,707$	0
	$P_1=1; L_1=L_2=P_2=0$	0,707	1,0	0	$j 0,707$
	$L_2=1; L_1=P_1=P_2=0$	$j 0,707$	0	1,0	0,707
	$P_2=1; L_1=P_1=L_2=0$	0	$-j 0,707$	0,707	1,0
	$L_1=P_1=1; L_2=P_2=0$	1,0	1,0	$-j 0,414$	$j 0,414$
	$L_2=P_2=1; L_1=P_1=0$	$j 0,414$	$-j 0,414$	1,0	1,0
SQ	$L_1=1; P_1=L_2=P_2=0$	1,0	0	$j 0,707$	0,707
	$P_1=1; L_1=L_2=P_2=0$	0	1,0	$-0,707$	$-j 0,707$
	$L_2=1; P_1=L_1=P_2=0$	$-j 0,707$	$-0,707$	1,0	0
	$P_2=1; L_2=P_1=L_1=0$	0,707	$j 0,707$	0	1,0
	$L_1=P_1=1; L_2=P_2=0$	1,0	1,0	$1,0 \angle 135^\circ$	$1,0 \angle -45^\circ$
	$L_2=P_2=1; L_1=P_1=0$	$1,0 \angle -45^\circ$	$1,0 \angle 135^\circ$	1,0	1,0

Для системы SQ аналогичные данные приведены на рис. 9.6б и в табл. 9.1, а комплексные воспроизводимые сигналы имеют вид

$$L' = L'_1 = L_1 - j 0,707 L_2 + 0,707 P_2;$$

$$P' = P'_1 = P_1 - 0,707 L_2 + j 0,707 P_2;$$

$$L'_2 = j 0,707 L' + 0,707 P';$$

$$P'_2 = 0,707 L' - j 0,707 P'.$$

Отметим некоторые особенности систем QS и SQ:

а) обе системы имеют постоянные коэффициенты кодирования и декодирования;

б) в обеих системах при воздействии на вход КУ одного из основных сигналов (L_1, P_1, L_2, P_2) излучают только три громкоговорителя (см. табл. 9.1), при этом уровень мешающих сигналов отличается от основного лишь на 3 дБ;

в) в системе QS мешающие сигналы излучают смежные с основным громкоговорители, а диагональный громкоговоритель не работает, в то время как в системе SQ не работает один из соседних громкоговорителей, благодаря чему достигается бесконечная разделимость левых и правых каналов;

² Назначение схемы логики и необходимость ее введения будут пояснены далее.

г) в системе QS разделимость сигналов передней пары громкоговорителей от задней (и наоборот) для центрального КИЗ составляет 7,65 дБ, а в системе SQ 0 дБ.

Эти особенности определяют различие пространственных свойств обеих систем. Прежде всего при выбранной для них традиционной расстановке громко-

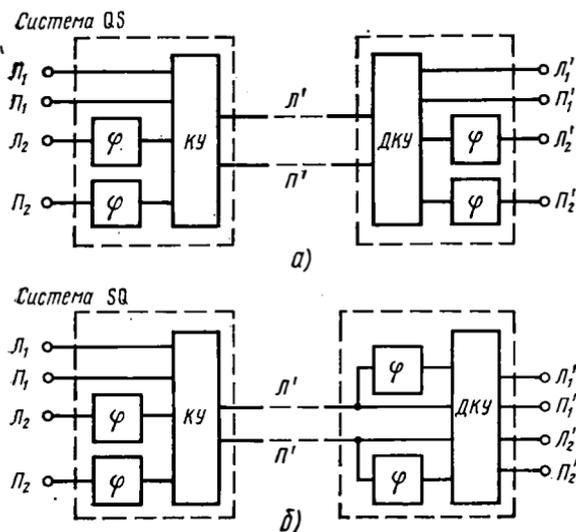


Рис. 9.6. Структурная схема электрического тракта систем QS (а) и SQ (б)

говорителей типа «квадрат» не одинаковы области уверенной локализации КИЗ (рис. 9.7а и б), и в обоих случаях размеры этой области оказываются значительно меньшими, чем для дискретной системы (рис. 9.7в). Значительно ниже, чем в дискретной системе, четкость КИЗ в системах QS и SQ вследствие их большой протяженности. В системе QS наблюдается неуверенная локализация боковых КИЗ и ошутимое сужение протяженности передней и задней кажущихся баз. Это явление сохраняется и при стереовоспроизведении комплексных сигналов L' и Π' , что является существенным недостатком этой системы. В системе же SQ локализация крайних левых и правых (передних и задних) КИЗ уверенная, четкая также в позициях громкоговорителей, однако локализация КИЗ в центрах передней и задней баз невозможна. При стереовоспроизведении сигналов L' и Π' в системе SQ размер кажущейся базы даже возрастает, и по мнению многих звукорежиссеров эта система имеет значительно лучшую совместимость, чем QS. С этой точки зрения предпочтение, несомненно, должно быть отдано системе SQ.

Значительно худшие возможности систем SQ и QS по воссозданию пространственной информации, существенно меньшая область уверенной локализации и размытость большинства КИЗ по сравнению с дискретной системой явились причиной введения логики. Существует значительное число вариантов построения логических схем контроля усиления (ЛСКУ). С помощью ЛСКУ достигается улучшение разделимости каналов, следствием чего является повышение четкости и уверенности локализации источников, расширение границ области уверенной локализации до значений, свойственных дискретной квадрафонической системе (правда, в отдельных частных случаях).

В качестве примера на рис. 9.8 приведена структурная схема декодирующего устройства системы SQ с логикой. Она содержит два канала, один из которых управляет фронтальной локализацией (верхний), второй — тыловой (нижний). Входным сигналом для верхнего канала является суммарный комплексный сигнал $(L' + \Pi')$, а для нижнего — разностный $L' - \Pi'$. Оба канала ЛСКУ идентичны и содержат устройства 1 (2), изменяющие коэффициент передачи

таким образом, чтобы уровень сигнала на входе выпрямителей $B2$ ($B2'$) оставался постоянным (или менялся незначительно) при изменении уровня входного сигнала $L'+\Pi'$ (или $L'-\Pi'$) в широких пределах. После выпрямления сигнал поступает на RC -фильтр $\Phi2$ (или $\Phi2'$) и на устройства управления $УУ1$ (или $УУ2$). Устройства вырабатывают напряжения U_{y1} и U_{y2} , под действием которых происходит изменение коэффициента передачи управляемых усилителей $У1-У4$ каналов воспроизведения (см. рис. 9.5).

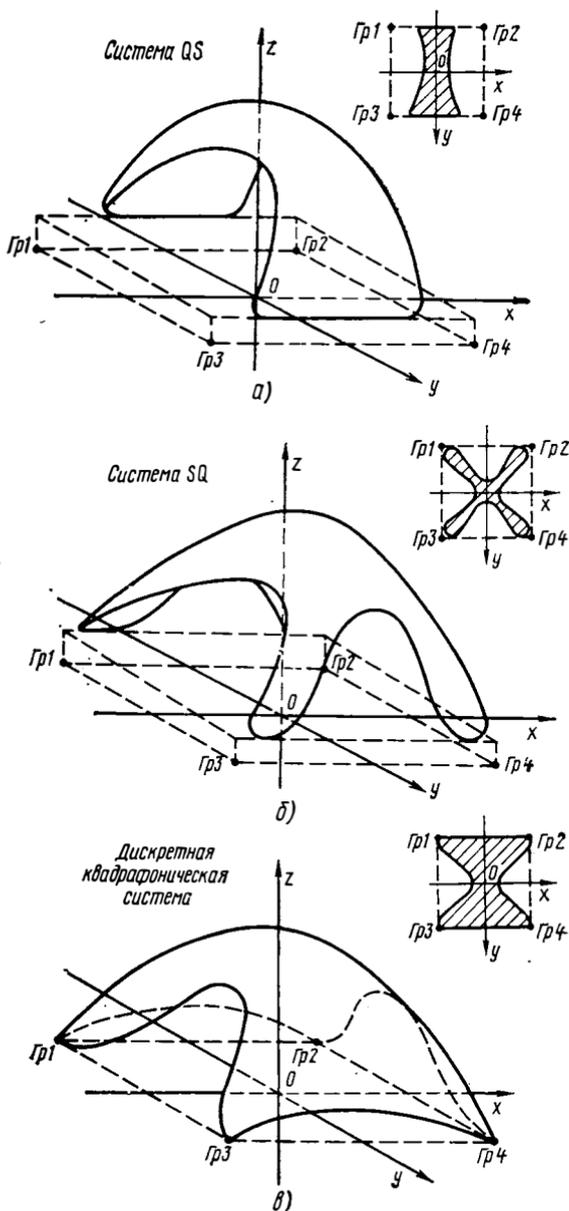


Рис. 9.7. Области уверенной локализации КИЗ: систем QS (а), SQ (б) и дискретной квадратичной системы типа «квадрат» при традиционной расстановке громкоговорителей (в)

Устройство 1 (2) состоит из усилителя У1 (У2) и цепи управления коэффициентом передачи. Цепь содержит двухполупериодный выпрямитель В1 (В'1) и RC-фильтр Ф1 (Ф'1), напряжение U_y с выхода которого воздействует на управляемый attenuator А1 (А2). С увеличением напряжения на выходе усилителя У1 (У2) растет напряжение U_y , что сопровождается уменьшением коэффи-

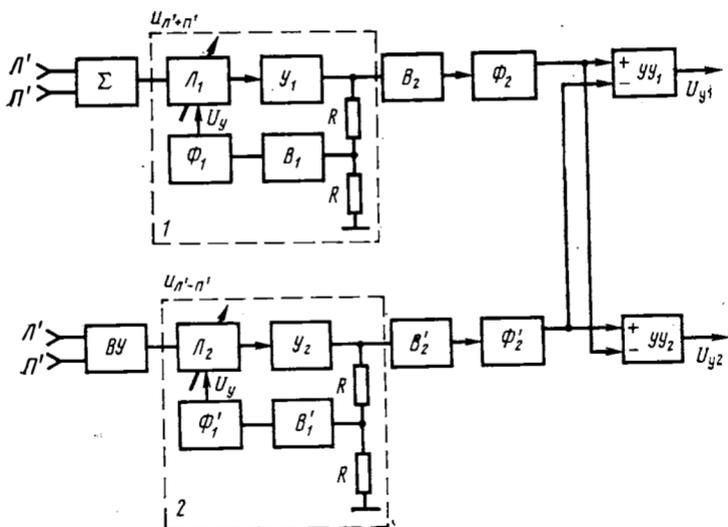


Рис. 9.8. Пример построения логической схемы контроля усилением каналов воспроизведения

циента передачи attenuатора до значения, компенсирующего этот прирост. Управляемый усилитель 1 (2) должен при изменении входного уровня приблизительно 40 дБ обеспечить изменение сигнала на входе выпрямителя В2 (В'2) не более чем на 10 дБ. Иначе говоря, при входных напряжениях от 1 до 100 мВ выходное напряжение, необходимое для нормальной работы выпрямителей и последующих управляющих цепей, должно изменяться от 1 до 3 В.

Поясним действие ЛСКУ на двух частных примерах. Допустим, что на КУ воздействуют два одинаковых по уровню и фазе сигнала Π_1 и Π_1 , а $\Pi_2 = \Pi_2 = 0$. Это условие соответствует формированию центрального переднего КИЗ. При этом комплексные сигналы L' и P' будут одинаковыми по величине и по фазе. Поэтому $L' + P' = \max$, а $L' - P' \approx 0$. Следовательно, в этом случае сигнал поступает только на верхний канал ЛСКУ, и управляющие напряжения U_{y1} и U_{y2} будут повышать усиление фронтальных каналов и уменьшать усиление тыловых, что будет способствовать четкой локализации КИЗ в центре передней пары громкоговорителей. И наоборот, если формируется задний центральный КИЗ ($\Pi_2 = \Pi_2 = 1$, $\Pi_1 = \Pi_1 = 0$), то сигналы L' и P' также равны по уровню, но противофазны. Поэтому $L' - P' = \max$, а $L' + P' = 0$. В этом случае работает уже нижний канал ЛСКУ. При этом управляющее напряжение U_{y2} увеличит коэффициент передачи усилителей У3 и У4 и одновременно ослабит коэффициент передачи фронтальных каналов (У1, У2) до значения, необходимого для уверенной локализации КИЗ в центре базы задних громкоговорителей (ГрЗ, ГрА).

Итак, все управление работой ЛСКУ осуществляется комплексными сигналами L' и P' . При этом (справедливо для системы SQ) если $(L' + P') > (L' - P')$, то преимущественное звучание имеет пара передних каналов, если же $(L' + P') < (L' - P')$, — то тыловых. Подобная схема обеспечивает глубину регулировки коэффициента передачи управляемых усилителей около 15—20 дБ, что вполне достаточно с точки зрения слухового восприятия.

Логическая схема контроля усиления является инерционной системой, поэтому важное значение имеет выбор длительности процессов установления и восстановления. Время установления t_y , в течение которого могут возникнуть крат-

ковременно действующие нелинейные искажения, должно быть малым, около 1—2 мс. Время восстановления t_b должно быть больше, чтобы орган слуха успел зафиксировать местоположение данного КИЗ в пространстве. По-видимому, это значение должно составлять несколько десятков миллисекунд. Выбор t_y и t_b существенно влияет на качество работы системы в целом. Их значения по мнению разных авторов колеблются от единиц миллисекунд до 100—150 мс. Неплохие результаты показал опыт прослушивания электрофонов «Электроника-Д1-011-квардро», где $t_y = t_b \approx 50$ мс.

В более сложных и по мнению разработчиков более совершенных ЛСКУ в качестве входных сигналов используются восстановленные L'_1, P'_1, L'_2, P'_2 .

Первый опыт изготовления и прослушивания квадрафонических записей по системе SQ, накопленный звукорежиссерами ВСГ фирмы «Мелодия», позволяет сформулировать (пока предварительно) преимущества и недостатки, свойственные системе SQ в целом и являющиеся следствием введения логики. Кратко перечислим их:

а) введение логики повышает четкость и уверенность локализации КИЗ, обеспечивая практически область уверенной локализации, не отличающуюся от той, которая свойственна дискретной системе; особенно эффективной работа ЛСКУ оказывается при воздействии на КУ сигналов, формирующих источники звука (при их поочередном предъявлении слушателю) в позициях громкоговорителей, а также в центрах передней и задней баз;

б) тщательное изучение создаваемой панорамы показывает, что она в процессе передачи не остается «статической»; весьма часто при работе логики наблюдается «отброс» инструментов, расположенных спереди, в тыловое направление (на линию задней базы), что кажется неестественным, особенно при исполнении классической музыки. В системе SQ вообще оказывается невозможным произвести запись таким образом, чтобы обеспечить полное отсутствие слышимых звуков на линии задней базы громкоговорителей;

в) работа логики заметна на слух; сопровождается существенными тембральными искажениями, величина которых часто кажется звукорежиссерам недопустимо большой.

Выбранный в системах SQ и QS способ матрицирования, при котором коэффициенты кодирования и декодирования остаются неизменными, и последующее введение логического управления усилением каналов воспроизведения, порождающее ряд новых проблем, по-видимому, не является оптимальным путем решения поставленной задачи.

Изучение локализации КИЗ при разных расположениях громкоговорителей в помещении прослушивания, особенностей формирования КИЗ при одновременной работе двух или более излучателей, исследование используемых принципов кодирования и декодирования, опыт прослушивания уже имеющихся квадрафонических записей показывают иное решение проблемы разработки системы матричной квадрафонии. Прежде всего не оптимальным является выбранный в системах SQ и QS способ расстановки громкоговорителей типа «квадрат» (см. рис. 9.7а). При этом даже в случае дискретной квадрафонии уверенная локализация КИЗ в системе «квадрат» возможна преимущественно спереди и сзади, частично сверху и невозможна в центрах боковых баз (см. рис. 9.7в). Для размещения КИЗ используется незначительная часть возможных направлений азимутальной плоскости. Вторым недостатком этой расстановки громкоговорителей

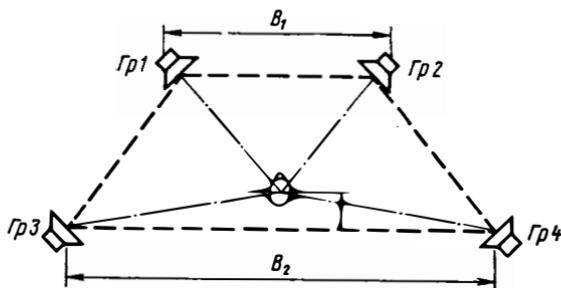


Рис. 9.9. Расстановка громкоговорителей по системе «трапеция»

является непривычная для слушателей близость источников звука, составляющих переднюю и заднюю панорамы. Наиболее интересной и приемлемой для квадрафонии является размещение громкоговорителей по системе «трапеция»¹ при некотором смещении слушателя к линии базы задних громкоговорителей (рис. 9.9). Здесь локализация КИЗ возможна в пределах всей азимутальной плоскости. Источники звука, составляющие переднюю панораму (наиболее заполненную), не

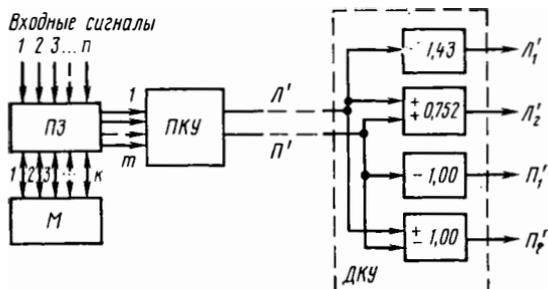


Рис. 9.10. Упрощенная структурная схема отечественной экспериментальной квадрафонической системы АВС: ПЗ — пульт звукорежиссера; М — многоканальный магнитофон; ПКУ — панорамное кодирующее устройство с переменными коэффициентами; ДКУ — декодирующее устройство

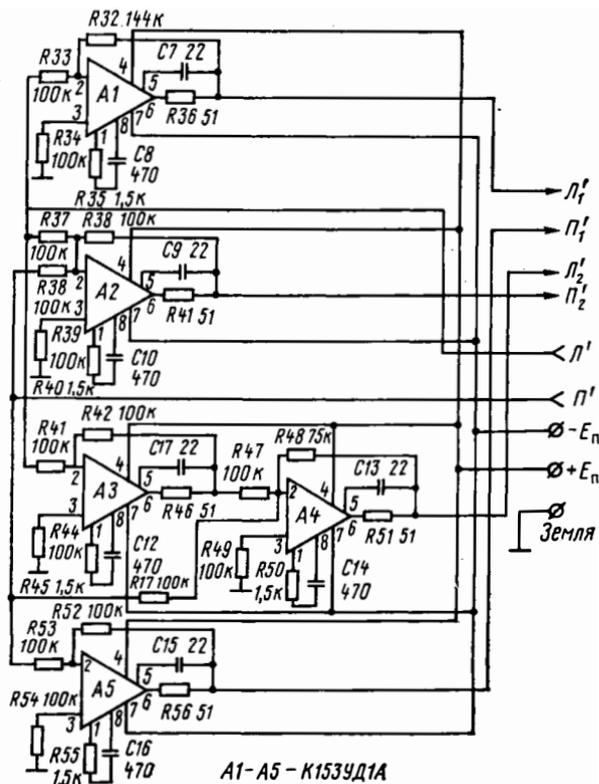


Рис. 9.11. Схема декодера матричной квадрафонической системы АВС

¹ Здесь не упоминается о расстановке громкоговорителей типа «ромб», как не получившей широкого распространения. Возможности этой акустической системы изложены в [1].

воспринимаются неестественно приближенными. Наличие боковых баз, расположенных преимущественно спереди от слушателя, существенно расширяет (по сравнению со стереофонией) возможности для размещения инструментов в пространстве, облегчает создание звуковых планов, переключку инструментов и т. п.

Теперь, когда способ расстановки громкоговорителей выбран («трапеция»), необходимо найти принцип кодирования и декодирования, позволяющий при воспроизведении наилучшим образом локализовать КИЗ во всех азимутальных направлениях. Очевидно, что коэффициенты декодирования должны быть постоянными. При этом наиболее удобно при декодировании использовать суммарно-разностное преобразование исходных комплексных сигналов L' и P' . Коэффициенты же кодирования, в отличие от существующих систем, следует сделать переменными, величина которых зависит от местонахождения КИЗ в пространстве при воспроизведении. Путем проведения трудоемких экспериментальных исследований были найдены значения коэффициентов кодирования для каждого азимутального направления, обеспечивающие уверенную и четкую локализацию КИЗ при сохранении условия совместимости.

Все это позволило разработать отечественную получившую условное название матричную квадрафоническую систему АВС. Наиболее общая структурная схема системы АВС приведена на рис. 9.10. Система не содержит широкополосных фазовращателей и схемы логики, имеет очень простое ДКУ, по качеству звучания не уступает системам SQ и QS. Фирмой «Мелодия» выпущена первая квадрафоническая демонстрационная грампластинка, записанная по системе АВС, а отечественной промышленностью разработан и освоен в производстве комплекс «Феникс-006», содержащий декодер системы АВС. Принципиальная схема декодера системы АВС представлена на рис. 9.11 и вследствие своей простоты не нуждается в специальном пояснении.

9.4. Синтезаторы псевдоквадрафонического сигнала

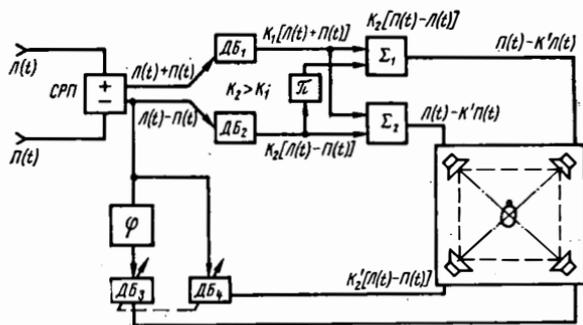
Целью псевдоквадрафонического звуковоспроизведения является, прежде всего, устранение присущей обычному стереовоспроизведению недостаточности в передаче акустических особенностей первичного помещения.

Предпочтительность псевдоквадрафонического звуковоспроизведения по сравнению со стереофоническим зависит не только от выбранной структурной схемы преобразователя стереосигнала, но также в значительной степени от того, как проведена исходная стереозапись, и, конечно, от жанра прослушиваемой программы. Поэтому, следует считать нерациональным применение в дорогих квадрафонических комплексах лишь одного вида преобразования в режиме «Псевдоквадрафония». Гораздо более правильным было бы создание специального блока-синтезатора псевдоквадрафонического сигнала, предусматривающего несколько режимов его работы.

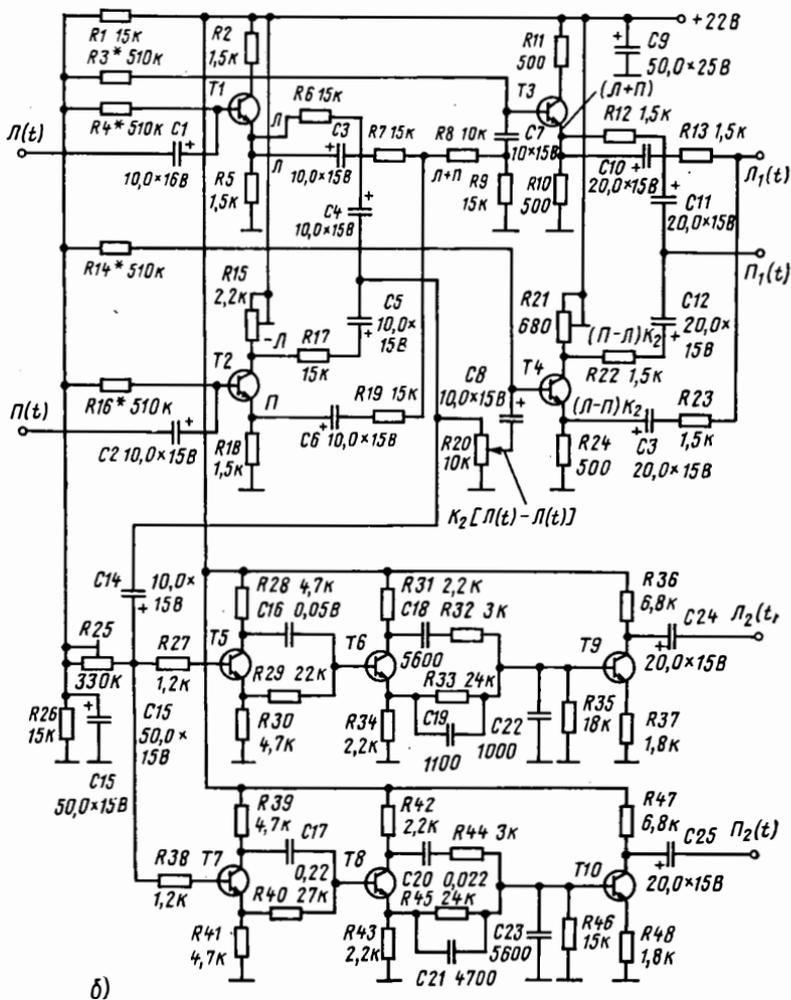
Даже при внедрении матричной и дискретной квадрафонии, обладающей более широкими возможностями, чем псевдоквадрафония, у потребителя еще долго будет возникать необходимость прослушивать обычные двухканальные стереофонические записи через свою квадрафоническую аппаратуру. И применение синтезаторов псевдоквадрафонического сигнала поможет ему это сделать с достижимым для двухканальной аппаратуры качеством звучания. Поэтому псевдоквадрафонический режим работы является необходимым для квадрафонической аппаратуры, расширяя ее потребительские возможности. Необходимость в нем исчезнет лишь с полным исчезновением двухканальной стереофонии.

Рассмотрим несколько схем синтезаторов псевдоквадрафонического сигнала, которые могут быть выполнены в виде отдельных приставок к имеющейся четырехканальной звуковоспроизводящей аппаратуре.

1. Структурная схема достаточно простой, но тем не менее часто используемой приставки приведена на рис. 9.12а, а ее принципиальная схема на рис. 9.12б. Здесь (рис. 9.12а) на передние громкоговорители подается обычный стереосигнал, а на задние — разностный $K_2[K_1L(t) - (1 - K_1)P(t)]$, сдвинутый по фазе на 90° , поэтому сигналы $K_2[K_1L(t) - (1 - K_1)P(t)]$ и $jK_2[K_1L(t) - (1 - K_1)P(t)]$ являются некоррелированными. Они обрабатываются в слуховом



а) Мнимая единица $-jK_2[\Pi(t) - \Pi(t)]$.



б)

T1-T10 KT315E

анализаторе независимо, меньше взаимно маскируются, усваиваются значительно более полно, оказывая большее эмоциональное воздействие на слушателя, способствуя тем самым созданию более полной иллюзии его переноса в первичное помещение. Данная приставка содержит также устройство для регулирования ширины кажущейся базы передних громкоговорителей.

Кратко поясним работу принципиальной схемы (рис. 9.12б) этой приставки. Исходный стереофонический сигнал $L(t)$ и $P(t)$ поступает на базы транзисторов $T1$ и $T2$. На входах транзисторов $T3$ и $T4$ имеются сигналы вида $K_1[L(t) + P(t)]$ и $K_2[L(t) - P(t)]$, т. е. сумма и разность исходных сигналов стереопары. Здесь использованы простейшие схемы сумматоров и вычитающих устройств, выполненные на резисторах. Значение коэффициента K_1 зависит в основном от соотношения плеч делителя напряжения $R8, R9$ и не регулируется. Коэффициент K_2 изменится в пределах от 0 до 1 переменным резистором $R20$. На эмиттере транзистора $T3$ имеем сигнал вида $K'_1[L(t) + P(t)]$, а на эмиттере транзистора $T4$ — сигнал $K'_2[L(t) - P(t)]$, на коллекторе $T4$ — сигнал $K'_2[P(t) - L(t)]$.

Из дальнейшего рассмотрения схемы следует, что выходной сигнал $L_1(t)$, предназначенный для подачи на левый передний громкоговоритель $Гр1$ является результатом суммирования сигналов $K'_1[L(t) + P(t)]$ и $K'_2[L(t) - P(t)]$, а выходной сигнал $P_1(t)$, питающий правый передний громкоговоритель $Гр2$ — результатом суммирования сигналов $K'_1[L(t) + P(t)]$ и $K'_2[P(t) - L(t)]$. При этом если движок потенциометра $R20$ установлен в крайнее нижнее положение, то $K_2=0$ и соответственно $L_1(t) = P_1(t) = K'_1[L(t) + P(t)]$. В этом случае на оба передних громкоговорителя подается одинаковый монофонический сигнал и передняя звуковая панорама отсутствует. Слушатель, находящийся на оси симметрии передних громкоговорителей воспринимает звук исходящим из одной точки, расположенной в центре базы $Гр1$ и $Гр2$. В верхнем положении движка резистора $R20$ (обычно $K_2 > K_1$) имеем $L_1(t) = L(t) - K'P(t)$ и $P_1(t) = P(t) - K'L(t)$. Здесь с основными сигналами стереопары $L(t)$ и $P(t)$ подмешиваются в противофазе сигналы противоположных каналов. Субъективно это проявляется в расширении кажущейся базы передних громкоговорителей, в увеличении гулкости и объемности звучания передней звуковой панорамы. Изменяя коэффициент K' , можно менять протяженность передней звуковой панорамы. При этом на целом ряде программ величина кажущейся базы может превышать действительное расстояние между передними громкоговорителями.

Для питания задних громкоговорителей $Гр3$ и $Гр4$ используется разностный сигнал $L(t) - P(t)$, он снимается с верхнего по схеме вывода резистора $R20$ и подается на два входа широкополосного фазовращателя $T5 - T10$. Он обеспечивает для тыловых сигналов $L_2(t)$ и $P_2(t)$ сдвиг по фазе на $90 \pm 10^\circ$ в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц при подборе резисторов и конденсаторов фазосдвигающих цепей ($C16, R29, C18, R32, C19, R33, C22, R35, C17, R40, C20, R44, C21, R45, C23, R46$) с точностью 5% от значений, указанных на схеме. Каскады, собранные на транзисторах $T9$ и $T10$, необходимы для компенсации затухания (-10 дБ), вносимого фазовращателями, и позволяют исключить влияние на его работу входных сопротивлений последующих устройств.

Налаживание схемы (см. рис. 9.14б) сводится к подбору резисторов $R3, R4, R14, R16$ и $R25$, определяющих режим работы транзисторов $T1 - T10$ по постоянному току. Получение равных по величине сигналов, снимаемых с коллекторов и эмиттеров транзисторов $T2$ и $T4$, осуществляется резисторами $R15$ и $R21$.

2. Принципиальная схема синтезатора сигналов задних каналов, предложенная фирмой Си-Би-ЭС (США), показана на рис. 9.13. Передними громкоговорителями воспроизводится обычный стереосигнал. Синтезатор тыловых сигналов состоит из двух входных фазовращателей, выполненных на транзисторах $T1, T4$, пассивных сумматоров (резисторы $R4 - R6$ и $R21 - R23$), двух выходных фазовращателей (транзисторы $T2, T5$) и эмиттерных повторителей (транзисторы $T3$ и $T6$). Выходные сигналы L_2 и P_2 , питающие задние громкоговорители, представляют собой разностные сигналы с величиной фазового сдвига между ними, зависящей от частоты.

3. На рис. 9.14 приведена структурная схема более сложного псевдоквадра-

Рис. 9.12. Структурная (а) и принципиальная (б) схемы псевдоквадрафонического устройства с регулятором ширины базы и питанием задних громкоговорителей разностным сигналом, сдвинутым по фазе на 90°

фонического синтезатора, который может использоваться либо в виде самостоятельного блока, либо как отдельный функциональный узел квадрафонического комплекса. Он содержит два широкополосных фазовращателя Φ_1 и Φ_2 , четыре весовых разностных преобразователя ($-$), четыре весовых сумматора (Σ), два корректирующих усилителя $K_1(F)$ и $K_2(F)$ и переключатели режимов работы $Bк1-Bк8$. Здесь же показаны операции, выполняемые над входными сигналами основными элементами функциональной схемы, приведено назначение пе-

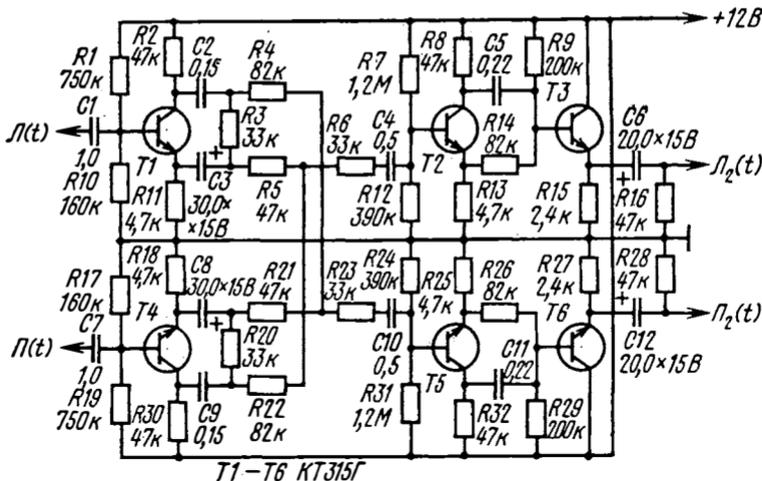


Рис. 9.13. Схема синтезатора тыловых сигналов фирмы Си-Би-Эс (США)

реключателей и положение их контактов в каждом из возможных режимов работы. Синтезатор обеспечивает пять различных псевдоквадрафонических режимов работы (см. табл. 9.2).

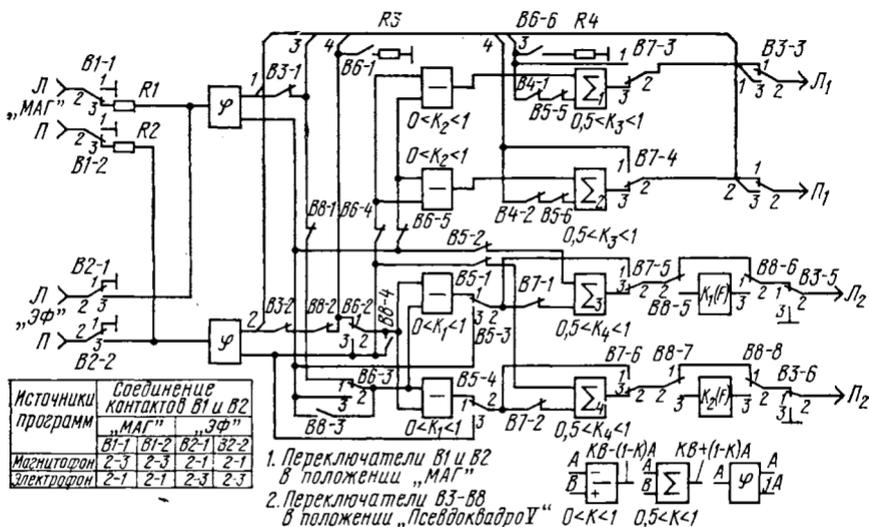


Рис. 9.14. Структурная схема синтезатора псевдоквадрафонических сигналов, разработанная в ЛЭИС им. М. А. Бонч-Бруевича

Выходные сигналы синтезатора

Вариант работы	Выходные сигналы			
	L_1	P_1	L_2	P_2
I	L	P	$K_1 L - (1 - K_1) P$	$K_1 P - (1 - K_1) L$
II	L	P	jL	jP
III	L	P	$j[K_1 L - (1 - K_1) P]$	$j[K_1 P - (1 - K_1) L]$
IV	L	P	$j[K_1 L - (1 - K_1) P] K_1 (F)$	$j[K_1 P - (1 - K_1) L] K_2 (F)$
V	$K_3 L + j(1 - K_3) \times$ $\times [K_2 L - (1 - K_2) P]$	$K_3 P + j(1 - K_3) \times$ $\times [K_2 P - (1 - K_2) L]$	$K_4 [K_1 L - (1 - K_1) P] +$ $+ j(1 - K_4) L$	$K_4 [K_1 P - (1 - K_1) L] +$ $+ j(1 - K_4) P$

При переходе от одного варианта псевдоквадрафонического звучания к другому субъективное ощущение громкости звучания остается примерно постоянным. На рис. 9.14 переключатели $Bk1$ и $Bk2$ показаны в положении «Магнитофон», а $Bk3-Bk8$ — в положении «Псевдоквадр V». Кратко рассмотрим работу синтезатора для этого случая. Исходный стереосигнал (L и P) с линейного выхода магнитофона через замкнутые контакты переключателя $Bk1$ и резисторы $R1$ и $R2$ входного делителя напряжения поступает на входы широкополосных фазовращателей Φ . Переключатель $Bk2$ в этом случае своими контактами замыкает вход «Электрон» на корпус. С выходов 1 и 2 фазовращателей сигналы, имеющие условно нулевой фазовый сдвиг, поступают через замкнутые контакты переключателей $Bk3-1$, $Bk4-1$, $Bk5-5$ и $Bk3-2$, $Bk4-2$, $Bk5-6$ на входы сумматоров Σ_1 и Σ_2 передних каналов воспроизведения L_1 и P_1 . Сигналы же (выходы фазовращателей 3 и 4), имеющие сдвиг по фазе 90° (относительно тех, что снимаются с выходов 1 и 2), через замкнутые контакты переключателей $Bk6-5$ и $Bk6-4$ поступают на входы вычитающих устройств $BV1$ и $BV2$. На выходах $BV1$ и $BV2$ имеем противофазные разностные сигналы вида $j[K_2 L - (1 - K_2) P]$ и $j[K_2 P - (1 - K_2) L]$. Коэффициент K_2 может изменяться в пределах от 0 до 1. Разностные сигналы с помощью сумматоров Σ_1 и Σ_2 подмешиваются к основным сигналам L и P передних каналов. Соотношения между уровнями основных и дополнительных сигналов регулируются двухканальным аттенуатором, входящим в состав Σ_1 и Σ_2 и здесь не показанным. Вид выходных сигналов для передних каналов приведен в табл. 9.2 (строка V).

Наряду с этим сигналы с выходов 1 и 2 фазовращателей через замкнутые контакты переключателей $Bk3-1$, $Bk6-3$ и $Bk3-2$, $Bk6-2$ поступают на входы $BV3$ и $BV4$ задних каналов. К выходным противофазным сигналам $BV3$ и $BV4$ вида $K_1 L - (1 - K_1) P$ и $K_1 P - (1 - K_1) L$ подмешиваются с помощью сумматоров Σ_3 и Σ_4 дополнительные сигналы jL и jP , поступающие на их входы с соответствующих выходов 3 и 4 фазовращателей через замкнутые контакты переключателей $Bk5-2$ и $Bk5-1$. Регулирование соотношения (коэффициент K_4 , табл. 9.2, строка V) уровней между основными и дополнительными сигналами также производится двухканальным аттенуатором, находящимся в схемах сумматоров Σ_3 и Σ_4 . Общий вид выходных сигналов для задних каналов приведен в табл. 9.2.

10

КВАДРАФОНИЧЕСКОЕ РАДИОВЕЩАНИЕ

10.1. Требования к системе квадрафонического радиовещания

В области квадрафонического радиовещания в настоящее время имеются две тенденции. Первая сводится к тому, чтобы ограничиться передачей по радио матричной квадрафонии. Это позволяет сохранить существующую вы-

сокочастотную систему двухканального стереофонического радиовещания, так как передаваемый сигнал остается двухканальным. Приемник усложняется по сравнению с двухканальным, так как в него добавляется матричный декодер, а двухканальный усилитель звуковых частот заменяется четырехканальным. Качество приема улучшается по сравнению с обычной двухканальной стереофонией, хотя преимущества квадрафонии реализуются лишь частично.

Как уже отмечалось (см. гл. 9), одним из наиболее уязвимых мест матричного вещания (кроме ограниченности квадраэффекта) является неполная совместимость с двухканальным стереофоническим приемом и с одноканальным моноприемом. Хотя общее качество звучания при моноприеме почти не ухудшается, а при двухканальном стереоприеме стереоэффект искажается незначительно, вряд ли владельцы моно- и стереоприемников пойдут на снижение качества воспроизведения ради создания удобств для немногочисленных пока владельцев приемников матричной квадрафонии. Поэтому в СССР основное внимание уделяется разработке и внедрению систем дискретного квадрафонического вещания.

Система квадрафонического радиовещания должна удовлетворять следующим основным требованиям:

должна быть обеспечена передача на одной несущей частоте четырех практически независимых сигналов в полном диапазоне звуковых частот (30—15 000 Гц). Уровень искажений передаваемых сигналов должен находиться ниже уровня заметности и практически зависеть только от качества применяемой передающей и приемной аппаратуры;

система должна обеспечивать техническую совместимость с монофоническим и двухканальным стереофоническим приемом. Это означает, что при моноприеме должен приниматься сигнал суммы всех четырех каналов $L_1 + L_2 + P_1 + P_2$, а при стереоприеме в левом канале должна приниматься сумма левых сигналов $L_1 + L_2$, а в правом — сумма правых сигналов $P_1 + P_2$;

система не должна существенно уменьшить зоны обслуживания передающей радиостанции в квадрарежиме по сравнению со стереорежимом, т. е. не должно существенно ухудшаться отношение сигнал/шум и снижаться устойчивость к помехам от соседних радиостанций;

введение системы в действие не должно требовать коренных изменений схемы и конструкции передающей аппаратуры (например, замены действующих УКВ передатчиков);

система не должна требовать дорогого и сложного декодера в приемнике, а также резкого усложнения высокочастотного приемного тракта;

система должна создаваться на базе уже существующей и действующей системы двухканального стереофонического радиовещания.

10.2. Варианты систем квадрафонического радиовещания

Общей чертой всех более или менее перспективных предложений по системе квадрафонического радиовещания является использование вместо одной, двух поднесущих частот. Во всех этих системах в области звуковых частот передается сигнал суммы четырех квадрафонических каналов $I = (L_1 + L_2) + (P_1 + P_2)$, т. е. полный монофонический сигнал. Этим обеспечивается техническая совместимость с моноприемом. Первая поднесущая по частоте соответствует поднесущей системы стереофонического радиовещания (31,25 кГц для системы с полярной модуляцией и 38 кГц для системы с пилот-тоном). Поднесущая модулирована по амплитуде разностью левых и правых каналов $II = (L_1 + L_2) - (P_1 + P_2)$.

Этим достигается совместимость с действующей системой двухканального стереовещания. Для системы с пилот-тоном передается также пилот-тон на частоте 19 кГц.

Системы квадрафонического вещания различаются между собой способом передачи третьей и четвертой составляющих.

На рис. 10.1 показаны спектры комплексного квадрафонического сигнала

(ККС) некоторых предложенных за рубежом систем квадратурного радиовещания.

В системе QSI третья составляющая передается в квадратуре со второй (т. е. поднесущая частота сдвинута по фазе на 90°). Эта составляющая представляет собой сумму разностей левых и правых сигналов $III = (L_1 - L_2) - (P_1 - P_2)$. Четвертая составляющая $IV = (L_1 - L_2) - (P_1 - P_2)$ передается путем балансной АМ второй поднесущей, равной по частоте второй гармонике первой поднесущей. Для индикации наличия квадратурной передачи вторая поднесущая подавляется не полностью. Ее остаток составляет 5% от максимальной девиации частоты передатчика.

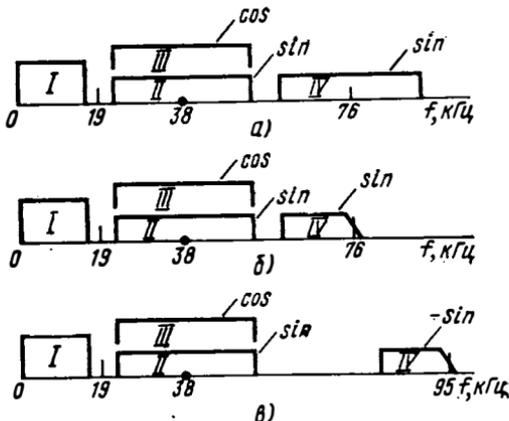


Рис. 10.1. Спектры ККС некоторых систем квадратурного радиовещания: а — QSI (Cooper-UMX); б — General-Electric; в — Zenith

В системе Соорег-UMX состав основного спектра такой же, как в системе QSI, но модулирующие сигналы сдвинуты по фазе и имеют вид

$$III = [L_1(45^\circ) + L_2(-45^\circ)] - [P_1(-45^\circ) + P_2(45^\circ)];$$

$$IV = [L_1(45^\circ) - L_2(-45^\circ)] + [P_1(-45^\circ) - P_2(45^\circ)].$$

Для индикации передается два дополнительных пилот-тона на частотах 57 кГц и 95 кГц с девиациями несущей частоты передатчика 3,33 и 2% соответственно.

Система General-Electric отличается тем, что из спектра модуляции второй поднесущей передается только нижняя боковая полоса, что сокращает общую полосу модулирующего сигнала, но усложняет приемник. Модулирующие сигналы имеют вид

$$III = (L_1 - L_2) - (P_1 - P_2); \quad IV = (L_1 - L_2) + (P_1 - P_2).$$

Дополнительный пилот-тон передается на частоте 76 кГц (девиация 5%).

В системе Zenith используется вторая поднесущая 95 кГц, равная 5/2 частоты первой поднесущей. Передается нижняя боковая полоса модуляции. Модулирующие сигналы такие же, как в системе QSI. Предложено два варианта исполнения системы: с одним добавочным пилот-тоном (95 кГц, девиация 5%) и с двумя пилот-тонами (95 кГц, 5% и 57 кГц, 5%).

Как видно из рис. 10.1, предложенные системы имеют много общих черт. Все они используют в четырехканальном варианте квадратурную модуляцию первой поднесущей и вторую поднесущую для образования четвертого канала. Поэтому дальше мы будем рассматривать один, по-видимому, наиболее перспективный вариант, известный под названием «система Доррена». Остальные системы можно считать видоизменениями этого варианта.

В системе Доррена передатчик модулируется комплексным квадратурным сигналом (ККС), который может быть представлен в виде

$$u = (A + B) + (A - B) \sin \omega t + (C - D) \cos \omega t + (C + D) \sin 2\omega t,$$

где $A = L_1 + L_2$, $B = P_1 + P_2$, $C = L_1 - L_2$, $D = P_1 - P_2$.

Первые две части ККС являются стандартным стереофоническим сигналом по системе с пилот-тоном. Этим обеспечивается совместимость при стереофоническом приеме. При моноприеме воспроизводится только тональная часть ККС, что также обеспечивает совместимость.

Разделение квадратурных сигналов производится с помощью перемножителей и последующих суммарно-разностных преобразований. Перемножители выделяют сигналы A , B , C и D . Суммарно-разностные преобразователи дают

$$A + B + C + D = 4L_1,$$

$$(A + B) - (A - B) - (C - D) + (C + D) = 4 \Pi_1,$$

$$(A + B) + (A - B) - (C - D) - (C + D) = 4 \Pi_2,$$

$$(A + B) - (A - B) + (C - D) - (C + D) = 4 \Pi_2.$$

10.3. Система с квадратурной модуляцией второй поднесущей

В СССР разработана система квадрафонического радиовещания, совместимая со стереофоническим приемом по системе с полярной модуляцией. Соответственно первая поднесущая в этой системе равна 31,25, а вторая — 62,5 кГц.

Наиболее существенное отличие этой системы от рассмотренных в предыдущем параграфе состоит в том, что квадратурная модуляция осуществляется не на первой, а на второй поднесущей. Спектр ККС в этой системе выглядит, как показано на рис. 10.2. Такое построение системы было вызвано тем, что квадратурная модуляция на первой поднесущей не обеспечивает совместности со стереоприемом при всех типах стереодекодеров. Действительно, в этой системе на первой поднесущей передается сигнал $u = (A - B) \sin \omega t + (C - D) \cos \omega t$, огибающая которого равна

$$U = \sqrt{(A - B)^2 + (C - D)^2}. \quad (10.2)$$

Если стереодекодер нечувствителен к фазе и выделяет огибающую, то на выходе неизбежно появление нелинейных искажений. Из уравнения (10.2), если привести его к виду

$$U = \sqrt{(\Pi_1 - \Pi_2)^2 + (\Pi_2 - \Pi_1)^2},$$

видно, что нелинейные искажения будут появляться каждый раз, когда разность сигналов передних каналов не будет равна разности задних каналов (или эти разности не будут равны нулю).

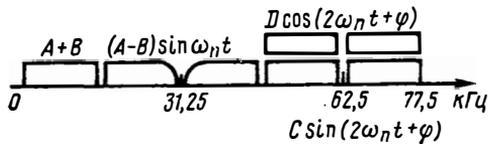


Рис. 10.2. Спектр ККС системы, разработанной в СССР

Стереодекодеры на основе полярного детектора и суммарно-разностные декодеры не являются фазочувствительными и не пригодны для приема при квадратурной модуляции первой поднесущей. При квадрафоническом вещании стереоприемники с такими декодерами будут создавать нелинейные искажения.

Перемножающие (и переключающие) декодеры чувствительны к фазе поднесущей, и, если они правильно отрегулированы, могут принимать только одну (синусоидальную) компоненту ККС на первой поднесущей.

За рубежом при системе с пилот-тоном, как правило, применяются переключающие стереодекодеры и лишь в некоторых моделях и для контрольных стереодекодеров используются суммарно-разностные схемы. Поэтому в США допустимо использовать систему Доррена.

В Советском Союзе наряду с переключающими декодерами широко используются суммарно-разностные схемы, а иногда схемы с полярным детектором. Поэтому преимущество имеет система с квадратурной модуляцией на второй поднесущей.

Уравнение ККС в такой системе имеет вид

$$u = (A + B) + (A - B) \sin \omega t + C \sin (2 \omega t + \varphi) + D \cos (2 \omega t + \varphi), \quad (10.3)$$

где φ — любое значение, которое, однако, должно быть стандартизировано, а обозначения A, B, C и D — те же, что в предыдущем параграфе. На период экспериментального вещания принято $\varphi = 45^\circ$.

Прием ККС по формуле (10.3) не вызывает принципиальных затруднений. После обычного стереодекодера образуются сигналы A и B . Протестировав

Основные параметры системы

№ пп.	Параметр	Значение
1	Полоса воспроизводимых звуковых частот, Гц	30—15000
2	Первая поднесущая частоты, кГц	(по всем каналам) 31,25 ± 0,002
3	Степень подавления первой поднесущей частоты, дБ	14 ± 0,2
4	Добротность контура подавления первой поднесущей частоты	100 ± 5
5	Вторая поднесущая частоты, кГц	62,5 ± 0,004
6	Степень подавления второй поднесущей частоты, дБ	Не менее 40 дБ
7	Метод восстановления полностью подавленной второй поднесущей частоты	Выделение второй гармоники первой поднесущей
8	Максимальная девиация частоты передатчика, кГц	± 50
9	Девиация частоты передатчика первой поднесущей частотой, кГц	± 10
10	Максимальная девиация частоты передатчика звуковой частью ККС, кГц	± 40
11	Максимальная девиация частоты передатчика продуктами модуляции первой поднесущей частоты, кГц	± 40
12	Максимальная девиация частоты передатчика продуктами модуляции синусной компоненты второй поднесущей частоты, кГц	± 20
13	Максимальная девиация частоты передатчика продуктами модуляции косинусной компоненты второй поднесущей частоты, кГц	± 20
14	Постоянная времени предсказаний модулирующего сигнала, мкс	50

квадратурную модуляцию второй поднесущей, можно выделить сигналы C и D . После этого легко разделить квадрафонические каналы по формулам: $A+C=2L_1$; $B+D=2P_1$; $A-C=2L_2$; $B-D=2P_2$.

Основные параметры разработанной системы приведены в табл. 10.1.

На рис. 10.3 показан рассчитанный вероятный спектр квадрафонической передачи. Там же для сравнения показаны спектры моно- и стереопередачи. Видно, что при переходе на квадрафоническое вещание спектр несколько расширяется. Вероятная ширина полосы передачи составляет около 145 кГц. Это означает, что при переходе от двухканального стерео- и квадраприему полоса расширяется в среднем на 15%. В связи с этим представляет интерес знать, как меняются при переходе к квадраприему защитные отношения. Результаты расчета, выполненного на ЭВМ, показаны на рис. 10.4. Переход к квадрафоническому вещанию приводит к дополнительно увеличению необходимых защитных отношений, особенно при расстройках около 80 кГц. Однако видно, что при переходе «Сtereo—Квадро» ухудшение защитных отношений гораздо меньше, чем при уже осуществленном переходе «Моно—Сtereo». Поэтому не следует ожидать, что зона квадраприема будет существенно отличаться от зоны двухканального стереоприема.

Подобное же положение складывается с ухудшением отношения сигнал/шум при квадраприеме. Расчеты показывают, что для системы с квадратурной модуляцией второй поднесущей это ухудшение по сравнению со стереорежимом составляет 6,5 дБ, что невелико по сравнению с ухудшением при переходе «Моно—Сtereo». Система с квадратурной модуляцией первой поднесущей дает по этому параметру несколько лучшие результаты (ухудшение на 5,9 дБ). Это понятно, если учесть, что спектр ее модулирующих частот расположен более компактно.

Практически, как и при стереоприеме, расчетное увеличение шумов действует лишь при самых слабых сигналах. Это подтверждается экспериментально-

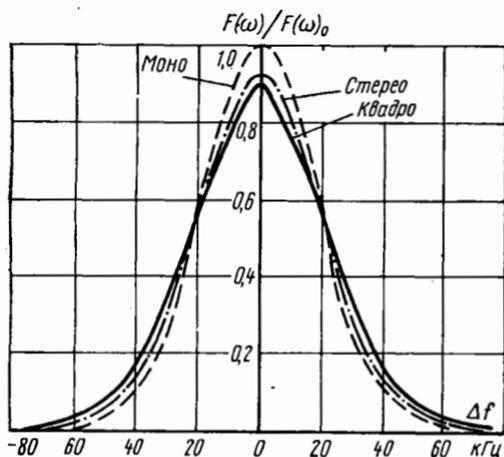


Рис. 10.3. Вероятные спектры моно-, стерео- и квадрапередачи

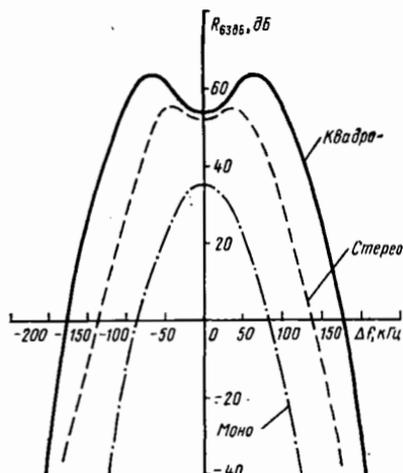
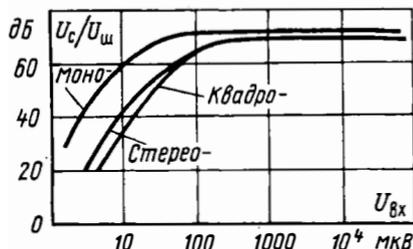


Рис. 10.4. Ожидаемые защитные отношения при моно-, стерео- и квадраприеме



ми кривыми на рис. 10.5. Видно, что почти во всем диапазоне входных сигналов разница в уровне шумов стерео- и квадрарежимов невелика, а при напряжениях выше 100 мкВ уровень шумов на выходе почти одинаков при всех видах приема.

Рис. 10.5. Отношение сигнал/шум при моно-, стерео- и квадраприеме

10.4. Передающая аппаратура

Структурная схема передающей части тракта квадрафонического радиовещания показана на рис. 10.6.

Четыре квадрафонических сигнала подаются на квадромодулятор, в котором образуется ККС, модулирующий передатчик, состоящий из возбуждателя и усилителя мощности.

Требования к передатчику в общем те же, что при стереофоническом вещании, но возбуждатель должен быть рассчитан на более широкий диапазон моду-

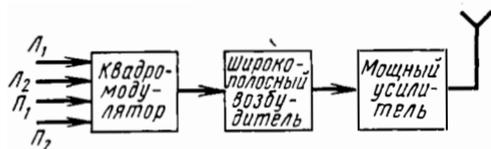


Рис. 10.6. Структурная схема передающего тракта квадрафонического радиовещания

лирующих частот (до 77,5 кГц), а тракт усилителя мощности должен пропускать полученное ЧМ колебание без заметных искажений, т. е. иметь полосу пропускания около 300 кГц. Существующие стереофонические передатчики, как правило, могут быть перестроены для квадрафонического вещания без заметной потери выходной мощности.

Принципиально новым узлом передающего тракта квадрафонического радиовещания является квадромодулятор. Одна из возможных его структурных схем показана на рис. 10.7. Четыре первичных сигнала путем суммарно-разностных преобразований переводятся в сигналы А, В, С и D. Затем сигналы А и В по-

даются на схему, аналогичную схеме обычного модулятора стереосигнала. На выходе этого модулятора образуются первые две компоненты уравнения (10.3). Кроме того, в модуляторе производится частичное подавление поднесущей 31,25 кГц в соответствии со стандартом на советскую систему стереофонического радиовещания. С модулятора снимается также немодулированная поднесущая и частота ее удваивается. Образовавшаяся вторая поднесущая подается вместе с сигналом C на первый перемножитель, с которого снимается третья компонента ККС. После поворота на 90° вторая поднесущая подается вместе с сигналом D на второй перемножитель, с которого снимается четвертая квадратурная компонента. После сложения образуется ККС.

При осуществлении квадромодулятора по схеме на рис. 10.7 чрезвычайно важно, чтобы были сохранены фазовые соотношения четырех частей квадрасигнала. Для этого нужно, чтобы время прохождения первых двух частей ККС через стереомодулятор было равно времени прохождения остальных двух частей через перемножители. Для выравнивания этих времен приходится включать в цепи сигналов C и D звенья фильтров нижних частот.

На основе схемы на рис. 10.7 были изготовлены квадромодуляторы для демонстрации квадрафонического вещания на выставках «Связь-75» и «Промсвязь-76» и для экспериментального вещания в Ленинграде и Таллине. Примерные параметры этих модуляторов следующие: переходное затухание между каналами на частоте 1000 Гц не менее 34 дБ, на частотах 300 и 5000 Гц не менее 26 дБ; коэффициент гармоник в каналах не более 1%; отношение сигнал/шум не менее 54 дБ.

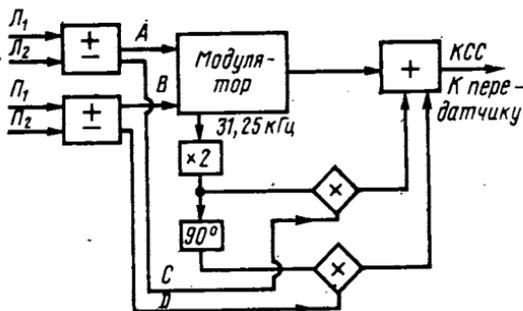


Рис. 10.7. Структурная схема квадромодулятора

10.5. Прием квадрафонических передач

При приеме передач дискретного квадрафонического радиовещания требования к высокочастотной части приемника (от входа приемника до выхода частотного детектора) повышаются, так как требуется воспроизвести без заметных искажений широкий диапазон модулирующих частот от 30 Гц до 77,5 кГц. Современные высококачественные УКВ приемники имеют, как правило, удовлетворительную для квадраприема АЧХ высокочастотной части (рис. 10.8). Это позволяет использовать тракт стереоприемника при квадрафоническом радиовещании и получать переходные затухания между каналами более 20 дБ.

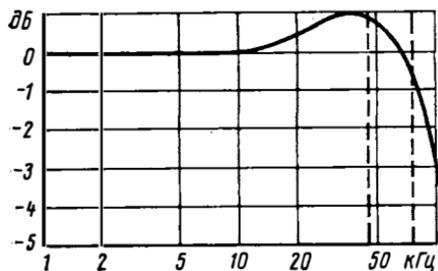


Рис. 10.8. Типовая АЧХ современного стереотюнера в УКВ диапазоне («Ласпи-001»)

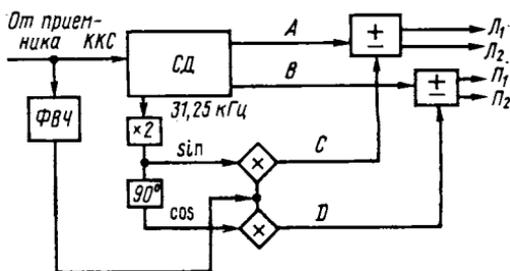


Рис. 10.9. Структурная схема квадрадекодера

Однако нелинейные искажения модулирующего сигнала могут при этом составлять 2—3%, главным образом за счет попадания продуктов нелинейности в область частот второй поднесущей. Поэтому в будущих квадрафонических приемниках необходимо уделять особенное внимание линейности ФЧХ тракта, а полосу пропускания тракта ПЧ увеличить до 220—250 кГц.

В квадрафоническом приемнике вслед за частотным детектором устанавливается квадрадекодер, позволяющий выделить из ККС 10,9 гер. Типичная структурная схема такого декодера показана на рис. 10.9. С выхода частотного детектора ККС попадает, как в обычном стереоприемнике, на стереодекодер СД, с которого снимаются сигналы $A = J_1 + J_2$ и $B = P_1 + P_2$. Кроме того, через фильтр верхних частот продукты модуляции второй поднесущей поступают на два перемножителя. На один из них, после удвоения частоты поднесущей, подается частота 62,5 кГц, на другой — та же частота, но со сдвигом по фазе на 90°. В результате перемножения получаем на первом перемножителе

$$[C \sin(2\omega t + \varphi) + D \cos(2\omega t + \varphi)] \sin(2\omega t + \varphi) = \frac{C}{2} + u_{в.ч1}$$

а на втором

$$[C \sin(2\omega t + \varphi) + D \cos(2\omega t + \varphi)] \cos(2\omega t + \varphi) = \frac{D}{2} + u_{в.ч2},$$

где $u_{в.ч1}$ и $u_{в.ч2}$ — надтональные составляющие, которые затем отфильтровываются в тракте звуковой частоты. Далее квадрафонические каналы разделяются с помощью суммарно-разностных преобразователей.

Следует заметить, что стереодекодер, входящий в схему квадрадекодера, не должен реагировать на надтональные составляющие ККС, лежащие выше 46,25 кГц. Для этого возможно использовать различные технические решения. Можно на входе стереодекодера ввести фильтр нижних частот с частотой среза около 50 кГц, срезающий составляющие в области второй поднесущей. Однако можно применить схемы, которые сами по себе практически нечувствительны к этим составляющим. Так, суммарно-разностный стереодекодер имеет в своем составе контур с добротностью 4,9, настроенный на частоту 31,25 кГц. Этот контур подавляет составляющие модуляции второй поднесущей от 13 (на частоте 47,5 кГц) до 20 дБ (на частоте 77,5 кГц). Этого достаточно для удовлетворительного квадраприема с нелинейными искажениями, доходящими в самом худшем случае до 2%. Нечувствителен к составляющим спектра второй поднесущей стереодекодер с временным разделением каналов, если переключение производится симметричным напряжением (длительность импульса равна паузе). Это происходит потому, что спектр такого напряжения не содержит четных гармоник первой поднесущей, в том числе второй гармоники, которая могла бы детектировать спектр модуляции второй поднесущей.

Специальной проблемой при приеме квадрафонических передач является индикация наличия квадрапередачи. Признак квадрапередачи — появление спектра модуляции второй поднесущей. Следовательно, индикатор должен реагировать на появление напряжения в области частот 47,5—77,5 кГц или на появление сигналов C и D после детектирования. Первое решение более удобно, так как не требует суммирования сигналов C и D . При экспериментальном вещании напряжение индикации снималось с выхода ФВЧ (см. рис. 10.9) и затем после усиления, ограничения и детектирования поступало на тиристор, управляющий зажиганием индикаторных ламп. Индикатор вида передачи состоял из четырех секторов. При монопередаче засвечивался только левый верхний сектор. При стереопередаче засвечивался также правый верхний сектор. Во время квадрапередачи светились все четыре сектора индикатора. Так как напряжение в трактах сигналов C и D зависит от вида передаваемой программы и исчезает в момент пауз передачи или отсутствия разностей $J_1 - J_2$ и $P_1 - P_2$, то для предотвращения мигания индикатора следует выбирать большую постоянную времени детектирования в цепи индикации квадрасигнала (20—30 с). Не исключено, что при переходе к регулируемо квадрафоническому вещанию решено будет для целей индикации квадрапередачи ввести специальный пилот-тон, например, на частоте 78,125 кГц, т. е. на $5/2$ частоты первой поднесущей. Этот пилот-тон будет передаваться только при работе передатчика в квадрарежиме.

В квадрафоническом тюнере «Полонез-квадро», разработанном для приема экспериментальных квадрафонических передач, за основу принят тюнер «Ласпи-001-стерео», но добавлен квадродокодер и изменены цепи индикации вида передачи. При квадрафоническом приеме получены следующие качественные показатели: диапазон воспроизводимых частот в каналах 16—15 000 Гц с неравномерностью $\pm 1,5$ дБ; разделение квадрафонических каналов на частоте 1000 Гц 26 дБ, на частотах 300 и 5000 Гц 20 дБ; коэффициент гармоник не более 2%; отношение сигнал/шум 55 дБ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Адаменко Б. А. Некоторые результаты исследования субъективной локализации кажущегося источника звука при временном сдвиге сигналов. — Вопросы радиоэлектроники. Сер. ТРПА, 1967, вып. 1, с. 48—55.
2. Аполлонова Л. П., Шумова Н. Д. Механическая звукозапись. М.: Энергия, 1978.
3. Вознесенский Ю. А., Клименко Г. К. Квадрафония. — М.: Энергия, 1979.
4. Василевский Д. П. Частотные предсказания и коррекция в магнитофонах. — М.: Энергия, 1979.
5. Высококачественные акустические системы для бытовой стереоаппаратуры. Б. А. Адаменко, З. Ф. Деметкина, А. В. Преображенский и др. — Техника средств связи. Сер. ТРПА, 1976, вып. 2, с. 11—20.
6. Годинар К. Стереофоническое радиовещание: Пер. с чешского. — М.: Энергия, 1974.
7. Дерябин В. И., Рыбаков А. М. Транзисторные стереорадиолы первого и высшего классов качества. — М.: Связь, 1979.
8. Исследование качественных показателей двухканальных стереофонических систем. — В кн.: Стерефония. (Информационный сборник. Под ред. И. Е. Горона). М.: Связь, 1964, с. 86—100.
9. Ефимов А. П. Радиовещание. — М.: Связь, 1975.
10. Жмурин П. М. Прием передач стереофонического радиовещания. — М.: Связь, 1974.
11. Ковалгин Ю. А., Борисенко А. В., Гензель Г. С. Акустические основы стереофонии. — М.: Связь, 1978.
12. Коллендер Б. Г. Испытания студийных магнитофонов. — М.: Связь, 1979.
13. Кононович Л. М. Стереофоническое радиовещание. — М.: Связь, 1974.
14. Кононович Л. М. Радиовещательный УКВ прием. — М.: Энергия, 1977.
15. Лобанов И. П. Схемные решения перспективных типов усилительно-коммутационных устройств для бытовой РЭА и пути их дальнейшей унификации. — Техника средств связи. Сер. ТРПА, М., 1976, вып. 1, с. 227—125.
16. Никонов А. В. Стереофоническое радиовещание. — В кн.: Труды ВНИИТР, 1974, вып. 5 (24), с. 67—72.
17. Основные принципы двухканального стереофонического радиовещания. Государственный комитет СМ СССР по ТВ и РВ (Главное производственно-техническое управление). — М.: 1973.
18. Фурдуев В. В. Стерефония и многоканальные звуковые системы. — М.: Энергия, 1973.
19. Хаазе Г. И. Современные электропроигрыватели. — М.: Энергия, 1975.
20. Хоег В., Штайнке Г. Основы стереофонии. — М.: Связь, 1975.
21. Эфрусси М. М. Громкоговорители и их применение. — М.: Энергия, 1976.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
1. Стерефонический эффект	4
1.1. Качество стереовоспроизведения	4
1.2. Компоненты стерефонического эффекта	5
1.3. Носители стерефонической информации	7
1.4. Локализация кажущегося источника звука	8
1.5. Прозрачность звучания	16
1.6. Восприятие акустической атмосферы первичного помещения	19
1.7. Естественность и богатство тембров	21
1.8. Пространственные искажения звуковой панорамы	22
1.9. Зона стереоэффекта	24
1.10. Совместимость	27
2. Устройства для воспроизведения стерефонических записей	27
2.1. Усилительно-коммутационные устройства для бытовой радиоаппаратуры	27
2.2. Канал механической записи	29
2.3. Электропроигрывающие устройства	30
2.4. Устройства для воспроизведения магнитной записи	42
2.5. Некоторые особенности построения элементов схем стерефонических усилителей	46
3. Акустические системы для стереовоспроизведения	56
3.1. Классификация и основные технические характеристики	56
3.2. Влияние формы характеристики направленности громкоговорителей на размер зоны стереоэффекта	60
3.3. Оптимальные характеристики направленности громкоговорителей при стереовоспроизведении	62
3.4. Общие сведения о синтезе направленного звена для акустических систем с расширенной зоной стереоэффекта	64
3.5. Методы стабилизации формы характеристик направленности групповых и линзовых излучателей	69
3.6. Акустические системы для стереовоспроизведения	74
4. Система стерефонического радиовещания	83
4.1. Введение	83
4.2. Полярно-модулированные колебания	83
4.3. Использование ПМК для стерефонического радиовещания	85
4.4. Комплексный стерефонический сигнал	86
4.5. Условия неискаженной передачи ПМК и КСС	89
4.6. Параметры системы стерефонического вещания	95
5. Передача стереосигнала по радиоканалу	96
5.1. Радиовещание в УКВ диапазоне	96
5.2. Особенности передачи стерефонического сигнала	97
5.3. Два метода передачи стерефонического сигнала	98
5.4. Модуляторы стерефонического сигнала	100
5.5. Спектр и полоса частот стерефонической радиопередачи	107
5.6. Измерения при стерефоническом радиовещании	107
6. Прием стерефонических радиопередач	113
6.1. Структурная схема стерефонического радиоприемника	113
6.2. Шумы при стереоприеме	113
6.3. Мешающее действие соседних радиостанций	115
6.4. Влияние многолучевого распространения радиоволн	116
6.5. Высокочастотный тракт стереоприемника	118

22. 2^M

БИБЛИОТЕКА



ТЕЛЕВИЗИОННЫЙ И РАДИОПРИЕМ,
ЗВУКОТЕХНИКА

Л. М. КОНОНОВИЧ
Ю. А. КОВАЛГИН

**СТЕРЕОФОНИЧЕСКОЕ
ВОСПРОИЗВЕДЕНИЕ
ЗВУКА**