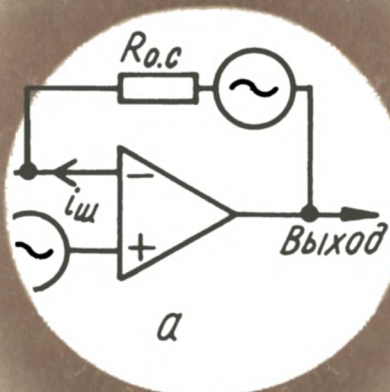


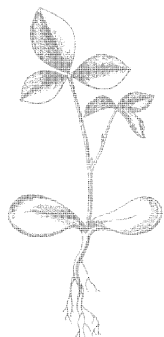
ТЕХНИКА ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО

ЗВУКО- ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

КИЕВ
«ТЕХНІКА»
1985



ТЕХНИКА ВЫСОКО- КАЧЕСТВЕННОГО ЗВУКОВОС- ПРОИЗВЕДЕНИЯ



**КИЕВ
«ТЕХНІКА»
1985**

32.871
Т38

Техника высококачественного звуковоспроизведения / Н. Е. Сухов, С. Д. Бать, В. В. Колосов, А. Г. Чупаков. — К.: Техніка, 1985. — 160 с., ил. — Библиогр.: с. 158—159.
60 к. 50 000 экз.

В книге рассмотрены схемотехнические решения лучших отечественных и зарубежных устройств высококачественного звуковоспроизведения — регуляторов громкости и тембра, графических и параметрических эквалайзеров, противомеховых фильтров, предусилителей-корректоров, бинауральных преобразователей, усилителей мощности и др. Приведены основные расчетные соотношения. Описана методика расчета акустических систем разных типов. Даны рекомендации по рациональному конструированию систем высококачественного звуковоспроизведения.

Рассчитана на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой звуковоспроизводящей аппаратуры и подготовленных радиолюбителей. Может быть полезна студентам радиотехнических и электроакустических специальностей.

Т 2402030000-063
М202 (04)-85 49.85

32.871

Авторы: *Н. Е. Сухов, С. Д. Бать, В. В. Колосов, А. Г. Чупаков*

Рецензенты: д-р техн. наук *А. П. Гавриш, В. Д. Свяченый*

Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи
Зав. редакцией *З. В. Божко*

Николай Евгеньевич СУХОВ

Сергей Давыдович БАТЬ

Вадим Владимирович КОЛОСОВ

Александр Григорьевич ЧУПАКОВ

Техника высококачественного звуковоспроизведения

Редактор *Л. О. Полянская*

Оформление художника *А. П. Никифорова*

Художественный редактор *В. С. Шапошников*

Технический редактор *С. В. Иванус*

Корректор *Г. А. Высоцкая*

Информ. бланк № 2574

Слано в набор 19.10.84. Подписано в печать 08.01.85. БФ 06005. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага для множительных аппаратов. Гарн. лит. Печ. выс. Усл. печ. л. 10. Усл. кр.-отг. 10,38. Уч.-изд. л. 11,43. Тираж 50 000 экз. Зак. 4—1623. Цена 60 к.

Издательство «Тэхніка». 252601, Киев, 1, Крещатик, 5

Отпечатано с матриц Головного предприятия республиканского производственного объединения «Полиграфкига». 252057, Киев, ул. Довженко, 3 на Киевской фабрике печатной рекламы им. XXVI съезда КПСС, 252067, Киев, 67, Выборгская, 84.

© Издательство «Тэхніка», 1985

ПРЕДИСЛОВИЕ

В основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года предусмотрено увеличение выпуска товаров культурно-бытового и хозяйственного назначения, ускорение развития производства технически сложных изделий длительного пользования, отличающихся новизной функционального назначения, улучшенными потребительскими и эстетическими свойствами, повышенной комфортностью, основанное на использовании при создании этих изделий современных достижений науки и техники.

До недавнего времени техника звуковоспроизведения развивалась в основном по пути замены устаревших радиоэлементов, в первую очередь транзисторов, на более совершенные, обладающие улучшенными параметрами и характеристиками. К середине 70-х годов сложилось положение, при котором были достигнуты параметры качества звуковоспроизведения, максимально возможные для традиционных схемных решений. В связи с этим дальнейшее развитие пошло по пути совершенствования схемотехники. Достижения в этой области настолько значительны, что лучшие образцы бытовой техники звуковоспроизведения по своим параметрам вышли на уровень профессиональной студийной аппаратуры.

В настоящей книге сделана попытка создать и систематизировать наиболее удачные отечественные и зарубежные технические решения, позволяющие существенно повысить качество звуковоспроизведения. Рассмотрены вопросы схемотехники устройств спектральной обработки, малошумящих предварительных усилителей, усилителей мощности низкой частоты и других звеньев современных систем звуковоспроизведения. Анализ большинства приведенных схем проводится без учета второстепенных деталей, что позволяет сосредоточить внимание на тех узловых элементах, от которых в наибольшей степени зависят параметры устройства.

Гл. 1 и 5 написаны В. В. Колосовым, гл. 2 — Н. Е. Суховым, гл. 3 — С. Д. Батем, гл. 4 — А. Г. Чупаковым.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, Крещатик, 5, издательство «Техніка».

Глава 1

КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМ ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

1. СОСТАВ КОМПЛЕКСА БЫТОВОГО ВЫСОКОКАЧЕСТВЕННОГО ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Четыре последние десятилетия ознаменовались стремительным развитием техники звуковоспроизведения. Оно шло по нескольким направлениям. Так, в связи с внедрением УКВ-ЧМ вещания в несколько раз расширился частотный диапазон передачи, уменьшился уровень шумов и искажений. Примерно такой же прогресс произошел в грамзаписи в связи с появлением микрозаписи на пластинке из пластмассы. Понижение скорости и уменьшение расстояния между дорожками позволило значительно увеличить и длительность звучания одной пластинки. Лучшие образцы современных бытовых кассетных магнитофонов при скорости 4,76 см/с превосходят студийные магнитофоны начала 50-х годов со скоростью ленты 76 см/с, хотя на порядок меньше их по объему, массе и энергопотреблению. Столь же разительны перемены и в бытовых акустических системах. Многие из них с минимальными искажениями воспроизводят весь диапазон звуковых частот и имеют приемлемые для жилых помещений размеры и массу. Отчасти это стало возможным благодаря внедрению акустических систем закрытого типа. В связи с появлением транзисторов и быстрым развитием схемотехники, а также усложнением электромагнитных, электромеханических и электроакустических преобразователей усилитель низкой частоты перестал быть узким местом в звуковоспроизводящем комплексе, но является одним из наиболее ответственных звеньев, согласуя источники сигнала с акустическими преобразователями. Требования к усилителям столь высоки и многообразны, что авторы книги уделили наибольшее внимание вопросам их схемотехники и расчета.

Символ Hi—Fi означает «высокая верность воспроизведения». Он приобрел право на жизнь в начале 60-х годов с развитием стереофонической передачи звука. Только стереофоническое устройство позволяет наиболее полно воссоздать картину реального звукового поля, передать все нюансы исполнения, обеспечить истинную глубину и объемность звукоощущения, которую испытывают слушатели в концертном зале. Поэтому, приступая к созданию Hi—Fi комплекса, нужно правильно определить состав необходимых устройств.

Низкочастотный воспроизводящий комплекс — это комплекс функционально законченных устройств, предназначенных для высококачественного воспроизведения звука, имеющих совместимые габаритные и присоединительные размеры, и выполненных в едином художественном стиле. Приемлемая в недалеком прошлом компоновка таких комплексов в виде комбайнов в настоящее время уступила место блочной компоновке, например, в виде стойки, в которой по желанию потреби-

теля устанавливается нужное количество законченных блоков. Это позволяет гибко комбинировать их сочетание в зависимости от запросов потребителя, экономических соображений или степени готовности в разработке того или иного устройства. Такое построение комплекса объясняется и возросшими требованиями к верности воспроизведения и возможностью замены блоков более совершенными, и внесением новых функций и эксплуатационных удобств по мере совершенствования аппаратуры.

На рис. 1.1 показан минимальный комплект Hi-Fi аппаратуры: УКВ тюнер 1, ЭПУ 2, кассетная магнитофонная приставка 3, усили-

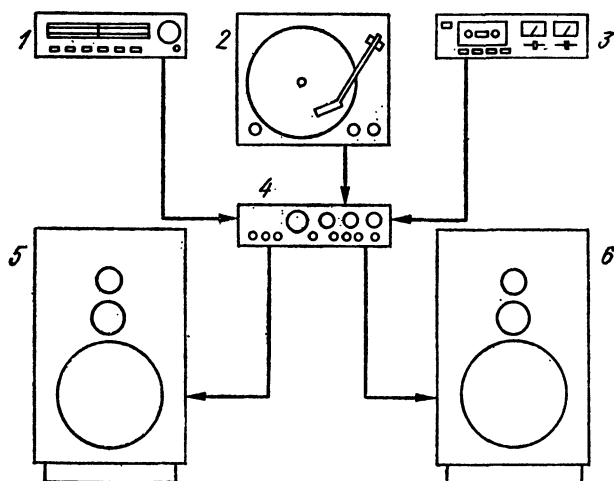


Рис. 1.1

тель 4 и две акустические системы (АС) 5 и 6. На рис. 1.2 показан полный комплект аппаратуры: УКВ тюнер 1; кассетная магнитофонная приставка 2; ЭПУ 3; катушечная магнитофонная приставка 4; предусилитель 5; эквалайзер 6; стереотелефоны 7; усилитель мощности 8; две АС 9 и 10, 11 и 12. В этом случае в состав предварительного усилителя должны входить коммутатор входных цепей, регуляторы тембра низких и высоких частот, тонкомпенсированный регулятор громкости, фильтры верхних и нижних частот, индикаторы выходного уровня. Ввиду того, что напряжение линейного выхода источников сигнала 1, 2, 3 и 4 (рис. 1.2) равно 250 мВ, а предпочтительная чувствительность усилителя мощности — 0,76 В, коэффициент передачи предусилителя на средней частоте должен быть более 3.

Усилитель мощности желательно укомплектовать ограничителем выходной мощности (аттенуатором), индикатором перегрузки и селектором выхода для подключения дополнительных АС, установленных, например, в соседней комнате. Незаслуженно забвению у энтузиастов Hi-Fi предан УКВ-ЧМ тюнер, позволяющий получить весьма высокое качество звукопередачи. Это отчасти объясняется тем, что репертуар стереопередач мало соответствует запросам широкого круга слушателей. Многие любители Hi-Fi ошибочно считают эквалайзер

многополосным регулятором тембра, в то время как ему отводится специальная функция — исправление искажений АЧХ акустической системы в конкретном помещении. Эквалайзер не подменяет регулятора тембра, он настраивается только один раз для определенных условий. Стереофонические головные телефоны применяются, как правило, для контроля качества оригиналов и копий при записи на магнитную

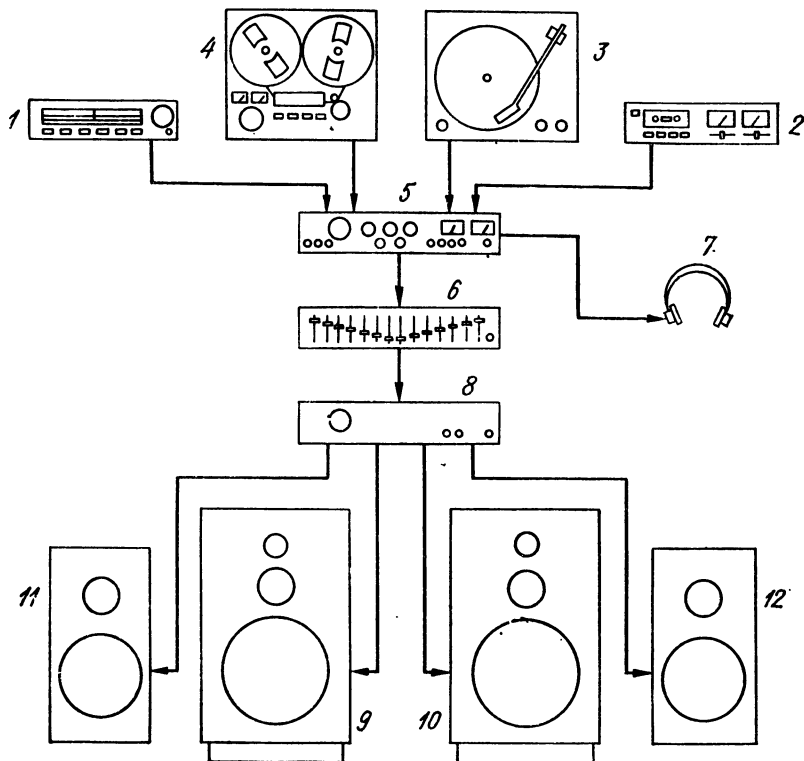


Рис. 1.2

ленту. Длительное использование телефонов утомительно и небезвредно для слушателя. Исторически сложилось так, что предусилитель — корректор магнитного звукоснимателя — размещают в усилителе НЧ, поэтому вопросы проектирования корректоров подробно рассмотрены в гл. 2.

2. КЛАССИФИКАЦИЯ АППАРАТУРЫ ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

В связи с постоянным совершенствованием технологии изготовления полупроводниковых приборов и интегральных схем (ИС), повышения уровня интеграции ИС расширяются возможности разработчиков и изготовителей звуковоспроизводящей аппаратуры. Это способствует совершенствованию схемотехники бытовой аппаратуры, появлению принципиально новых конструкторских решений.

Таблица 1

Параметр	Норма по группам сложности		
	А	Б	В
Отношение сигнал/шум в стереорежиме при входном сигнале 40 дБ/пВт, девиации частоты ± 50 кГц и номинальной выходной мощности, дБ, не менее	60	50	46
АЧХ сквозного электрического тракта приемника, измеренная на выходе для подключения магнитофона на запись, при неравномерности ± 2 дБ, не уже	31,5— 15 000	50—14 000	80 — 12 500
Коэффициент гармоник (K_r) в стереорежиме по электрическому напряжению при девиации частоты 50 кГц, измеренный на выходе для подключения магнитофона на запись, %, не более, на частотах, Гц: 300 1000 5000	2 2 3	3 2 4	5 3 5
Переходные затухания между стереоканалами по всему тракту приемника, дБ, не менее, на частотах, Гц: 300 1000 5000 10 000	24 28 22 15	20 26 20 10	15 20 15 —
Уровень фона с антенного входа в стереорежиме, дБ, не более	—54	—46	—40
Разбаланс частотных характеристик всего стереотракта по электрическому напряжению, дБ, не более, на частотах, Гц: 300 5000 10 000	3 3 4	4 4 5	4 4 —

В условиях быстрого роста качественных показателей классификация аппаратуры по качеству становится нежизнеспособной. Поэтому с начала 80-х годов классификация аппаратуры по классам заменена классификацией по группам сложности, хотя высокая сложность аппаратуры не всегда обеспечивает высокую верность воспроизведения. Ниже приводится классификация бытовой аппаратуры в соответствии с действующими стандартами, причем группа 0 соответствует классу Н1—F1, группа 1 — первому классу и т. д. В книге не освещены механические параметры звуковоспроизводящих устройств.

Приемники (по ГОСТ 20842—75) по стереофоническим параметрам делятся на три группы сложности: А — высшая (высший класс), Б — средняя (первый или второй классы), В — упрощенная (третий или четвертый классы).

Основные параметры стереофонических тюнеров приведены в табл. 1, вспомогательные устройства и устройства для подключения тюнеров — в табл. 2.

Магнитофоны [по ГОСТ 24863—81 (СТ СЭВ 1359—78)]. Виды исполнения магнитофонов по группам сложности приведены в табл. 3.

Таблица 2

Устройство	Применяемость по группам		
	А	Б	В
Автоподстройка частоты в диапазоне УКВ	0	0	0
Индикатор точной настройки в диапазоне УКВ	0	0	Н
Индикатор наличия стереопередачи	0	0	0
Автоматический переключатель «моностерео» *	0	Н	—

Примечание. Обозначение: 0 — обязательно; Н — необязательно.

* Отключается по желанию потребителя.

Таблица 3

Вид исполнения магнитофона	Группа сложности				
	0	1	2	3	4
Катушечный	+	+	(+)	—	—
Кассетный	+	+	+	+	+
Монофонический	—	—	—	+	+
Стереофонический	+	+	+	+	—
Стационарный, переносной	+	+	+	+	—
Носимый	—	—	+	+	+

Основные параметры магнитофонов должны соответствовать нормам, указанным в табл. 4. Амплитудно-частотные характеристики каналов

воспроизведения по измерительной ленте 1 и записи 2 — воспроизведения должны находиться в пределах полей допусков, указанных на рис. 1.3.

Основные параметры кассетных магнитофонов 0, 1-й и 2-й групп сложности должны обеспечиваться на магнитной ленте с рабочим слоем из двуокиси хрома или аналогичной по рабочим свойствам. Основные параметры кассетных магнитофонов 3-й и 4-й групп сложности

Таблица 4

Параметр	Норма по группам сложности				
	0	1	2	3	4
Отклонение скорости ленты от номинала, %, не более	±1,0	±1,5	±2,0		
Коэффициент детонации, %, не более	±0,1	±0,15	±0,2	±0,3	±0,4
Рабочий диапазон частот на линейном выходе, Гц, не уже	31,5—22 000	31,5—18 000	40—14 000	40—12 500	63—8000
Коэффициент гармоник на линейном выходе, %, не более	1,5	2	3	4	5
Относительный уровень паразитных напряжений в канале записи — воспроизведения, дБ, не более	—52	—50	—46	—44	—40

Параметр	Норма по группам сложности				
	0	1	2	3	4
Относительный уровень шумов и помех в канале записи — воспроизведения, дБ, не более	—60	—58	—54	—50	—46
Относительный уровень проникания из одного стереоканала в другой, дБ, не более: в диапазоне частот 250—6300 Гц на частоте 1000 Гц		—20 —26			— —
Относительный уровень стирания, дБ, не более	—70	—65		—60	
Рассогласование стереоканалов воспроизведения и записи — воспроизведения на линейном выходе в диапазоне частот 250—6300 Гц, дБ, не более	2		3	—	—
Частотная характеристика по звуковому давлению со входа УМ для встроенных акустических систем при неравномерности до 14 дБ, Гц, не уже	—	—	160— 8000	200— 7100	315— 6300
Уровень среднего звукового давления, дБ, не менее	—	—	72	70	
Коэффициент гармоник по звуковому давлению со входа УМ, %, не более в диапазоне частот: до 400 Гц свыше 400 Гц	— —	— —	7 5	— 7	— 10

должны обеспечиваться на магнитной ленте с рабочим слоем из гаммаоксида железа. Для кассетных магнитофонов постоянная времени коррекции τ_1 при применении традиционных лент на основе гаммаоксида железа должна быть 120 мкс, при применении высококоэрцитивных лент — 70 мкс. Рабочие зазоры магнитных головок записи (универсальных) должны быть установлены перпендикулярно направлению движения ленты с допуском отклонением не более:

для катушечных магнитофонов $+8'$;
для кассетных монофонических $\pm 6'$,
стереофонических $\pm 10'$.

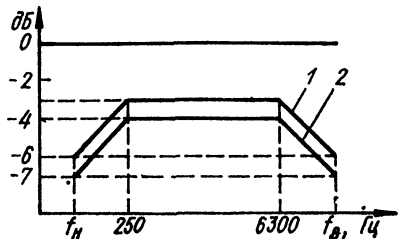


Рис. 1.3

Таблица 5

Параметр	Норма по группам сложности			
	Высшая	1	2	3
Диапазон воспроизводимых частот по звуковому давлению при неравномерности не более 14 дБ, Гц, не уже	31,5— 20 000	50— 16 000	80— 12 500	100— 8000 и 125— 7100 *
Номинальная выходная мощность каждого стереоканала, Вт, не менее	20	10	3	1,5
Диапазон воспроизводимых частот по электрическому напряжению со входа УНЧ, Гц, не уже	20— 22 000	31,5— 16 000	40— 12 500	—
Допускаемое отклонение частотной характеристики в диапазоне воспроизводимых частот по электрическому напряжению относительно уровня сигнала на частоте 1000 Гц, дБ, не более: линейного входа корректирующего входа	$\pm 1,5$ $\pm 2,0$		$\pm 2,5$ —	—
Коэффициент гармоник в диапазоне воспроизводимых частот по электрическому напряжению при номинальной мощности, %, не более	0,3 **	0,7 **	1,5	2,5
Коэффициент интермодуляционных искажений, %, не более	1,0	1,5	—	—
Переходные затухания между стереоканалами с линейного входа, дБ, не менее, на частотах: 1000 Гц от 250 до 10 000 Гц	40 *** 30		35 25	30 25
Рассогласование усиления стереоканалов на частоте 1000 Гц при изменении положения регулятора громкости, дБ, не более	2 ***		3	
Рассогласование усиления стереоканалов в диапазоне частот 250—6300 Гц, дБ, не более	2 ***		3	
Напряжение перегрузки источником сигнала, В, не менее: с линейного входа с корректирующего входа	2 $30 \cdot 10^{-3}$		2 —	— —
Уровень фона и наводок всего тракта электрофона по электрическому напряжению, дБ, не хуже	—56	—50	—46	—40

* Для встроенных акустических систем.

** Значение должно выполняться в диапазоне частот: 63—12 500 Гц при выходных мощностях от номинальной до значения —26 дБ от номинальной, но не ниже 50 мВт на стереоканал; 40—63 и 12 500—16 000 Гц при снижении выходной мощности не более чем на 3 дБ.

*** Значения параметров действительны от максимального положения регулятора громкости до положения регулятора громкости, соответствующего указанному в ТУ.

Электрофоны [по ГОСТ 11157—80 (СТ СЭВ 1080—78)] по электрическим и электроакустическим параметрам, а также по эксплуатационным удобствам делятся на четыре группы сложности: высшая, 1, 2 и 3-я. Высшая группа соответствует классу Hi—Fi. Электрофоны высшей и 1-й группы изготавливают в стереофоническом исполнении,

Таблица 6

Потребительские (эксплуатационные) удобства	Наличие по группам сложности			
	Высшая	1	2	3
Переключатели:				
моно — стерео	О	О	О	О *
скачкообразного ослабления громкости	О	О	Н	Н
фильтра среза НЧ	О	О	Н	Н
фильтра среза ВЧ	О	О	Н	Н
отключения тонкомпенсации	О	О	Н	Н
Световой индикатор включения питания	О	О	О	О **
Розетки для подключения:				
магнитофона на воспроизведение	О	О	О	Н
магнитофона на запись	О	О	О	О
тюнера	О	О	Н	Н
сети проводного вещания	Н	Н	О	О
головных стереофонических телефонов	О	О	Н	Н
акустических систем	О	О	О	Н
дополнительных акустических систем	О	Н	Н	Н
Регуляторы:				
громкости	О	О	О	О
стереобаланса ***	О	О	О	Н
тембра НЧ	О	О	О	Н
тембра ВЧ	О	О	О	О
Защита акустических систем от постоянного напряжения	О	О	Н	Н
Электрическая защита выхода от короткого замыкания	О	О	Н	Н

* Для электрофонов в монофоническом исполнении — обязательно.

** В электрофонах 3-й группы сложности с питанием от автономных источников постоянного тока может быть применен механический индикатор включения.

*** Не распространяется на электрофоны, имеющие отдельные регуляторы громкости в каждом канале.

Примечание. Обозначения: О — обязательно; Н — необязательно.

2-й и 3-й — в стереофоническом или монофоническом. Электрические и электроакустические параметры электрофонов по группам сложности указаны в табл. 5, остальные параметры — в ТУ на конкретный тип электрофона. Электрофоны должны иметь систему коммутации, обеспечивающую работу от внутренних и внешних источников программ. Наличие эксплуатационных удобств должно соответствовать указанным в табл. 6.

Усилители низкой частоты по назначению можно условно разделить на четыре группы: бытовые для индивидуального пользования, для музыкальных ансамблей, для озвучивания концертных залов

и больших помещений и для контроля качества записей в студиях и психофизической оценки качества звучания отдельных бытовых устройств.

К каждой из этих групп предъявляются свои специфические требования. В данной книге рассматриваются только бытовые усилители низкой частоты (первая группа).

В последнее время наметилась тенденция функционального разделения бытовых усилителей на отдельные блоки предварительных усилителей и усилителей мощности, что дает определенные эксплуатационные удобства.

Критерии оценки качественных показателей усилителей субъективны, быстро меняются в сторону повышения требований и часто зависят от конъюнктурных соображений, развития схмотехники на рассматриваемый период и возможностей элементной базы. Поэтому все чаще в описаниях и рекламах усилителей появляются сообщения об исчезающе малых искажениях, измеряемых тысячными долями процента. В то же время известно, что многие ламповые усилители с коэффициентом гармоник $K_g = 0,5 \%$ по субъективной оценке звучат лучше транзисторных усилителей с $K_g = 0,1 \%$. Парадокс объясняется тем, что в спектре гармоник транзисторных усилителей преобладают гармоники высших порядков. В ламповых усилителях наблюдается обратная тенденция. Как показали эксперименты, искажения средних частот второго (квадратичные) и третьего (кубичные) порядка, не превышающие $0,5 \%$, практически не различимы на слух, а чувствительность уха к искажениям четвертого и пятого порядка в шесть и в десять раз выше по сравнению с чувствительностью к квадратичным и кубичным. Чувствительность человеческого уха к гармоникам высоких частот также выше, чем к гармоникам средних частот. Отсюда можно сделать вывод, что гораздо важнее не количественное, а качественное содержание гармоник в спектре воспроизводимого сигнала.

В табл. 7 приведены минимальные требования к усилителям по стандартам DIN 45—500 и ГОСТ 24388—80 (СТ СЭВ 1079—78). Однако в ряде стран наметилась тенденция к разделению аппаратуры воспроизведения на две группы сложности, перекрывающие по многим параметрам перечисленные стандарты.

Первая группа — Hi-Fi аппаратура, включающая усилители мощности, предусилители, эквалайзеры и другие устройства, выполненные в виде отдельных блоков и обеспечивающие самые высокие выходные параметры. Эта аппаратура рассчитана на любителей Hi-Fi и по своим показателям не уступает профессиональной аппаратуре, используемой в студиях звукозаписи и изготовленной на пределе технических возможностей. Блочная система наиболее гибко отвечает индивидуальным запросам каждого потребителя и при совместимости присоединительных размеров и параметров позволяет использовать изделия разных фирм.

Вторая (низшая) группа — полные усилители, предназначенные для любителей музыки и высокой верности воспроизведения. Для них минимальные требования к Hi-Fi, указанные в табл. 7, также недостаточны.

Таблица 7

Параметр	Значение по	
	ГОСТ 24388—80	DIN45—500
Диапазон эффективно воспроизводимых частот:		
нижняя граничная частота f_n , Гц	40	40
верхняя граничная частота f_v , Гц	16 000	16 000
Допустимое отклонение частотной характеристики в диапазоне эффективно воспроизводимых частот относительно уровня сигнала $f = 1000$ Гц, дБ, для входов:		
линейных	$\pm 1,5$	$\pm 1,5$
корректирующих	± 2	—
Рассогласование каналов по усилению в диапазоне частот от 250 до 6300 Гц, дБ ¹	4	—
Коэффициент общих гармонических искажений, %, в диапазоне частот от 40 до 1600 Гц ² для усилителей:		
предварительных	0,5	—
мощности	0,5	—
полных	0,7	1,0 (40—12 500 Гц)
Коэффициент общих искажений интермодуляции, %, для усилителей:		
предварительных	2	—
мощности	2	—
полных	3	3 (250—8000 Гц)
Переходное затухание между каналами, дБ ³ :		
на частоте 1000 Гц	40	—
в диапазоне частот 250—10 000 Гц	30	—
Отношение сигнал/шум, дБ, для усилителей:		
предварительных относительно номинального выходного напряжения при установке громкости от положения максимум до — 20 дБ	58 невзвешенное	50 невзвешенное
мощности (без регулировки усиления)	63 взвешенное	
относительно номинальной выходной мощности	81 невзвешенное	50 невзвешенное относительно 100 мВт—20 Вт (2 × 50 мВт стерео)
	86 взвешенное	
	55 невзвешенное	
полных при регулировке громкости	60 взвешенное	
при регулировке громкости	78 невзвешенное	
	83 взвешенное	
Выходная электрическая мощность для усилителей мощности и полных для частоты 1000 Гц, Вт, на канал	10	10 — моно 2×6 — стерео

Продолжение табл. 7

Параметр	Значение по	
	ГОСТ 24388—80	DIN45—500
Коэффициент демпфирования в диапазоне эффективно воспроизводимых частот	1/3 (~10 дБ)	—
Регулировка баланса в каждом из каналов, дБ	8	—
Уровень звукового давления акустической системы, дБ	—	96

Примечания: 1. Для стереоусилителей испытания проводятся при положении регулятора громкости от номинального до значения —46 дБ.
 2. Значение действительно от номинального уровня до уровня —26 дБ, но не ниже 100 мВт (для моно) и 2×50 мВт (стерео).
 3. Значение действительно от положения регулятора, соответствующего максимальной громкости, до значения —40 дБ.
 4. При подаче на вход усилителя номинального напряжения сигнала частотой 1000 Гц и положении регулятора громкости, соответствующем номинальной мощности (выходному напряжению).
 5. То же, что в п. 4, но при положении регулятора громкости, соответствующему выходной мощности 50 мВт на канал.

Акустические системы [по ГОСТ 23262—83, ГОСТ 24307—80 (СТ СЭВ 1356—78)] по электрическим и электроакустическим параметрам подразделяются на четыре группы сложности: 0, 1, 2 и 3.

Таблица 8

Параметр	Норма по группам сложности				
	ГОСТ 24307—80 (СТ СЭВ 1356—78)	ГОСТ 23262—83			
		0	1	2	3
Диапазон воспроизводимых частот, Гц, не <u>уже</u>	20— 25 000	31,5— 20 000	50— 16 000	80 — 12 500	100 — 8000
Рассогласование частотных характеристик звукового давления, дБ, не более: между двумя акустическими системами, предназначенными для одного стереофонического аппарата в диапазоне частот 250—8000 Гц между любыми двумя акустическими системами конкретного типа	3 —	— 3	— —	— —	— —
Максимальная мощность, Вт, не менее	10	—	—	—	—
Среднее звуковое давление при номинальной электрической мощности, Па (дБ), не менее, в диапазоне частот: 100—8000 Гц 200—4000 Гц	1,2 (96) —	1,0(94) —	0,8 (92)— 0,63(90)	—	—

Параметр	Норма по группам сложности				
	ГОСТ 24307 — 80 (СТ СЭВ 1356—78)	ГОСТ 23262—83			
		0	1	2	3
Суммарный характеристический коэффициент гармоник, %, не более, в диапазонах частот:					
при номинальной мощности					
250—1000 Гц	3	—		—	
1000—2000 Гц	от 3 до 1	—		—	
2000—8000 Гц	1	—		—	
при электрической мощности, соответствующей среднему звуковому давлению					
250—1000 Гц		2,0		4,0	5,0
1000—2000 Гц		2,0		3,0	4,0
2000—6300 Гц		1,0		2,0	3,0
Электрическое сопротивление:					
номинальное значение, Ом		4 или 8			
отклонение модуля полного электрического сопротивления от номинального значения, %, не более		—20			
Масса, кг, не более		80	25	16	6,3

Электрические и электроакустические параметры акустических систем соответствуют нормам, указанным в табл. 8, при температуре окружающего воздуха $25 \pm 10^\circ\text{C}$, относительной влажности $60 \pm 15\%$ и атмосферном давлении от 86 до 106 кПа (760 ± 80 мм рт. ст.).

Поле допусков частотной характеристики звукового давления акустических систем показано на рис. 1.4.

Номинальная мощность акустической системы выбирается из ряда: 3, 6, 10, 15, 25, 35, 50, 70 и 200 Вт.

В технических условиях на конкретный тип акустической системы указываются следующие параметры:

расхождение частотных характеристик звукового давления в стереофоническом комплекте, паспортная мощность, положение рабочей оси, габаритные размеры, масса.

К акустическим системам 0 группы (класса Hi—Fi) предъявляются дополнительные требования.

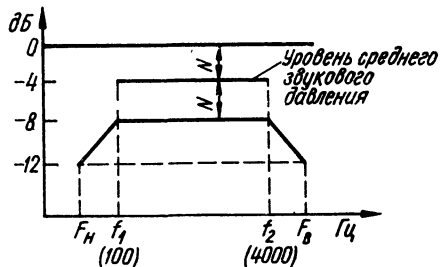


Рис. 1.4

3. ПАРАМЕТРЫ, ВЛИЯЮЩИЕ НА ВЕРНОСТЬ ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

Искажения, возникающие при усилении и преобразовании звука, складываются из линейных и нелинейных. К линейным относятся искажения, появление которых связано с наличием в цепях передачи

сигнала инерционных звеньев, таких, как емкость и индуктивность. Это амплитудно-частотные, частотно-фазовые и переходные искажения. Частотная, фазовая и переходная характеристики однозначно связаны между собой. К нелинейным искажениям (НИ) относятся такие, которые вызваны нелинейностью передаточной функции звукопередающего устройства, его амплитудно-амплитудной характеристики. Это гармонические и комбинационные искажения.

Гармонические НИ проявляются как присутствие в выходном сигнале высших гармоник, не содержащихся в исходном сигнале, в результате изменения формы сигнала по причине нелинейности амплитудных характеристик активных элементов. На слух они воспринимаются как неприятные призвуки, дребезжание, искажающие тембральную окраску инструментов и голоса, мешающие восприятию и утомляющие слушателя.

Коэффициент гармоник измеряется в процентах и определяется по формуле

$$K_r = \frac{\sqrt{A_2^2 + A_3^2 + \dots + A_n^2}}{\sqrt{A_1^2 + A_2^2 + \dots + A_n^2}} 100,$$

где A_n — амплитудное значение n -й гармоники; $1 \dots n$ — номер гармоники.

Нелинейные искажения в усилителях усугубляются неправильным выбором режимов усилительных каскадов, неоптимальной глубиной обратной связи и паразитными связями между каскадами, а также подъемом АЧХ усилителя в области верхних частот.

В магнитофонах основным источником искажений являются выходной каскад усилителя записи, если он не имеет запаса амплитудной характеристики, а также магнитная лента и записывающая головка в связи с нелинейностью кривой намагничивания ленты. Искажения здесь зависят от значения тока записи и тока подмагничивания.

Основным источником НИ в электрофонах являются грампластинка и головка. Величина искажений зависит и от погрешности следования иглы в канавке пластинки.

В акустических преобразователях причиной НИ является зависимость гибкости диффузора от степени его деформации, ухудшающейся по мере увеличения перемещения диффузора, и изменение потокосцепления между магнитной системой и звуковой катушкой головки при перемещении ее вдоль продольной оси. Искажения усугубляются наличием призвуков, резонансов и неравномерностью АЧХ головки. Нелинейные искажения акустической системы удается исправить оптимальным акустическим согласованием и демпфированием, а также ограничением подводимой электрической мощности. Хорошие результаты дает применение электромеханической обратной связи.

Интермодуляционные искажения — это комбинационные продукты искажений, проявляющиеся как модуляция высокочастотных составляющих сигнала низкочастотными при работе элементов воспроизводящего тракта в нелинейной области. Интермодуляционные искажения (ИИ) часто воспринимаются на слух как появление хрипов при

большом разное воспроизводимых частот, например, искажения скрипки контрабасом, или как появление разностного тона при воспроизведении близких по высоте звуков, например, инструментального или вокального дуэта.

Особенно велики ИИ у однополосных громкоговорителей. В конусных электродинамических громкоговорителях могут также возникать субгармонические резонансные колебания диффузора, возбуждаемые на его резонансных частотах в тех случаях, когда частота воспроизводимого тона в 2, 3 и более раз выше их. Эти искажения удастся уменьшить приданием конусу криволинейной образующей.

Коэффициент ИИ определяют по формуле

$$K_{\text{ИИ}} = \sqrt{K_{\text{ИИ}_2}^2 + K_{\text{ИИ}_3}^2},$$

где $K_{\text{ИИ}_2} = \frac{A_{(f_s - f_1)} + A_{(f_s + f_1)}}{A_{f_s}}$ и $K_{\text{ИИ}_3} = \frac{A_{(f_s - 2f_1)} + A_{(f_s + 2f_1)}}{A_{f_s}}$ — коэффициенты ИИ второго и третьего порядков, соответственно; A — амплитудные значения напряжения разностной (суммарной) частоты.

Скорость нарастания выходного напряжения — термин, заимствованный из техники операционных усилителей и означающий максимальную скорость изменения напряжения на выходе усилителя за единицу времени при условии, что на вход усилителя подается импульс с крутым фронтом.

Скорость нарастания определяется по формуле

$$V = E_m \omega_p = E_m 2\pi f_p,$$

где E_m — максимальное напряжение на выходе усилителя (пиковое значение); f_p — самая высокая частота, при которой сохраняется номинальное значение выходной мощности усилителя (частота среза по мощности).

Таким образом, скорость нарастания выходного сигнала определяет рабочий диапазон частот по мощности и зависит от физических свойств активных элементов, способов их включения, распределения и глубины обратной связи. При недостаточной скорости нарастания происходит запаздывание сигнала по петле общей обратной связи, регулирующей коэффициент передачи входного каскада, что приводит к его перегрузке в течение времени запаздывания. Это явление носит название «динамические искажения». Скорость нарастания должна быть тем больше, чем больше амплитуда сигнала и увеличиваться от входа к выходу усилителя. Для предотвращения возникновения динамических искажений в усилителе мощности во входном сигнале должны отсутствовать частоты, лежащие выше его f_p .

Время нарастания — время, необходимое для увеличения напряжения на выходе усилителя от 10 до 90 % его конечного значения при подаче на вход сигнала прямоугольной формы. Время нарастания T связано с верхней граничной частотой следующим соотношением:

$$f_0 = 0,35/T,$$

где f_0 — верхняя граничная частота рабочего диапазона с уровнем затухания — 3 дБ, соответствующего половинной мощности (рис. 1.5).

Чтобы не вносить погрешности в воспроизводимый сигнал, время нарастания усилителя должно быть меньше времени нарастания входного сигнала. В противном случае будет искажаться точность воспроизведения фронта музыкального сигнала.

Динамические или переходные интермодуляционные искажения возникают, когда частота среза высоких частот предварительного усилителя лежит выше частоты среза усилителя мощности с разомкнутой петлей обратной связи. Так как общая обратная связь определяет коэффициент усиления входного каскада и в течение времени нарастания выходного сигнала бездействует, то входные каскады усилителя находятся в состоянии насыщения, которое усугубляется запаздыванием сигнала по петле обратной связи, в результате чего условие перегрузки входных каскадов сохраняется дольше времени нарастания сигнала усилителя при разомкнутой петле обратной связи. При этом общий результат будет выражаться 100 %-ными

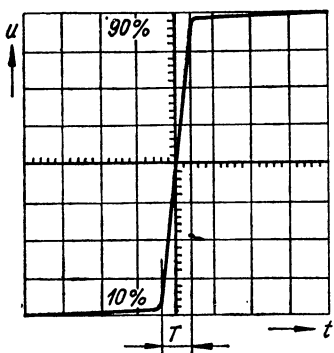


Рис. 1.5

интермодуляционными искажениями, что доказывает важность правильного выбора рабочего диапазона частот для отдельных элементов тракта воспроизведения.

Перекрестные искажения. В связи с нелинейностью входной характеристики транзисторов в усилителях мощности класса В при переходе через нуль возникают искажения переключения, имеющие вид ступеньки и называемые перекрестными или центральной отсечкой. Эти искажения видны на экране осциллографа при очень малых уровнях

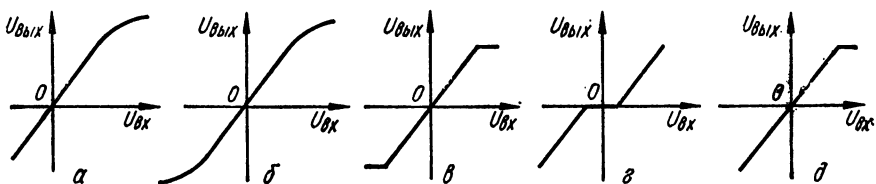


Рис. 1.6

синусоидального сигнала, если начальный ток выходной ступени усилителя близок или равен нулю. Конечным результатом будут сильные гармонические искажения высшего порядка, особенно при малых уровнях сигнала, увеличивающиеся еще и от того, что при переходе через нуль оба плеча усилителя запираются. При этом разрывается петля обратной связи, уменьшающей искажения. Это достигается подачей начального смещения, обеспечивающего небольшой начальный ток покоя выходных транзисторов. Максимальный (теоретический) КПД усилителя класса В равен 78,5 %. При небольших начальных токах он ухудшается незначительно, что позволяет применять радиаторы умеренных размеров. На рис. 1.6, а—д показаны виды характе-

ристик нелинейности: квадратичная (а), кубичная (б), двустороннее ограничение (в), центральная отсечка (г), одностороннее ограничение (д).

Перегрузочная способность — это способность усилителя или другого устройства звукоусиления, звукозаписи или воспроизведения выдерживать перегрузки без заметных искажений, т. е. запас мощности, который не используется при прослушивании на номинальной громкости, но необходим при пиковых превышениях среднего уровня сигнала, параметр, особенно важный при воспроизведении классической музыки, где динамический диапазон наиболее велик. В лучших образцах акустических систем и усилителей запас мощности достигает 4...6 дБ.

Фазовые искажения. Фазовые характеристики многоканальных систем должны быть строго согласованы. При фазовых сдвигах между каналами нарушается целостность звуковой картины, ухудшается локализация расположения инструментов в пространстве. Например, если воспроизводить чистый тон двумя равноценными громкоговорителями, разнесенными на 2...3 м и включенными синфазно при одинаковой подводимой мощности, то кажущийся источник сигнала будет восприниматься слушателем, равноудаленным от них, точно посередине. Если теперь включить громкоговорители противофазно, то каждый громкоговоритель будет звучать самостоятельно, а источник звука распадается на два. Аналогичное явление происходит и в стереофонической передаче в тех частях диапазона, где фазовый сдвиг близок к 180°. На самых низких частотах такой сдвиг еще снижает и интенсивность звука.

Другой пример. Если при воспроизведении стереофонической магнитной записи изменять наклон воспроизводящей головки относительно вектора движения ленты (азимут), то помимо ухудшения частотной характеристики кажущиеся источники звука будут перемещаться от одного громкоговорителя к другому. Это также объясняется фазовыми сдвигами между стереоканалами.

Источниками фазовых искажений (ФИ) в полифонических системах могут являться: магнитофон при неправильно установленной головке воспроизведения, регулятор тембра в усилителе при плохом совпадении номиналов частотно-зависимых цепей и разбалансе регулирующих элементов в каналах и многополосные громкоговорители в области частот разделения при неточной настройке разделительных фильтров.

Фазовые искажения в монофонических системах незаметны на слух даже при очень больших сдвигах фаз, измеряемых десятками л. Искажения речевого сигнала проявляются как пришептывание или щебет на звонких и шипящих звуках. Исследования показали, что для частот 5...8 кГц допустима временная задержка приблизительно на 8 мс (40...60 л) по отношению к средним частотам, а для 50...100 Гц — около 70 мс (7...14 л). Такие фазовые сдвиги возникают в длинных проводных линиях связи.

Частотные искажения изменяют соотношение между спектральными составляющими исходного сигнала и характеризуются максимальным отклонением модуля коэффициента передачи в рабочем диапазоне частот от его значения на опорной частоте, равной 1 кГц. Плавный

спад или подъем АЧХ на 4...6 дБ, особенно на краях рабочего диапазона, практически незаметен. При наличии большого спада на одном из краев диапазона звучание можно сделать более приятным, создав аналогичный спад АЧХ на другом краю частотного диапазона. Заметность широких пиков и провалов с шириной 50 % и более от центральной частоты намного больше, чем узкополосных, причем узкополосный пик заметен больше, чем узкополосный провал. На краях звукового диапазона узкополосные искажения АЧХ с шириной менее 15 % от центральной частоты до 10...12 дБ практически незаметны.

Энергетические параметры. *Выходная электрическая мощность.* Синусоидальная номинальная мощность усилителя характеризует способность усилителя воспроизводить в течение продолжительного времени синусоидальный сигнал без заметных искажений и тепловой перегрузки. Уровень искажений для номинальной мощности, как правило, оговаривается в паспорте усилителя. Синусоидальную мощность рассчитывают, пользуясь следующими эквивалентными формулами:

$$P_{cp} = UI; \quad P_{cp} = U^2/R; \quad P_{cp} = I^2R,$$

где U — среднее квадратическое (эффективное) значение напряжения на нагрузке, В; I — среднее квадратическое значение тока в нагрузке, А; R — сопротивление нагрузки, Ом. При расчете мощности усилителя на высоких частотах следует учитывать комплексный характер нагрузки.

Пиковая мощность: $P_{пик} = (U\sqrt{2})^2/R = 2U^2/R$,

где $U\sqrt{2}$ — амплитудное значение напряжения на нагрузке.

Действительная средняя квадратическая мощность — это понятие справедливо при оценке параметров усилителей, питающихся от нестабилизированного выпрямителя, на выходе которого, благодаря импульсной нагрузке музыкального сигнала, поддерживается более высокое напряжение, чем при воспроизведении чистого тона (условие, справедливое и для музыкальной мощности), при этом максимальная неискаженная мощность увеличивается. При вычислении средней квадратической мощности требуется возвести в квадрат мгновенную мощность, затем проинтегрировать и извлечь квадратный корень. В упрощенном виде ее можно определить по формуле

$$P_{ер.кв} = \sqrt{1,5} \, 2U^2/2R \approx 1,225P_{cp}.$$

Музыкальная мощность — это самая большая мощность, получаемая от источника синусоидального сигнала в короткий интервал времени при установленном уровне искажений, например 3 %. Длительность интервала определяется способностью источника питания выдерживать под нагрузкой практически неизменное напряжение, а также температурной стабильностью режима силовых транзисторов. В зависимости от энергетических возможностей источника питания музыкальная мощность может быть на 20...40% больше средней мощности усилителя. Более тщательно нужно проводить измерения, когда работают оба канала стереофонического усилителя. Музыкальная мощность связана со способностью усилителя воспроизводить максимальный динамический диапазон, т. е. фортиссимо без заметных искажений

и пианиссимо без шумов. По этой причине часто ее называют динамической мощностью.

Максимальная мощность (также реальная) — это мощность, которой располагает усилитель независимо от искажений при полностью открытом регуляторе громкости. При максимальной мощности усилитель долго эксплуатировать нельзя, так как это приводит к перегреву его силовой части.

Рабочая мощность, эффективность акустической системы. В соответствии со стандартом DIN 45—500 рабочая мощность акустической системы соответствует минимальному давлению 1,2 Па, измеряемому на расстоянии 1 м в диапазоне частот 100 Гц ... 4 кГц. Отечественными стандартами рабочая мощность не оговаривается, зато содержится требование к номинальной мощности, которая тоже является важным параметром. Между рабочей и номинальной мощностью нет никакой связи, поэтому определить эффективность большинства выпускаемых акустических систем нет возможности, кроме тех, в паспорте которых указывается мощность, необходимая для создания давления 1,2 Па. Так, например, для акустической системы «Электроника 100 АС — 060» этому давлению соответствует мощность 4 Вт.

Эффективность акустической системы в процентах можно узнать из выражения: $\eta = P_s/P_e$, где P_s — акустическая мощность, Вт, излучаемая акустической системой; P_e — электрическая мощность, Вт, подводимая к акустической системе.

Глава 2

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. ЛИНЕЙНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Основное назначение каскадов линейного усиления — согласование уровней и выходных импедансов различных источников скорректированных сигналов с входными уровнями и импедансами усилителей мощности. Как правило, этими же каскадами обеспечивается регулирование громкости и стереобаланса.

Линейные усилители предшествуют усилителю мощности, на вход которого для достижения номинальной выходной мощности необходимо подавать напряжение порядка 1 В. Это создает жесткие требования к линейным усилителям в отношении их собственного коэффициента гармоник, перегрузочной способности и относительного уровня шумов и помех. Если за порог заметности нелинейных искажений полного усилителя принять их уровень, соответствующий коэффициенту гармоник $K_g = 0,3 \%$, то линейный усилитель должен обеспечивать, по крайней мере, втрое меньший K_g . Если же после линейного усилителя следует не усилитель мощности, а блок регулирования тембра, то, с учетом того, что в последнем нередко используется режим подъема высоких частот на 10...20 дБ, линейный усилитель должен обеспечить еще на порядок меньший K_g , т. е. сотые доли процента.

Диапазон уровней сигналов на входе линейных усилителей обычно составляет 100 мВ ... 1 В, поэтому относительный уровень шумов всей системы звуковоспроизведения определяется, как правило, шумами усилителя воспроизведения магнитофона или предусилителем-корректором электропроигрывающего устройства, входные сигналы которых на 3—4 порядка меньше. Однако, учитывая, что в линейных усилителях редко применяют специальные малозумящие активные элементы,

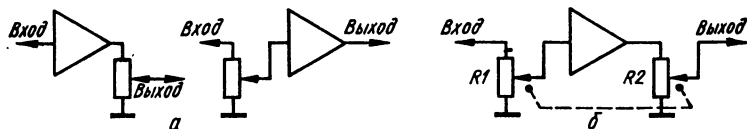


Рис. 2.1

при разработке необходимо придерживаться принципов конструирования малозумящих устройств.

На перегрузочную способность линейного усилителя в значительной степени влияет точка подключения регулятора громкости. Если последний включен на выходе линейного усилителя (рис. 2.1, а), то максимальная перегрузочная способность достигается только в одном положении регулятора, когда он полностью введен. С возрастанием уровня входного сигнала перегрузочная способность уменьшается пропорционально коэффициенту деления напряжения регулятором громкости,

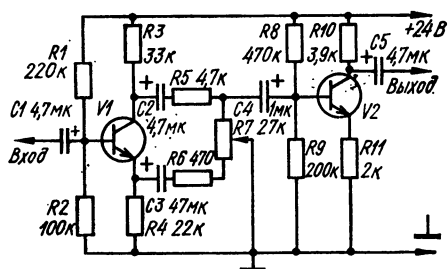


Рис. 2.2

поэтому такое его включение нецелесообразно. Регулирование громкости на выходе усилителя также имеет существенный недостаток: при малых уровнях громкости, когда регулятор почти полностью выведен, сигнал на его выходе сравним с собственными шумами входного каскада усилителя, что может ограничить снизу динамический диапазон всей системы звуковоспроизведения. Следовательно, высокую перегрузочную способность и малый уровень шумов в любом положении регулятора громкости можно достигнуть двумя путями: включением регулятора громкости в цепь отрицательной обратной связи (ООС) линейного усилителя или использованием двух переменных резисторов, один из которых включен на входе (R1), а другой — на выходе (R2) этого усилителя (рис. 2.1, б). При реализации первого способа на операционных усилителях (ОУ) могут возникнуть трудности, связанные со значительным (до 40...50 дБ) изменением глубины ООС. Цепи частотной компенсации ОУ должны обеспечивать устойчивость усилителя при минимальном усилении (максимальной глубине ООС) и в то же время гарантировать запас усиления на высшей частоте рабочего диапазона при максимальном усилении (минимальной глубине ООС).

Один из возможных вариантов регулятора громкости с изменением глубины ООС изображен на рис. 2.2. В таком устройстве резистор R_5 и верхняя по схеме часть резистора R_7 образует обычный делитель напряжения, с выхода которого сигнал через конденсатор C_4 подается на буферный усилитель на транзисторе V_2 . Нижняя часть резистора R_7 совместно с резистором R_6 шунтирует резистор R_4 в цепи эмиттера транзистора V_1 , тем самым предопределяя коэффициент ООС по току первого каскада, а значит и его коэффициент усиления.

В крайнем верхнем положении движка резистора R_7 коэффициент передачи делителя R_5R_7 равен нулю, а глубина ООС, охватывающей входной каскад, — максимальна. Коэффициент усиления этого каскада близок к значению

$$K_U \approx R_5 (R_4 + R_7) / (R_4 R_7) = 0,4,$$

а общий коэффициент передачи равен нулю. В таких условиях (движок R_7 близок к верхнему по схеме положению) перегрузочная способность каскада по входу составляет 3 ... 5 В, а шумы транзистора V_1 снижаются делителем R_5R_7 в той же мере, что и сигнал. При перемещении движка R_7 вниз глубина ООС уменьшается, одновременно увеличивается и коэффициент передачи сигнала с коллектора транзистора V_1 на базу V_2 . В нижнем по схеме положении регулятора громкости коэффициент передачи делителя R_5R_7 близок к единице, а коэффициент усиления каскада на транзисторе V_1

$$K_U \approx R_3 R_7 / (R_3 + R_7) R_6 = 32.$$

Общий коэффициент усиления с учетом двукратного усиления каскада на транзисторе V_2 близок к 50. Входное сопротивление устройства 50 кОм, выходное 4 кОм. Для достижения малого K_f необходимо в качестве V_1 использовать транзистор с большим коэффициентом передачи тока.

Человеческое ухо обладает, как известно, нелинейной характеристикой чувствительности, которая в большом диапазоне звуковых давлений мало отличается от логарифмической. В связи с этим для регулирования громкости следует отдавать предпочтение переменным резисторам с показательной характеристикой зависимости сопротивления от угла поворота оси. Коэффициент передачи делителя, образованного переменным резистором группы В, описывается выражением

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = f(\alpha) = 10^{2(\alpha-1)},$$

где α — относительный угол поворота оси может изменяться от 0 (положение против часовой стрелки до упора) до 1 (по часовой стрелке до упора). Ослабление сигнала можно выразить в децибелах как

$$N = 20 \lg (U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}) = 40 (1 - \alpha).$$

Последнее выражение показывает, что ослабление пропорционально углу поворота оси резистора относительно крайнего правого (по часовой стрелке) положения. В этом случае громкость регулируется наиболее плавно, так как повороту оси на один и тот же угол соответствуют равные приращения громкости. Поскольку резисторы группы

В нельзя нагружать, не внося искажений в передаточную характеристику, на практике за таким регулятором включают усилительный каскад или повторитель напряжения, обладающий большим входным сопротивлением.

Хорошую аппроксимацию показательной характеристики можно получить, используя линейный переменный резистор группы А, ОУ и постоянный резистор, соединив их, как показано на рис. 2.3, а [24]. Если положить $R_2 = 8R_1$, то максимальное усиление схемы составит 8, т. е. 18 дБ, а коэффициент передачи напряжения будет описываться выражением

$$U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = -8\alpha/(9 - 8\alpha),$$

которое хорошо аппроксимирует характеристику $K = 40(1 - \alpha) - 18$ на большей части диапазона изменения α . На рис. 2.4 показаны характеристики резистора группы В и схемы на ОУ, нормализованной

Рис. 2.3

к виду $\varphi(\alpha) = \alpha/(9 - 8\alpha)$. Обе характеристики хорошо совпадают по всему диапазону α и особенно при малых значениях α , где компенсация пониженной чувствительности слуха при малых уровнях громкости особенно нужна. Обе функции точно совпадают при $\alpha = 0,5$. Поскольку в схеме на рис. 2.3 используется линейный резистор, она обходится дешевле, чем схема с резистором группы В, и, кроме того, в стереофонических усилителях достигается меньший разбаланс громкости каналов при регулировании. Практически сопротивление резисторов R_1 и R_2 выбирается исходя из согласования с характеристиками ОУ и входного сопротивления. Для большинства случаев приемлемыми являются резисторы с сопротивлением $R_2 = 100 \text{ кОм}$, $R_1 = 12 \text{ кОм}$. При согласовании с другими устройствами следует помнить, что входное сопротивление схемы изменяется от значения, равного R_1 при максимальном усилении, до $R_1 + R_2$ — при минимальном.

Аналогичный эффект обеспечивает схема регулятора громкости, составленного из линейного резистора R_1 и постоянного резистора R_2 (рис. 2.3, б). В результате шунтирования резистором R_2 участка 1—2 переменного резистора группы А R_1 передаточная характеристика схемы $\varphi(\alpha)$ отличается от линейной и коэффициент деления описывается выражением

$$K_\alpha = R(\alpha)/R_1 = [1/\alpha + (1 - \alpha)R_1/R_2]^{-1},$$

где $R(\alpha)$ — сопротивление между выводами 1 и 2 резистора R_1 . Наилучшая аппроксимация достигается при условии $R_1/R_2 = 7,8$ [14].

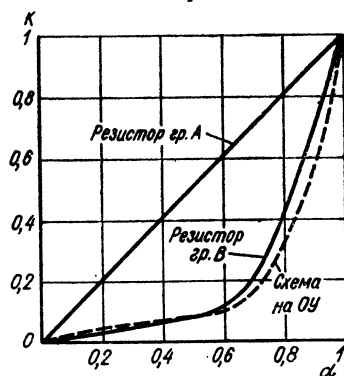


Рис. 2.4

Максимальная погрешность такой аппроксимации показательной характеристики составляет $\pm 8,9\%$, т. е. не превышает погрешности воспроизведения функциональной характеристики переменных резисторов общего применения. При расчете рассмотренного регулятора следует учитывать шунтирующее действие входного сопротивления последующих каскадов усиления.

Ощущение громкости, как известно, зависит как от интенсивности звука, так и от его частоты. Статистические исследования на больших группах слушателей позволили определить зависимости интенсивности

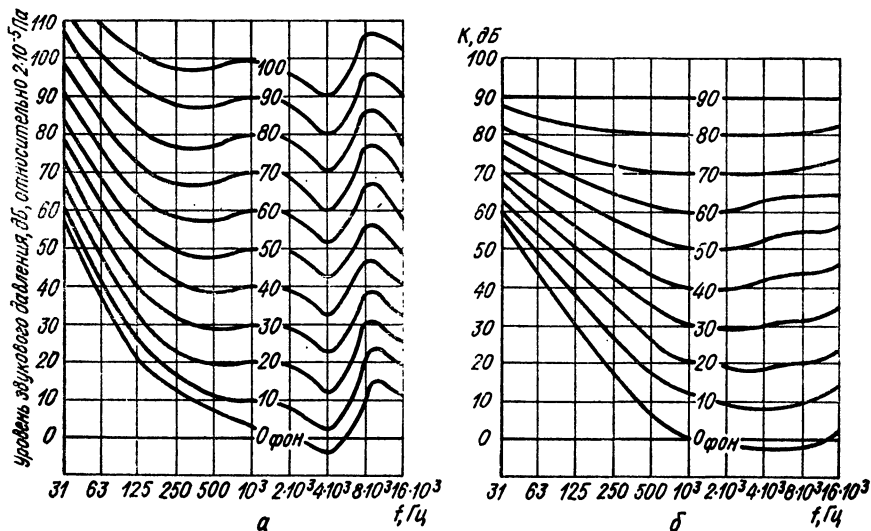


Рис. 2.5

от частоты для равногромких чистых тонов, которые графически изображены на рис. 2.5, а в виде кривых равной громкости (изофонов). На низких частотах уровень громкости много ниже интенсивности звука (звукового давления), причем общее снижение громкости ведет к ослаблению относительного уровня на низких частотах.

В процессе записи фонограмм звукорежиссеры производят тембровую балансировку в соответствии с чувствительностью слуха при уровнях громкости 86...90 фон. Поэтому для достижения естественности звучания при прослушивании программ на уровнях громкости, меньших уровня балансировки, необходимо компенсировать соответствующие различия в чувствительности слуха, ориентируясь на разность ординат кривых равной громкости, соответствующих уровню 90 фон и уровню, при котором прослушивается фонограмма.

На рис. 2.5, б показаны характеристики частотной компенсации, построенные на основе кривых равной громкости в предположении, что опорным является уровень громкости 90 фон. В соответствии с этими характеристиками тонкомпенсация на частоте 30 Гц уже при уровне громкости 40 фон должна составлять не менее 30 дБ. Однако такую глубокую коррекцию невозможно реализовать обычными

регуляторами тембра, пределы регулирования которых редко превышают ± 15 дБ. В связи с этим, а также для удобства пользования в современных звукоусилительных устройствах применяют тонкомпенсированные регуляторы громкости (ТКРГ), которые одновременно с изменением коэффициента передачи изменяют и АЧХ усилителя в соответствии с кривыми частотной компенсации.

Пассивные ТКРГ обычно выполняют на специальных переменных резисторах с отводами (например, СПЗ-12в, СПЗ-12е). Схема одного из возможных вариантов ТКРГ показана на рис. 2.6, а. В верхнем положении движка резистора (максимальной громкости) $R3$ АЧХ делителя линейна. Последовательные цепочки $R1 C1$ и $R2 C2$ шунтируют соответственно участки da и ea регулятора громкости, поэтому при

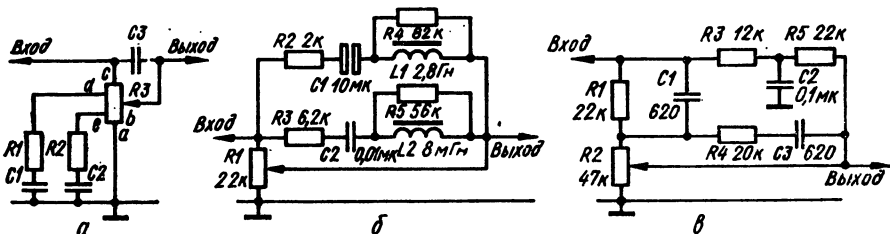


Рис. 2.6

перемещении движка вниз коэффициент деления становится частотно-зависимым — происходит подъем низших частот. Такой ТКРГ можно рассчитать с помощью формул

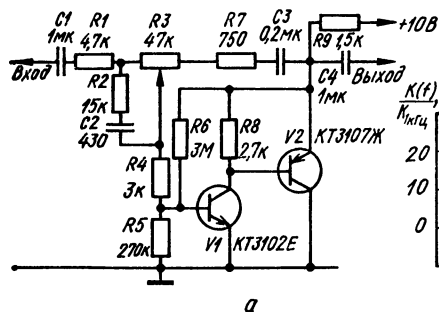
$$R_{cd} = 0,8R_3; \quad R_{de} = R_{ea} = 0,1R_3; \quad R_1 = 0,11R_{ea}; \\ R_2 = 0,125R_{ea}; \quad C_1 = 4 \cdot 10^3/R_{ea}, \quad C_2 = 3,9 \cdot 10^3/R_{ea},$$

где R_{cd} , R_{de} и R_{ea} — сопротивления между соответствующими отводами резистора $R3$. Для подъема высших звуковых частот в схему можно ввести конденсатор $C3$, емкость которого можно определить исходя из условия $C_3 = 10^{-5}/R_3$.

Пассивные ТКРГ можно выполнить и на обычных переменных резисторах группы В по схемам, показанным на рис. 2.6, б и в. В первой из них подъем АЧХ на низких и высоких частотах при уменьшении громкости производится последовательными контурами $L1 C1$ и $L2 C2$, настроенными соответственно на частоты 30 Гц и 18 кГц. Глубина тонкомпенсации ограничивается резисторами $R2$ и $R3$ и составляет 20 дБ на низших и 10 дБ на высших частотах. В схеме на рис. 2.6, в подъем на высших частотах обусловлен цепочками $C1 R1$ и $R4 C3$, а на низших — цепочкой $R3 C2 R5$. К недостаткам пассивных ТКРГ можно отнести их низкое и частотно-зависимое входное сопротивление (в схеме на рис. 2.6, б, например, около 2 кОм на частоте 30 Гц), значительное вносимое затухание при полностью введенном регуляторе (для схемы на рис. 2.6, в), а также сравнительно небольшую глубину регулирования, в пределах которой АЧХ близка к требуемой.

Основу активного ТКРГ, схема которого изображена на рис. 2.7, а [3], составляет инвертирующий усилитель напряжения на транзисто-

рах $V1$ и $V2$. Необходимая коррекция АЧХ формируется цепями частотно-зависимой ООС. При максимальной громкости движок регулятора $R3$ находится в левом по схеме положении. При этом ускоряющая цепь $R2 C2$ замкнута накоротко и подъем АЧХ на высоких частотах отсутствует, а постоянная времени цепи $R3 R7 C3$, обеспечивающей подъем на низких частотах, равна постоянной времени цепи $R1 C1$. В результате суммарная АЧХ устройства линейна (рис. 2.7, б).



В положении минимальной громкости цепь $R7 C3$ обеспечивает подъем низких частот с крутизной 6 дБ на октаву, начиная



Рис. 2.7

с частоты $f = 1/(2\pi R_7 C_3) = 1060$ Гц, т. е. на частоте 100 Гц коррекция достигает 20 дБ, а на частоте 30 Гц достигает 30 дБ. Подъем АЧХ на частотах выше $f = 1/(2\pi R_3 C_2) = 7,9$ кГц обеспечивается шунтированием резистора $R3$ цепью $R2 C3$. Резистор $R2$ ограничивает глубину высокочастотной коррекции на уровне +10 дБ. Коэффициент передачи устройства на средних частотах изменяется от +20 до -36 дБ.

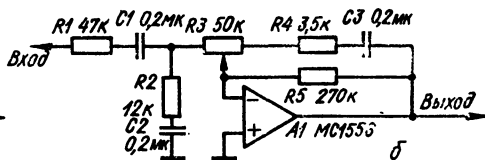
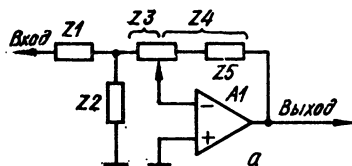


Рис. 2.8

В промежуточных положениях регулятора $R3$ АЧХ несколько отличается от требуемой (см. рис. 2.5, б) вследствие того, что в рассмотренном ТКРГ коррекция осуществляется за счет сдвига частоты перехода при постоянной крутизне 6 дБ на октаву, в то время как характеристики частотной компенсации имеют практически постоянную частоту перехода, но переменную крутизну.

Наиболее точную тонкомпенсацию в области низких частот обеспечивает активный ТКРГ, схема которого показана на рис. 2.8, а [25]. Принцип частотной компенсации этого регулятора, как и предыдущего, основан на изменении при регулировании громкости постоянных времени цепочек $Z1$, $Z3$ и $Z4$ ООС, охватывающей ОУ $A1$ в инвертирующем включении. Дополнительная коррекция достигается за счет частотно-зависимого делителя $Z1$, $Z2$, действие которого максимально в крайнем правом положении движка регулятора, соответствующем

минимальной громкости. В крайнем левом положении движка (максимальная громкость) обеспечивается выполнение условия $Z_1 = Z_4$, и, кроме того, входы ОУ подключены параллельно цепи Z_2 . В результате ток в Z_2 не ответвляется и устройство обеспечивает единичный и частотно-независимый коэффициент передачи.

Полная принципиальная схема ТКРГ на ОУ показана на рис. 2.8, б. На частотах выше 500 Гц емкостное сопротивление конденсаторов $C1...C3$ значительно меньше сопротивления включенных последовательно с ними резисторов в любом положении движка $R3$ и с их действием можно не считаться. Легко убедиться, что при этом на средних и высоких частотах коэффициент передачи устройства изменяется в пределах от -39 до $+1$ дБ.

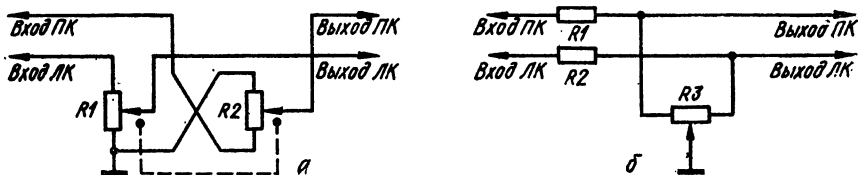


Рис. 2.9

В положении максимальной громкости, как уже указывалось, действие цепочки $R2 C2$ близко к нулю, а полные сопротивления цепочек $R1 C1$ и $R3 R4 C3$ практически одинаковы, поэтому АЧХ ТКРГ линейна во всем звуковом диапазоне. При перемещении движка $R3$ вправо постоянная времени цепи ООС $R3 R4 C3$ уменьшается и в положении минимальной громкости обуславливает подъем АЧХ на частотах ниже 300 Гц с крутизной 6 дБ/октава. При этом цепочка $R2 C2$ совместно с элементами $R1, C1, R3$ образует частотно-зависимый делитель напряжения, обеспечивающий дополнительный подъем АЧХ на частотах ниже 100 Гц, с крутизной 6 дБ/октава; таким образом, общая крутизна АЧХ ТКРГ на этих частотах составляет 12 дБ/октава. Резистор $R5$ введен в схему для обеспечения режима работы ОУ $A1$ по постоянному току и на АЧХ в звуковом диапазоне частот не влияет. Достоинством рассмотренного ТКРГ является и близкое к экспоненциальному регулирование уровня в зависимости от угла поворота оси резистора $R3$.

Еще одной функцией линейных усилителей (в стереофонических системах) является регулирование стереобаланса. С этой целью в тракты усиления левого и правого каналов включают дополнительные спаренные регуляторы уровня, действующие «противофазно», как это показано на рис. 2.9, а. Недостатком такого регулятора является «провал» суммарной мощности обоих каналов в среднем положении движков резисторов $R1$ и $R2$, по сравнению с крайними, на 3 дБ. Более эффективный регулятор стереобаланса можно построить по схеме на рис. 2.9, б. При выполнении условия $R_1 = R_2 = R_3/\sqrt{2}$ «провал» мощности в среднем положении движка $R3$ составляет всего 0,13 дБ, т. е. регулирование можно выполнять по всей ширине стереобазы с практически постоянной громкостью.

Принципиальная схема типового линейного усилителя показана на рис. 2.10, а. Без ООС транзисторная пара $V1, V2$ обеспечивает коэффициент усиления порядка 2000 и уровень гармоник не более 1%. С петлей ООС коэффициент усиления снижается до значения $K_U = R_6/R_1 = 10$, а коэффициент гармоник не превышает 0,05 % при размахе выходного напряжения ± 7 В на нагрузке 10 кОм и ± 2 В на нагрузке 600 Ом. Приведенный ко входу уровень собственных шумов в полосе 20 кГц составляет 5 мкВ. Входное сопротивление усилителя полностью определяется сопротивлением резистора $R1$, а выходное не превышает единиц Ом и на практике значения не имеет. Глубокая ООС как по переменному (через резисторы $R6, R1$), так и постоянному

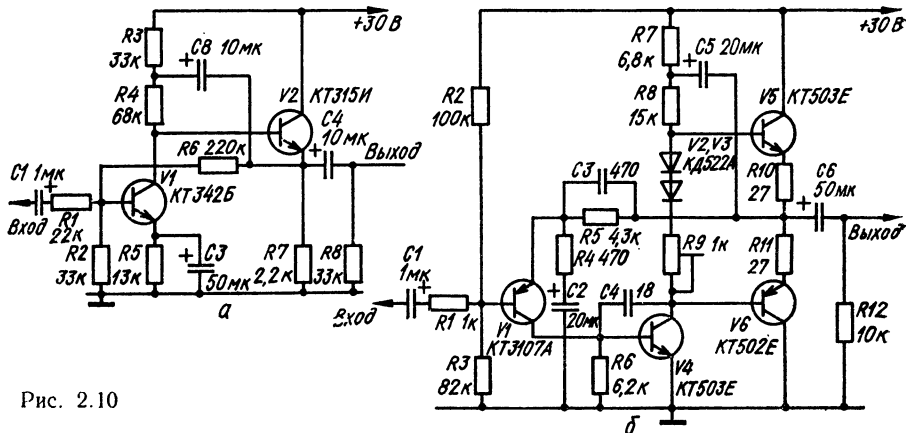


Рис. 2.10

(через резисторы $R6, R2$) току гарантирует постоянство параметров усилителя при изменении температуры и замене транзисторов.

Повышенной перегрузочной способностью обладает линейный усилитель, собранный по схеме на рис. 2.10, б. Два каскада усилителя напряжения на транзисторах $V1$ и $V4$ нагружены на двухтактный эмиттерный повторитель $V5, V6$. Петля 100 %-ной ООС по постоянному току замыкается резистором $R5$, посредством которого напряжение с выхода устройства передается на эмиттер транзистора входного каскада. На переменном токе в области средних частот коэффициент усиления устройства $K_U = 1 + R_5/R_4 = 10$. Кремниевые диоды $V2, V3$ компенсируют температурный дрейф напряжения база — эмиттер выходных транзисторов $V5, V6$, а подстроечный резистор $R9$ обеспечивает работу выходного каскада в режиме АВ, исключая появление искажений типа «ступенька». Границы линейности АЧХ усилителя определяются сверху цепочкой $R5C3$ и снизу — $R4C2$. С указанными на схеме номиналами элементов АЧХ линейна в диапазоне от 20 до 70 000 Гц. Входное сопротивление усилителя равно 40 кОм, коэффициент гармоник не превышает 0,03 % при размахе выходного напряжения ± 11 В на нагрузке 600 Ом.

В качестве линейных усилителей можно использовать интегральные микросхемы (ИМС) ОУ и УНЧ. Применение специализированных ИМС серий К157, К174, К548 в значительной степени упрощает проек-

тирование усилительных устройств, повышает их надежность и в то же время позволяет обеспечить параметры качества, не уступающие параметрам лучших устройств на дискретных элементах.

2. РЕГУЛЯТОРЫ ТЕМБРА

Основные функции регуляторов тембра (РТ) в системе звуковоспроизведения — исправление суммарных погрешностей АЧХ источников сигнала, соединительных кабелей, акустических систем в конкретной акустической обстановке и других звеньев, а также спектральная обработка в соответствии с индивидуальными особенностями слуха и художественным вкусом слушателя. Таким образом, регулятор тембра

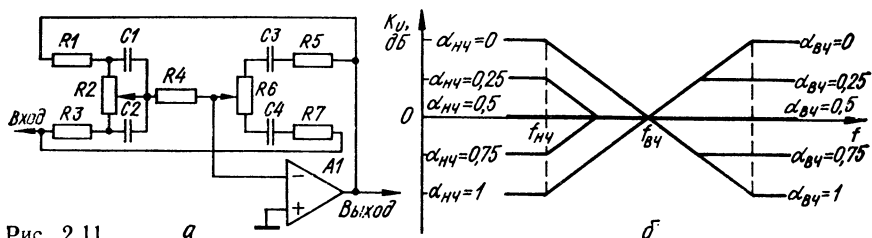


Рис. 2.11

является тем элементом системы звуковоспроизведения, посредством которого достигается желаемый тембр звучания конкретной программы, воспроизводимой конкретной аппаратурой.

Наиболее широко применяются активные РТ с цепями частотно-зависимой ООС, позволяющие плавно изменять спектральный состав программ раздельно в области низких и высоких звуковых частот. Типовая схема такого регулятора изображена на рис. 2.11, а. Основу схемы составляет инвертирующий усилитель А1 с большим коэффициентом усиления, охваченный двумя контурами частотно-зависимой ООС. Для правильного функционирования необходимо выполнение условий $R_1 = R_3$, $C_1 = C_2$, $R_5 = R_7$, $C_3 = C_4$. В области высоких частот конденсаторы C_1 и C_2 шунтируют резистор R_2 , поэтому положение движка последнего безразлично для прохождения высокочастотного сигнала. Аналогично, в области низких частот бездействует регулятор R_6 , поскольку конденсаторы C_3 и C_4 обладают большим импедансом. Воспользовавшись таким частотным разделением, можно рассмотреть влияние каждого контура ООС на АЧХ РТ в отдельности. На рис. 2.12, а и изображена эквивалентная схема РТ для высоких частот, представляющая собой операционную схему инвертирующего усилителя, модуль коэффициента передачи которой $K_U = Z_2/Z_1$. После подстановки модулей Z_1 и Z_2 получаем

$$K_U = \frac{(R_3 + R_2 - \alpha R_2) \sqrt{1 + [\omega C (R_3 + R_2 - \alpha R_2)]^{-2}}}{(R_1 + \alpha R_2) \sqrt{1 + [\omega C (R_1 + \alpha R_2)]^{-2}}}$$

Асимптотическая логарифмическая частотная характеристика (ЛАЧХ) модуля знаменателя этого выражения показана на рис. 2.12, б, а модуля числителя — на рис. 2.12, в. За 0 дБ принято значение, соответствующее сопротивлению $R_1 = R_3 \ll R_2$. ЛАЧХ РТ в таких координатах будет представлять собой разность ординат $K_{УДБ} =$

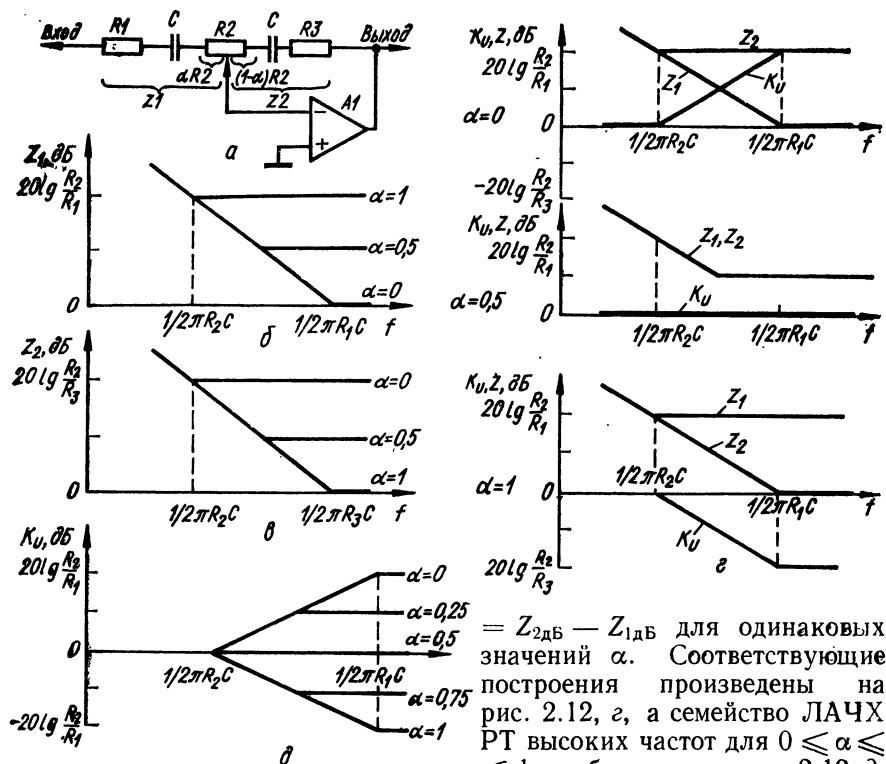


Рис. 2.12

$= Z_{2\text{дб}} - Z_{1\text{дб}}$ для одинаковых значений α . Соответствующие построения произведены на рис. 2.12, в, а семейство ЛАЧХ РТ высоких частот для $0 \leq \alpha \leq 1$ изображено на рис. 2.12, д.

Эквивалентная схема РТ низких частот показана на рис. 2.13, а. Модуль коэффициента передачи такой операционной схемы описывается выражением

$$K_U = Z_2/Z_1 = \sqrt{\frac{[(1-\alpha)R_3R_2]^2 + \left[\frac{R_3 + (1-\alpha)R_2}{\omega C}\right]^2}{[(1-\alpha)R_2]^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}} / \sqrt{\frac{(\alpha R_1R_2)^2 + \left(\frac{R_1 + \alpha R_2}{\omega C}\right)^2}{(\alpha R_2)^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2}}.$$

Соответствующие числителю и знаменателю асимптотические ЛАЧХ относительно значения $Z = R_1 = R_3 \ll R_2$ и ЛАЧХ РТ $K_{U\text{дб}} = Z_{2\text{дб}} - Z_{1\text{дб}}$ изображены на рис. 2.13, б.

Семейство АЧХ совмещенной схемы (рис. 2.11, а) показано на рис. 2.11, б. Резистор R_4 в этой схеме выполняет роль разделительного: при его отсутствии цепь регулировки высоких частот будет зашунтирована конденсаторами C_1 и C_2 . Частота перехода $f_{\text{нч}}$ контура низких частот обычно выбирается в диапазоне 20...50 Гц, а частота

перехода $f_{ВЧ}$ контура высоких частот — вблизи 1 кГц. Глубина регулирования тембра на высоких и низких частотах в большинстве случаев устанавливается одинаковой. При этом характеристики регулирования низких и высоких частот сопрягаются на частоте $f_{ВЧ}$ (рис. 2.11, б) при условии $\alpha_{НЧ} = 0$, $\alpha_{ВЧ} = 1$ или $\alpha_{НЧ} = 1$, $\alpha_{ВЧ} = 0$.

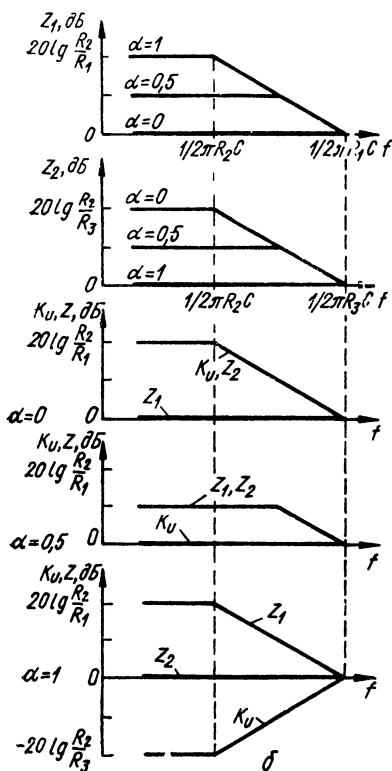
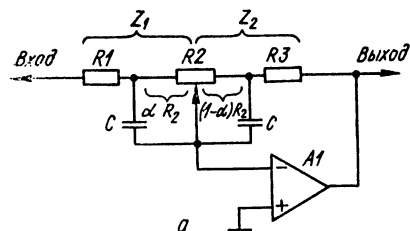


Рис. 2.13

На рис. 2.14 изображена схема классического активного ПТ, используемого в усилителе модели 3000—II фирмы Phase Linear, которая отличается от схемы на рис. 2.11, а тем, что в ней два конденсатора высокочастотного контура заменены одним (C6), соединенным с движком регулятора тембра высоких частот R7. Конденсатор C7 в этой схеме совместно с цепью R8C8 предотвращает самовозбуждение интегрального ОУ A1. Возможности корректировки тембра расширяют переключатели, с помощью которых можно изменять частоту перехода ПТ высоких частот (S1) и низких частот (S2).

Самым значительным недостатком простейшего активного ПТ яв-

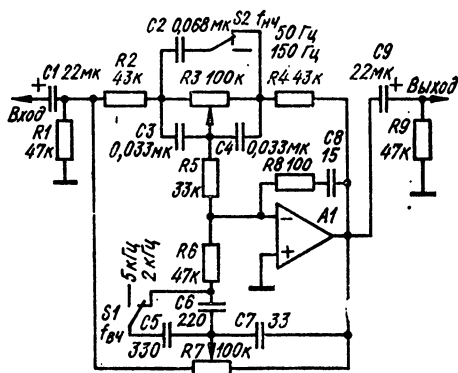


Рис. 2.14

ляется то, что наибольшей глубины коррекция достигает на краях звукового диапазона (рис. 2.11, б). Например, если требуется подъем АЧХ всего на 6 дБ на частоте 4 кГц, то такая коррекция вполне осуществима, но она будет сопровождаться большим и не всегда желательным подъемом АЧХ на более высоких частотах: +18 дБ на частоте 16 кГц. Кроме того, частота «выравнивания» регулятора низких частот не остается постоянной и зависит от глубины низкочастотной коррек-

ции, в то время как для регулятора высоких частот не остается постоянной частота «насыщения».

Простым и достаточно эффективным решением, кроме переключения частоты перехода, является введение в активный РТ дополнительных регуляторов, ограничивающих глубину регулирования [30]. Как следует из рис. 2.13, б, максимальный подъем и завал низких частот в схеме регулятора на рис. 2.11, а определяется сопротивлением резисторов $R1$ и $R3$ соответственно. Требуемого ограничения глубины регулирования можно достигнуть заменой этих двух резисторов переменными, но такое решение требует применения спаренного переменного резистора и, кроме того, несколько смещает частоту перехода РТ.

Более эффективно шунтировать переменным резистором $R1$ сам регулятор $R2$, как показано на рис. 2.15. Резистор $R1$ действует как делитель напряжения совместно с резисторами $R3$ и $R4$. При уменьшении сопротивления $R1$ уменьшается ток, текущий через регулятор $R2$, а значит ограничивается и эффективность регулирования тембра. Из-за постоянной частоты перехода регулятора ВЧ аналогичное шунтирование резистора $R7$ не приведет к расширению возможностей схемы: оно

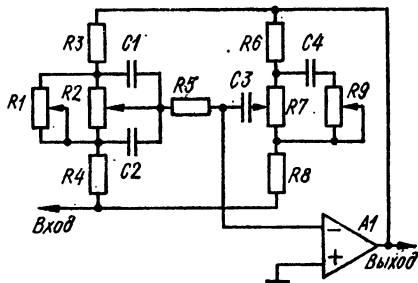


Рис. 2.15

ограничит максимальный подъем или спад АЧХ, но такой же результат можно получить установкой резистора $R7$ в менее экстремальное положение (рис. 2.11, б). Соединение последовательно с шунтирующим резистором $R9$ дополнительного конденсатора $C4$ устраняет этот недостаток, поскольку действие $R9$ становится эффективным только выше частоты, определяемой этим конденсатором и резисторами $R6$, $R8$. Полная принципиальная схема активного РТ с ограничителями эффективности показана на рис. 2.16, а. Резисторы $R5$ и $R11$ предохраняют регуляторы тембра $R19$ и $R20$ от полного замыкания резисторами $R18$ и $R21$; с указанными номиналами $R5 = R11 = 680 \text{ Ом}$ глубину регулирования тембра можно ограничить уровнем $\pm 4 \text{ дБ}$. На рис. 2.16, б показаны ЛАЧХ, которые можно получить с помощью этого РТ. Кривые А соответствуют полностью введенным регуляторам $R18$ и $R21$ и экстремальным положениям регуляторов тембра $R19$ и $R20$; кривые В соответствуют тем же условиям, но регуляторы $R19$ и $R20$ установлены на $1/4$ от экстремального положения. Эти характеристики близки к тем, которые можно получить от обычной схемы на рис. 2.11, а. Кривые С соответствуют экстремальным положениям регуляторов тембра $R19$ и $R20$ при установке резисторов $R18$ и $R21$ в положения, ограничивающие максимальный подъем и спад АЧХ на уровне, соответствующем кривым В. Таким РТ можно скорректировать АЧХ в области не очень низких и не очень высоких частот более точно, чем с помощью обычной схемы.

Рассмотренные активные РТ в некоторых положениях регуляторов создают небольшое входное сопротивление, что вынуждает использовать во избежание перегрузок предыдущих каскадов усиления и непредусмотренного искажения АЧХ каскады согласования импеданса (например, эмиттерный повторитель в схеме на рис. 2.16, а).

При использовании неинвертирующего включения операционного усилителя появляется возможность построения РТ с высокоомным

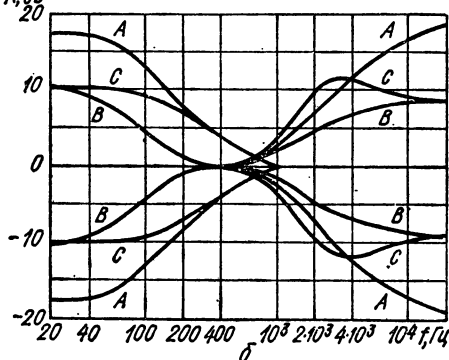
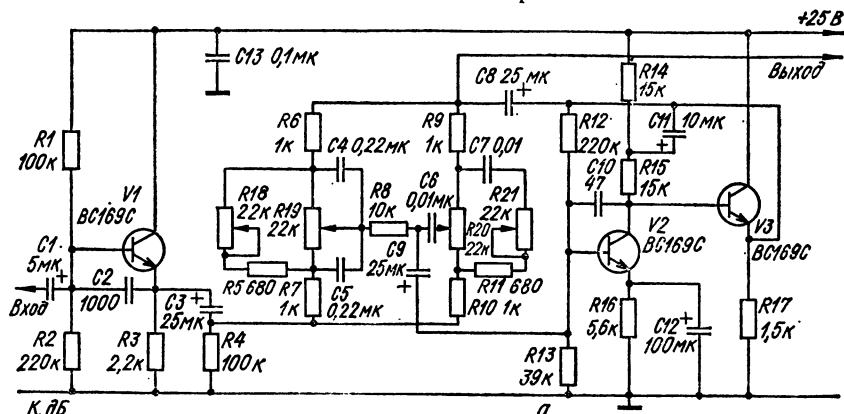


Рис. 2.16

входом. Схема простейшего неинвертирующего РТ с пределами регулирования тембра ± 15 дБ на частотах 20 Гц и 20 кГц и входным сопротивлением 47 кОм показана на рис. 2.17 [27]. Для понимания принципа работы удобно мысленно замкнуть накоротко конденсаторы $C2$ и $C4$, а также разорвать цепи резисторов $R3$ и $R5$ (такое упрощение справедливо для области средних частот). В этом случае входной

сигнал через разделительный конденсатор $C1$ и делитель напряжения 11 : 1 ($-20,8$ дБ), образованный резисторами $R1$ и $R6$, поступает на неинвертирующий вход ОУ $A1$. Выход ОУ связан петлей ООС с инвертирующим входом аналогичным делителем напряжения, поэтому коэффициент передачи РТ оказывается равным единице или 0 дБ.

Восстановив исходные соединения, отметим, что в крайнем левом по схеме положении движка резистора $R4$ РТ ВЧ цепь $C3R3$ с возрастанием частоты все большей степени шунтирует нижний резистор $R6$ входного делителя, обуславливая завал АЧХ РТ примерно на 15 дБ на частоте 20 кГц.

Если движок резистора $R4$ находится в крайнем правом положении, то с увеличением частоты цепочка $R5C3$ шунтирует резистор $R8$ и тем самым уменьшает глубину ООС, обеспечивая подъем АЧХ на 15 дБ.

В среднем положении движка оба описанных эффекта компенсируются, и АЧХ РТ линейна. Регулирование резистора R_4 оказывает незначительное воздействие на ход АЧХ на частотах ниже 1 кГц, поскольку при этом реактивное сопротивление конденсатора C_3 намного превышает сопротивление резисторов R_3 и R_5 .

С понижением частоты сопротивление конденсаторов C_2 и C_4 становится сравнимым с сопротивлением резисторов R_6 и R_8 . Когда движок R_7 установлен в крайнее левое положение, конденсатор C_2 не оказывает воздействия на цепь неинвертирующего входа ОУ. Конденсатор C_4 оказывается зашунтированным резистором R_7 с большим сопротивлением, поэтому глубина ООС в области НЧ увеличивается, что, в свою очередь, определяет завал АЧХ на частоте 20 Гц, равный 15 дБ.

В правом положении движка резистора R_7 конденсатор C_4 оказывается замкнутым накоротко, а C_2 , включенный последовательно с

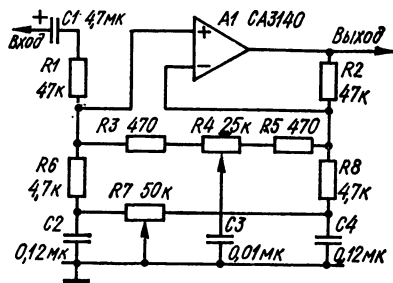


Рис. 2.17

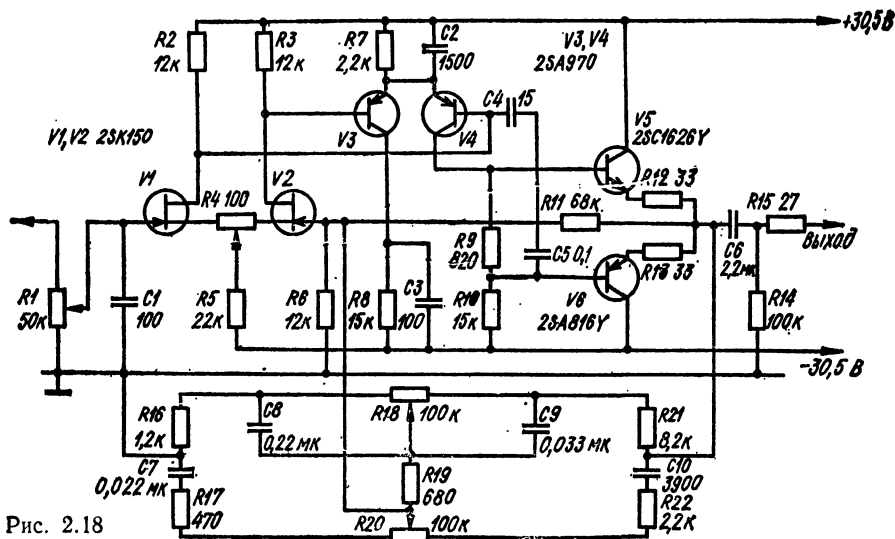


Рис. 2.18

нижним резистором входного делителя, обеспечивает уменьшение его коэффициента деления с понижением частоты. Подъем АЧХ на частоте 20 Гц достигает величины 15 дБ.

Более совершенная схема активного неинвертирующего РТ использована в усилителе SY—C15 фирмы Toshiba (рис. 2.18). В результате использования во входном дифференциальном каскаде полевых транзисторов и подключения частотно-зависимой ООС на инвертирующий вход этого каскада входное сопротивление РТ определяется только сопротивлением резистора регулятора уровня R_1 и легко может быть

доведено до уровня нескольких мегаом. Достаточно высокие напряжения питания и двухтактный выходной каскад на транзисторах $V5$, $V6$ обеспечивают очень высокую перегрузочную способность и динамические характеристики регулятора. Схему можно использовать и как линейный усилитель. Резистор $R11$ обеспечивает 100 %-ную ООС по постоянному току при подключении цепей регулирования тембра, а $R4$ компенсирует смещение нуля входного дифференциального каскада, поэтому нулевое постоянное напряжение на выходе устройства поддерживается достаточно точно и необходимость в разделительных конденсаторах как на входе, так и на выходе РТ отпадает. Резисторы обоих регуляторов — $R18$ (тембр НЧ) и $R20$ (тембр ВЧ) должны иметь показательную характеристику зависимости сопротивления от угла поворота оси.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В РТ

В связи с тем, что активные РТ представляют собой усилительные устройства с глубокой ООС, в определенных условиях возможно заметное на слух проявление динамических интермодуляционных искажений. Причина возникновения таких искажений в РТ та же, что и в усилителях мощности — конечное время задержки сигнала ООС по отношению к входному воздействию.

На рис. 2.19, *a* изображена обобщенная схема усилителя, охваченного петлей ООС. Такая модель имеет четыре принципиальных части: дифференциальный или разностный входной каскад, каскад усиления напряжения, выходной каскад и цепь обратной связи. Ток на выходе первых двух каскадов $i_1 = g_m(u_{вх} - u_1)$, где g_m — передаточная проводимость каскада усиления напряжения.

Доминирующий полюс АЧХ усилителя с разомкнутой ООС определяется емкостью нагрузки этих каскадов C , состоящей из входной ем-

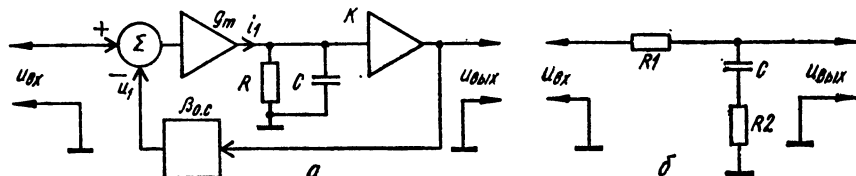


Рис. 2.19

кости выходного каскада и емкости дополнительного конденсатора коррекции, обеспечивающего устойчивость при подключенной ООС. В многокаскадных усилителях передаточная функция характеризуется большим числом полюсов, однако для обеспечения устойчивости усилителя при подключении ООС они должны быть смещены относительно доминирующего полюса настолько, чтобы ими можно было пренебречь. В таких условиях передаточная функция усилителя без ООС

$$K_1(p) = g_m RK / (1 + p\tau_0) \approx K_0 / (1 + p\tau_0),$$

где $K_0 = g_m RK$ — коэффициент усиления на низких частотах усилителя без ООС; $\tau_0 = RC$.

При подключении цепи ООС с передаточной функцией $\beta_{o.c}$ передаточная функция усилителя

$$K_2(p) = \frac{K_0/(1+p\tau_0)}{1+\beta_{o.c}K_0/(1+p\tau_0)} = \frac{K_0}{1+\beta_{o.c}K_0} \frac{1}{1+p\tau_c},$$

где $\tau_c = \tau_0/(1+\beta_{o.c}K_0)$.

Выходной ток каскада усиления напряжения

$$i_1(p) = g_m u_{вх} / \{1 + [K_0/(1+p\tau_0)] \beta_{o.c}\}.$$

Для формирования корректирующей АЧХ необходимо, чтобы коэффициент передачи цепи ОС был частотно-зависимым. Наихудшие условия с точки зрения динамических искажений будет создавать цепь инерционной ОС, поскольку в этом случае задержка сигнала обратной связи будет максимальна. Коэффициент передачи инерционного звена (рис. 2.19, б) определяется как

$$K(p) = (1 + pR_2C) / [1 + p(R_1 + R_2)C].$$

Введя обозначения $\tau_n = (R_1 + R_2)C$, $\tau_b = R_2C$, получим

$$K(p) = (1 + \tau_b p) / (1 + \tau_n p).$$

С такой ООС выражение $i_1(p)$ примет вид

$$\begin{aligned} i_1(p) &= g_m u_{вх} / \{1 + [K_0/(1+p\tau_0)] [(1+p\tau_b)/(1+p\tau_n)]\} = \\ &= g_m u_{вх} \frac{(1+p\tau_0)(1+p\tau_n)}{p^2\tau_0\tau_n + p(\tau_0 + \tau_n + K_0\tau_b) + K_0 + 1}. \end{aligned}$$

Из этого выражения следует, что при входном воздействии типа единичного скачка максимальное значение тока будет в $K_0 + 1$ раз больше установившегося. Действительно, устремив p к бесконечности, получим начальное значение тока $\lim_{t \rightarrow 0} i_1(t) = g_m$, а при $p = 0$ установившееся значение тока $\lim_{t \rightarrow \infty} i_1(t) = g_m / (1 + K_0)$. Функция $i_1(p)$ при воздействии типа единичного скачка

$$i_1^*(p) = \frac{g_m (1 + p\tau_0) (1 + p\tau_n)}{p [p^2\tau_0\tau_n + p(\tau_0 + \tau_n + K_0\tau_b) + K_0 + 1]}.$$

Оригинал этой функции во временной области при условии действительности корней знаменателя

$$i_1(t) = \left[\frac{1}{K_0 + 1} + \frac{(1 + p_3\tau_0)(1 + p_2\tau_n)}{B'(p_2)} e^{p_2 t} + \frac{(1 + p_3\tau_0)(1 + p_2\tau_n)}{B'(p_3)} e^{p_3 t} \right] g_m,$$

где $B'(p)$ — производная знаменателя функции $i_1^*(p)$;

$$p_{2,3} = \frac{-(\tau_0 + \tau_n + K_0\tau_b) \pm \sqrt{(\tau_0 + \tau_n + K_0\tau_b)^2 - 4(K_0 + 1)\tau_0\tau_n}}{2\tau_0\tau_n}$$

— ненулевые корни знаменателя $i_1^*(p)$.

Частота среза и коэффициент усиления типового усилителя без ОС равны соответственно 500 Гц и 5000, а частоты перехода регулятора тембра ВЧ равны 2 и 20 кГц. Таким частотам соответствуют постоянные времени $\tau_0 = 3,18 \cdot 10^{-4}$ с, $\tau_n = 8 \cdot 10^{-5}$ с, $\tau_b = 8 \cdot 10^{-6}$ с.

В этих условиях $p_2 = -1,45 \cdot 10^6$, $p_3 = -1,3 \cdot 10^{-5}$ и оригинал $i_1(t) = (2 \cdot 10^{-4} + 1,09e^{-1,45 \cdot 10^6 t} - 0,09e^{-1,3 \cdot 10^5 t}) g_m$, откуда видно, что $i_1(0)$ в $5 \cdot 10^3$ раз превышает установившееся значение $i_1(\infty)$. Это означает, что на протяжении некоторого отрезка времени входные каскады будут находиться в режиме токового ограничения.

Если цепь ОС в усилителе заменить резистивной, то выражение для тока $i_1(t)$ при единичном воздействии примет вид

$$i_1(t) = [g_m/(1 + K_0)](1 + K_0 e^{-t/\tau_c}).$$

Для данных предыдущего примера $K_0 = 5000$, $\tau_c = \tau_0/(1 + K_0) = 6,36 \cdot 10^{-8}$ с получаем

$$i_1(t) = (2 \cdot 10^{-4} + e^{-15,7 \cdot 10^6 t}) g_m.$$

Из этого выражения следует, что выброс тока в первый момент времени равен выбросу тока в РТ, но длительность переходного процесса на порядок меньше.

Воздействие типа единичного скачка является идеализированным и никогда не встречается на практике, так как спектр сигнала на входе РТ ограничен сверху частотой 20...25 кГц, а спектр единичного скачка простирается до бесконечности. В реальных условиях критическое положение может возникнуть при синусоидальном воздействии на высшей частоте рабочего диапазона. Зависимость амплитуды тока i_1 от частоты синусоидального входного сигнала с единичной амплитудой описывается функцией

$$I_1(\omega) = g_m \sqrt{\frac{[\omega(\tau_n + \tau_0)]^2 + (1 - \omega^2 \tau_0 \tau_n)^2}{[\omega(\tau_0 + \tau_n + K_0 \tau_b)]^2 + (K_0 + 1 - \omega^2 \tau_0 \tau_n)^2}}.$$

Эта зависимость изображена графически на рис. 2.20 совместно с ЛАЧХ усилителя без ОС $K_1(f)$ и ЛАЧХ РТ $K_2(f)$. Из этого рисунка видно, что в интервале от $1/(2\pi\tau_0)$ до $1/(2\pi\tau_n)$ амплитуда тока возрастает прямо пропорционально частоте, а в интервале от $1/(2\pi\tau_n)$ до $1/(2\pi\tau_b)$ — пропорционально квадрату частоты. Для рассмотренного выше примера $\tau_0 = 3,18 \cdot 10^{-4}$, $\tau_n = 8 \cdot 10^{-5}$, $\tau_b = 8 \cdot 10^{-6}$ амплитуда тока на частоте $f_n = 20$ кГц превышает амплитуду тока на частотах ниже $f_0 = 500$ Гц в 400 раз. Если же в качестве усилительного элемента использован интегральный ОУ с типовым значением $f_0 = 50$ Гц и соответственно $\tau_0 = 3,18 \cdot 10^{-3}$ с, то превышение амплитуды тока достигнет 4000. В таких условиях становится вполне вероятным токовое ограничение, влекущее за собой появление заметных на слух динамических интермодуляционных искажений.

Для снижения динамических искажений в РТ целесообразно использовать во входных каскадах усилительные элементы с пониженной передаточной проводимостью, какими являются полевые транзисторы, ограничивать спектр входного сигнала и использовать пассивные регуляторы тембра. В последнем случае положительный эффект объясняется тем, что необходимая коррекция тембра формируется пассивными RC-звеньями, не создающими искажений, а для компенсации ослабления сигнала в средних положениях регуляторов используется

Типовая схема пассивного РТ изображена на рис. 2.21. В области низких частот реактивное сопротивление конденсаторов $C1...C4$ ве-

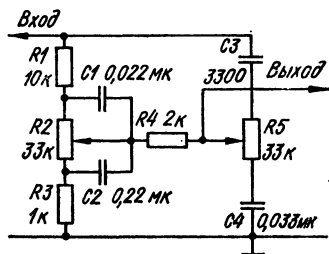


Рис. 2.21

Рис. 2.22

Перечисленные недостатки в значительной степени сглажены в РТ усилителя модели AU—D5 фирмы Sansui (рис. 2.22). Регулировка тембра высоких и умеренно низких частот осуществляется соответственно резисторами $R31$ и $R25$, входящими в состав пассивных частотно-

зависимых делителей напряжения. Резисторы $R30$ и $R32$ ограничивают глубину регулирования тембра на высоких частотах, а резисторы $R27$ и $R29$ приближают функциональную характеристику переменных резисторов к требуемой. Для компенсации ослабления сигнала пассивными цепями служит усилитель напряжения на транзисторах $V2...V4$. Совместно с цепями частотно-зависимой ОС этот усилитель образует дополнительный регулятор тембра средних частот — так называемый «фильтр присутствия» ($R6$) и регулятор тембра самых низких частот ($R13$). Введение двух регуляторов тембра НЧ позволяет более

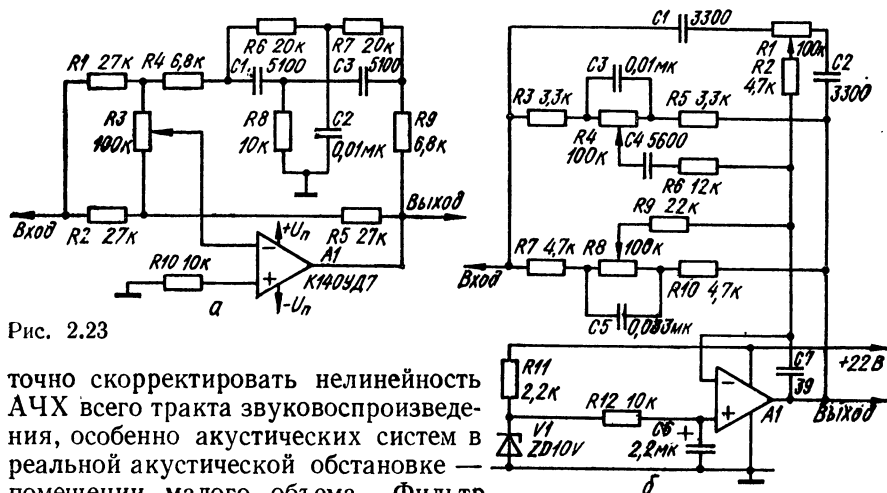


Рис. 2.23

точно скорректировать нелинейность АЧХ всего тракта звуковоспроизведения, особенно акустических систем в реальной акустической обстановке — помещении малого объема. Фильтр присутствия обеспечивает подъем или завал АЧХ в области средних частот 500...2000 Гц на 6...8 дБ и используется для выделения или подавления звучания солирующих исполнителей. Поскольку действие частотно-зависимых ОС ограничивается областью низких и средних частот, в рассматриваемом комбинированном активно-пассивном РТ не создается условий для возникновения заметных динамических интермодуляционных искажений. Общий коэффициент передачи устройства при средних положениях регуляторов близок к единице, входное сопротивление 80 кОм обеспечивает эмиттерный повторитель на транзисторе $V1$.

Для реализации эффекта присутствия можно использовать и отдельный каскад, собранный по схеме на рис. 2.23, а. В цепь обратной связи инвертирующего усилителя на ОУ $A1$ включена резистивная ветвь $R2$ и $R5$ и двойной Т-мост $R6R7R8C1C2C3$. При условии $R_6 = R_7 = 2R_8$ и $C_1 = C_3 = C_2/2$ коэффициент передачи 2Т-моста стремится к нулю на частоте квазирезонанса $f_0 = 1/(2\pi R_6 C_1) = 1,6$ кГц. Поэтому в верхнем по схеме положении движка резистора $R3$ глубина ООС вблизи частоты квазирезонанса уменьшается, а коэффициент передачи каскада увеличивается на 12 дБ. В нижнем положении движка $R3$ ООС определяется практически резисторами $R2$ и $R5$, поэтому АЧХ устройства линейна, а коэффициент передачи близок к единице. Фильтр присутствия может быть введен и в активный РТ, как это сделано в усилителе модели 2000 фирмы Amstrad (рис. 2.23, б). Схема отличается

от рассмотренной выше (рис. 2.11, а) тем, что в цепь ООС ОУ А1 введена ветвь регулирования средних частот $R3R4R5R6C3C4$. Глубина регулирования тембра резистором $R4$ составляет ± 7 дБ на частоте 1 кГц, при этом коэффициент передачи на частотах 100 Гц и 10 кГц изменяется не более чем на ± 1 дБ. Резистор $R1$ регулирует тембр высоких частот в пределах ± 12 дБ на частоте 10 кГц и ± 20 дБ на частоте 20 кГц, а резистор $R8$ — тембр низких частот глубиной ± 12 дБ на частоте 100 Гц и ± 20 дБ на частоте 40 Гц. Параметрический стабилизатор напряжения $R11V1$ и сглаживающий фильтр $R12C6$ формируют

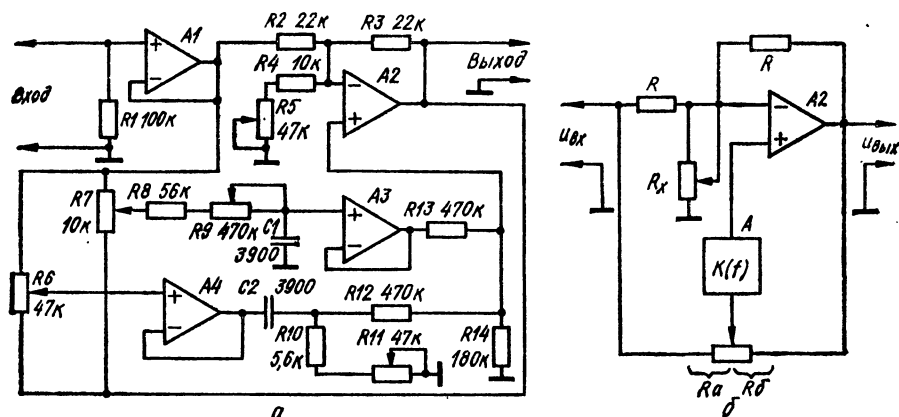


Рис. 2.24

искусственную «землю» для питания ОУ А1 от однополярного источника. Напряжение пробоя стабилитрона $V1$ выбрано равным половине напряжения питания.

В активном РТ, схема которого показана на рис. 2.24, а [23], предусмотрена возможность регулирования не только глубины подъема или спада АЧХ на низких и высоких частотах, но и частот перехода. Для понимания принципа работы рассмотрим упрощенную эквивалентную схему (рис. 2.24, б). Передаточную функцию определяем, пользуясь общими правилами расчета операционных схем.

Напряжения на инвертирующем и неинвертирующем входах ОУ А2 соответственно

$$u_- = (u_{вх} + u_{вых}) \frac{R_x}{2R_x + R}, \quad u_+ = u_{вх} K(f) \frac{R_б}{R_a + R_б} + u_{вых} K(f) \frac{R_a}{R_a + R_б}.$$

Приравняв $u_- = u_+$, получим

$$u_{вых} = - \frac{u_{вх} [R_x (R_a + R_б) - K(f) R_б (2R_x + R)]}{R_x (R_a + R_б) - K(f) R_a (2R_x + R)}.$$

Коэффициент передачи устройства

$$K_{РТ}(f) = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = - \frac{R_x (R_a + R_б) - K(f) R_б (2R_x + R)}{R_x (R_a + R_б) - K(f) R_a (2R_x + R)}.$$

Из последнего выражения следует, что при $K(f) = 0$ коэффициент передачи равен -1 при любых соотношениях между R_a и $R_б$, а также

для любого R_x . Аналогичный результат получается и для $K(f) \neq 0$ при условии $R_a = R_6$. Это означает, что коэффициент передачи РТ близок к -1 при любых положениях регуляторов тембра $R6$ и $R7$ в частотном интервале, на котором коэффициент передачи ФВЧ $C2R10R11$ и ФНЧ $R8R9C1$ близок к нулю, а в средних положениях $R6$ и $R7$ АЧХ линейна во всем звуковом диапазоне.

При условии $R_x = \infty$ коэффициент передачи

$$K_{PT}(f) = -[R_a + R_6 - K(f)2R_6]/[R_a + R_6 - K(f)2R_a].$$

При $R_a = 0$ $K_{PT}(f) = -[1 - 2K(f)]$, а при $R_6 = 0$ $K_{PT}(f) = -1/[1 - 2K(f)]$, т. е. глубина регулирования тембра при $R_a + R_6 = \infty$ определяется коэффициентом передачи ФВЧ и ФНЧ. При конечном R_x и $R_a = 0$

$$K_{PT}(f) = -[R_x - K(f)(2R_x + R)]/R_x.$$

Последнее выражение равно нулю при $R_x = K(f)R/[1 - 2K(f)]$, а при дальнейшем уменьшении R_x меняет знак и растет обратно пропорционально величине R_x .

Аналогично, при конечном R_x и $R_6 = 0$ значение коэффициента

$$K_{PT}(f) = -R_x/[R_x - K(f)(2R_x + R)]$$

обращается в бесконечность при $R_x = K(f)R/[1 - 2K(f)]$, а при дальнейшем уменьшении R_x меняет знак и уменьшается пропорционально R_x . Уменьшение $R_4 + R_6$ от бесконечности до $R_4 + R_6 = K(f)R_2/[1 - 2K(f)]$ расширяет пределы регулирования тембра до бесконечности. В практической схеме максимальный коэффициент передачи ФВЧ и ФНЧ определяется соотношением сопротивлений резисторов R_{12} , R_{13} , R_{14} и для указанных номиналов составляет

$$K(f)_{\max} = [R_{14}R_{13}/(R_{14} + R_{13})]/[R_{12} + R_{14}R_{13}/(R_{14} + R_{13})] = 0,21.$$

При максимальном сопротивлении резистора $R5$ максимальная глубина регулирования тембра равна ± 6 дБ, а при $R_6 = 0$ достигает ± 18 дБ. Пределы регулирования можно расширить дальнейшим уменьшением сопротивления R_4 .

Частота среза по уровню -3 дБ для ФВЧ определяется выражением $f_{с.в} = 1/[2\pi C_2(R_{10} + R_{11})]$, а для ФНЧ $f_{с.н} = 1/[2\pi C_1 \times (R_8 + R_9)]$. Таким образом, резисторы $R9$ и $R11$ позволяют сдвигать характерные точки АЧХ РТ независимо от глубины регулирования тембра отдельно для высоких и низких частот, поскольку коэффициент передачи обоих фильтров в полосах прозрачности благодаря развязывающим неинвертирующим повторителям на ОУ $A3$ и $A4$ остается равным единице в любых положениях регуляторов. Семейства АЧХ описанного активного РТ показаны на рис. 2.25. Действие резистора $R11$ на высоких частотах аналогично действию $R9$ на низких.

Рассмотренные РТ являются корректорами интегрального типа, т. е. производят коррекцию в нескольких относительно широкополосных частотных областях. Однако в системах звуковоспроизведения довольно часто встречаются звенья, резонансные свойства которых характеризуются сравнительно высокой добротностью. Примером та-

ких звеньев могут служить пьезокерамические головки звукоусилителя, головки для воспроизведения магнитной записи, акустические системы в реверберирующем помещении малого объема и т. п. Попытки скорректировать частотные искажения, вызванные такими

звеньями, с помощью интегральных РТ чаще всего заканчиваются неудачей. Единственное, что удастся сделать — это улучшить баланс спектра.

Многополосные регуляторы тембра. Для коррекции узкополосных искажений используют многополосные регуляторы тембра, позволя-

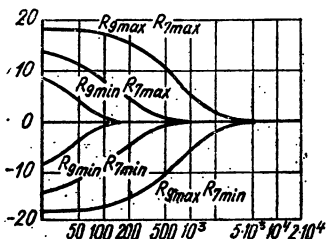
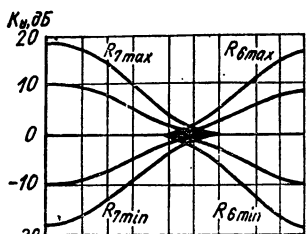
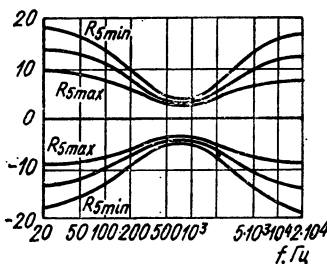


Рис. 2.25



ющие регулировать АЧХ как в узкой полосе частот, так и в широкой (интегрально). Обычно такие РТ представляют собой набор узкополосных фильтров с перемежающимися резонансными частотами, размещенными во всем звуковом диапазоне в логарифмическом масштабе. Подъем

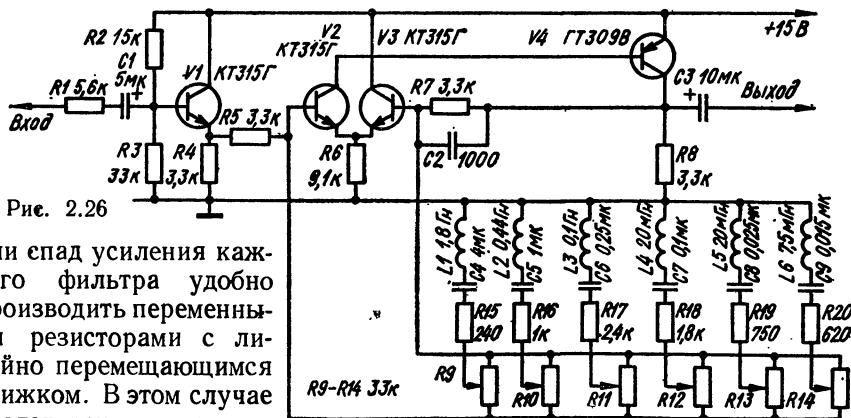
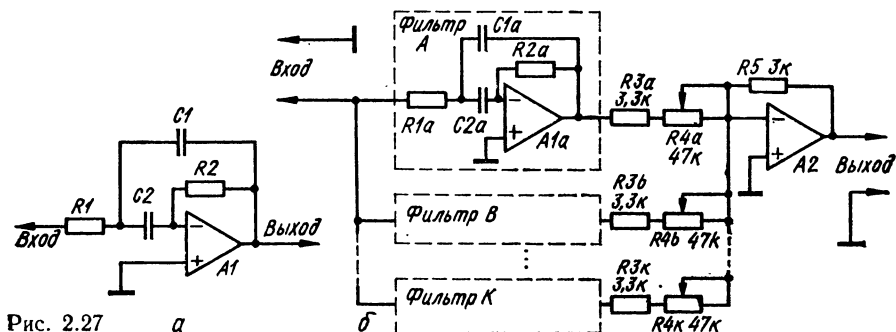


Рис. 2.26

или спад усиления каждого фильтра удобно производить переменными резисторами с линейно перемещающимся движком. В этом случае последовательно расположенные на передней панели корпуса резисторы всех фильтров наглядно характеризуют установленную АЧХ РТ, что объясняет популярное название многополосных РТ — графические корректоры или графические эквалайзеры.

Схема простейшего шестиполосного РТ, используемого в электрофоне «Феникс-001-стерео», показана на рис. 2.26. Основу схемы состав-

ляет дифференциальный усилитель на транзисторах $V2...V4$, охваченный отрицательной обратной связью через цепочку $R7C2$. Избирательные свойства определяются последовательными LCR -контурами, подключаемыми с помощью переменных резисторов $R9...R14$ в цепь прямой передачи или в цепь ООС. В первом случае соответствующий контур совместно с резистором $R5$ образует частотно-зависимый делитель напряжения с минимальным коэффициентом передачи на резонансной частоте контура $f_p = 1/(2\pi\sqrt{LC})$, равным $(R_L + R_R)/(R_L + R_R + R_5)$, где R_L и R_R — соответственно активное сопротивление индуктивности и дополнительное последовательное сопротивление LCR -контура. Во втором случае происходит аналогичное ослабление



ООС, т. е. формируется подъем АЧХ на частоте резонанса, равный $1 + R_7/(R_R + R_L)$. Активные сопротивления катушек индуктивности $L_1...L_6$ составляют соответственно 500, 160, 27,5, 3 и 2 Ом. В этих условиях резистором $R9$ можно осуществлять коррекцию глубиной ± 12 дБ на частоте 63 Гц, резистором $R10 \pm 8$ дБ на частоте 240 Гц, резистором $R11 \pm 5$ дБ на частоте 1 кГц, резистором $R12 \pm 6$ дБ на частоте 3,5 кГц, резистором $R13 \pm 10$ дБ на частоте 7 кГц и резистором $R14 \pm 12$ дБ на частоте 15 кГц. Недостатки схемы — ограниченная добротность контуров и повышенная чувствительность к внешним магнитным полям обусловлены применением моточных узлов.

Для построения графических эквалайзеров с большим числом частотных полос наиболее пригодными являются полосовые операционные звенья. Схема звена второго порядка, содержащего минимальное количество элементов, показана на рис. 2.27, а. При условии идеальности ОУ $A1$ реализуется передаточная функция второго порядка

$$K(p) = - \frac{p/R_1 C_1}{p^2 + (p/R_2)(1/C_1 + 1/C_2) + 1/(C_1 C_2 R_1 R_2)}.$$

Собственная частота полюса равна $\omega_n = 1/\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}$, коэффициент передачи на этой частоте $K_n = -R_2 C_2/[R_1 (C_1 + C_2)]$. Избирательные свойства звена характеризуются эквивалентной добротностью $Q_n = \sqrt{R_2/R_1} \sqrt{C_1 C_2}/(C_1 + C_2)$.

Соединив группу полосовых фильтров, как это показано на рис. 2.27, б, можно сформировать многополосный РТ с любым приемлемым числом полос [32]. Входы всех фильтров включены параллельно и яв-

ляются входом устройства, а выходы подсоединены к масштабным резисторам сумматора, выполненного на ОУ А2. Для подъема АЧХ РТ, например, в полосе прозрачности фильтра А движок резистора R_{4A} необходимо переместить в левое по схеме положение. При этом коэффициент суммирования (коэффициент передачи сумматора для сигналов с выхода фильтра А) $K_{A\max} = R_5/R_{3A} = 0,9$. Максимальный спад АЧХ РТ в этой же частотной области будет при условии перемещения движка R_{4A} в крайнее правое положение. В этом случае коэффициент суммирования $K_{A\min} = R_5/(R_{4A} + R_{3A}) = 0,06$. Глубина регулиро-

Таблица 9

Фильтр	Резонансная частота, Гц	$C_1 = C_2$	Фильтр	Резонансная частота, Гц	$C_1 = C_2$
A	30	0,18 мкФ	G	1249	3900 пФ
B	56	0,1 мкФ	H	2325	2200 пФ
C	104	0,047 мкФ	I	4328	1200 пФ
D	194	0,027 мкФ	J	8057	560 пФ
E	360	0,015 мкФ	K	15 000	330 пФ
F	671	7500 пФ			

вания тембра определяется отношением сопротивлений резисторов $(R_{4A} + R_{3A})/R_{3A}$ и с указанными на схеме номиналами составляет 24 дБ (± 12 дБ).

Квазирезонансные частоты фильтров целесообразно разместить в звуковом диапазоне в логарифмическом масштабе. Если выбрать отношение резонансных частот соседних фильтров равным 1,866, то в полосе частот 18 Гц...21 кГц разместится 11 полосовых фильтров с резонансными частотами, приведенными в табл. 9. Оптимальная добротность фильтров, обеспечивающая наименьшие колебания АЧХ РТ в средних положениях регуляторов, при таком разбиении звукового диапазона частот $Q = 1,25$. Такая добротность при условии $C_1 = C_2$ обеспечивается соответствующим выбором сопротивлений резисторов R_1 и R_2 : $R_2 = 2Q^2 R_1$. Последнему требованию удовлетворяют стандартные значения $R_1 = 12$ кОм, $R_2 = 75$ кОм. Емкости конденсаторов $C1$ и $C2$ можно определить исходя из условия $C = 1/\sqrt{2\pi f_p R_1 R_2}$. Соответствующие расчетные значения приведены в табл. 9.

Описанные звенья можно использовать для построения полу- и третьюктавных эквалайзеров. Впрочем, последние ввиду своей сложности (порядка 30 фильтров), а также повышенных требований к точности и стабильности параметров резисторов и конденсаторов находят практическое применение лишь в студиях звукозаписи.

Для коррекции искажений АЧХ реальных звеньев канала звукопередачи на практике вполне достаточно использовать 3—5 фильтров,

т. е. третьооктавные и даже октавные графические корректоры обладают значительной избыточностью.

Наиболее универсальными возможностями для коррекции как широкополосных, так и узкополосных искажений АЧХ обладают параметрические эквалайзеры, в которых число частотных полос относительно невелико, однако имеется возможность регулирования не только подъема или спада АЧХ, но и параметров каждого избирательного фильтра — резонансной частоты и ширины полосы пропускания. Для реализации таких фильтров целесообразно использовать операционные звенья, построенные по методу пространства переменных состояний

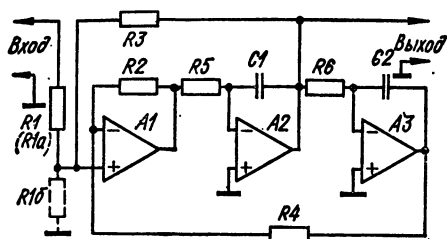


Рис. 2.28

или аналогового моделирования. Широко применяются звенья второго порядка, в которых два интегратора включены в петлю ОС, причем один из интеграторов охвачен местной резистивной ОС. Относительная сложность структуры звеньев (они содержат обычно три ОУ) окупается их преимуществами: универсальностью, простотой настройки,

абсолютной устойчивостью, низкой пассивной чувствительностью и др.

Рассмотрим практическую схему операционного звена второго порядка, которая известна как биквад Кервина, Хьюлсмана и Ньюкомба. Схема биквада изображена на рис. 2.28. Коэффициент передачи этого звена определяется выражением [20]

$$K(p) = - \frac{R_3(R_2 + R_4)}{(R_1 + R_3)R_4} \left[\frac{R_6 C_2 p}{R_5 C_1 R_6 C_2 p^2 + \frac{R_1(R_2 + R_4)}{(R_1 + R_3)R_4} R_6 C_2 p + \frac{R_2}{R_4}} \right],$$

при этом на резонансной частоте $\omega_0 = \sqrt{R_2/R_5 C_1 R_6 C_2 R_4}$ действительная часть знаменателя $R_5 C_1 R_6 C_2 p^2 + R_2/R_4$ обращается в нуль и $K(j\omega_0) = -R_3/R_1$. Добротность биквада

$$Q = [(R_3 + R_1)/R_1(R_2 + R_4)] \sqrt{R_2 R_4 R_5 C_1 / (R_6 C_2)}.$$

При условии $R_3 = R_4$ и $\omega_0 = 1/(R_5 C_1) = 1/(R_6 C_2)$ выражение передаточной функции упрощается:

$$K(p) = - \frac{2R_3}{R_1 + R_3} \frac{\omega_0 p}{p^2 + [2R_1/(R_1 + R_3)] \omega_0 p + \omega_0^2}; \quad Q = (R_1 + R_3)/2R_1;$$

$$K(j\omega_0) = -R_3/R_1.$$

Изменяя одновременно постоянные времени интеграторов $R_5 C_1$ и $R_6 C_2$, можно изменять частоту резонанса ω_0 независимо от резонансного коэффициента передачи $K(j\omega_0)$ и добротности Q . Несогласованность постоянных времени $R_5 C_1$ и $R_6 C_2$ не приводит, как в других реализациях полосового фильтра, к изменению резонансного коэффициента передачи, и лишь незначительно изменяет добротность Q , которую, в свою очередь, можно регулировать независимо от ω_0 изменением сопротивления резисторов R_1 и R_3 . Однако такое регулирова-

ние добротности сопровождается изменением резонансного коэффициента передачи $K(j\omega_0)$, причем соотношение между Q и $K(j\omega_0)$ нелинейно.

Простейшая модификация биквада (штрихи на рис. 2.28) позволяет избавиться от этого недостатка. Резистор $R1$ исходной схемы заменен делителем $R1_a R1_6$, поэтому резонансный коэффициент передачи

$$K(j\omega_0) = - \frac{R_3(R1_a + R1_6)}{R1_a R1_6} \frac{R1_6}{R1_a + R1_6} = - \frac{R_3}{R1_a},$$

а добротность

$$Q = \frac{R1_a R1_6 / (R1_a + R1_6) + R_3}{2 R1_a R1_6 / (R1_a + R1_6)} = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{R_3(R1_a + R1_6)}{R1_a R1_6} \right].$$

Таким образом, изменяя сопротивление резистора $R1_6$, можно регулировать добротность фильтра без изменения резонансного коэффициента передачи, т. е. в модифицированном бикваде обеспечена независимая регулировка резонансной частоты (резисторами $R5$ и $R6$) и добротности (резистором $R1_6$) при неизменной резонансной чувствительности. Без изменения схемы на базе биквада можно получить перестраиваемые ФВЧ и ФНЧ второго порядка, если выходной сигнал снимать соответственно с выхода сумматора на ОУ $A1$ и второго интеграла на ОУ $A3$.

В параметрическом эквалайзере используются полосовые фильтры с переменными добротностями и резонансными частотами. Поэтому параллельное включение фильтров с последующим суммированием, применяемое в графических эквалайзерах (рис. 2.27, б), не позволит получить линейную АЧХ параметрического эквалайзера в средних положениях регуляторов из-за несогласованности частот среза и добротностей АЧХ фильтров. Пригодной для использования является схема включения фильтров в цепь дополнительной ветви ОС операционного звена инвертирующего усилителя (рис. 2.29), образованной резисторами $R4$ и $R5$. В полосе задерживания полосового фильтра $Z1$ коэффициент передачи устройства $K_U = -R_2/R_1$ не зависит от соотношения сопротивлений резисторов $R4$ и $R5$. На резонансной частоте f_0 регулятор $R4, R5$ совместно с фильтром $Z1$ и резистором $R3$ образуют контур ОС, действие которой эквивалентно подключению параллельно резистору $R1$ резистора с сопротивлением $R_3 K(f_0)$ при условии $R_4 = 0$ и подключению параллельно резистору $R2$ резистора с сопротивлением $R_3 K(f_0)$ при условии $R_5 = 0$. Благодаря этому глубина регулирования тембра в децибелах лежит в пределах от $20 \lg \left[\frac{R_1 + R_3 K(f_0)}{R_3 K(f_0)} \right]$ до $20 \lg \left[\frac{R_3 K(f_0)}{R_3 K(f_0) + R_2} \right]$. Для $K(f_0) = 1$ и $R_1 = R_2$ схема обеспечивает регулирование тембра на $\pm 20 \lg \times (R_1/R_3)$ дБ. При условии $R_1/R_2 = R_4/R_5$ фильтр $Z1$ и резистор

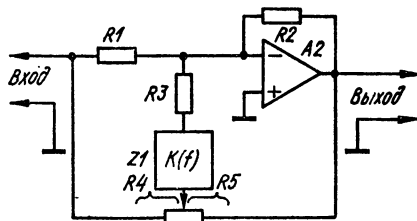


Рис. 2.29

$R3$ оказываются включенными в диагональ сбалансированного моста, поэтому АЧХ устройства линейна. Такое же свойство сохраняется и для произвольного числа дополнительных ветвей ОС с фильтрами, имеющими любые добротности и резонансные частоты.

Принципиальная схема параметрического эквалайзера показана на рис. 2.30 [17]. Он состоит из пяти идентичных биквадов, дополненных развязывающими инвертирующими усилителями на ОУ А2.1. Входное сопротивление 1 МОм обеспечивает развязывающий неинвертирующий повторитель на ОУ А1.1. Все фильтры выполнены по одинаковой

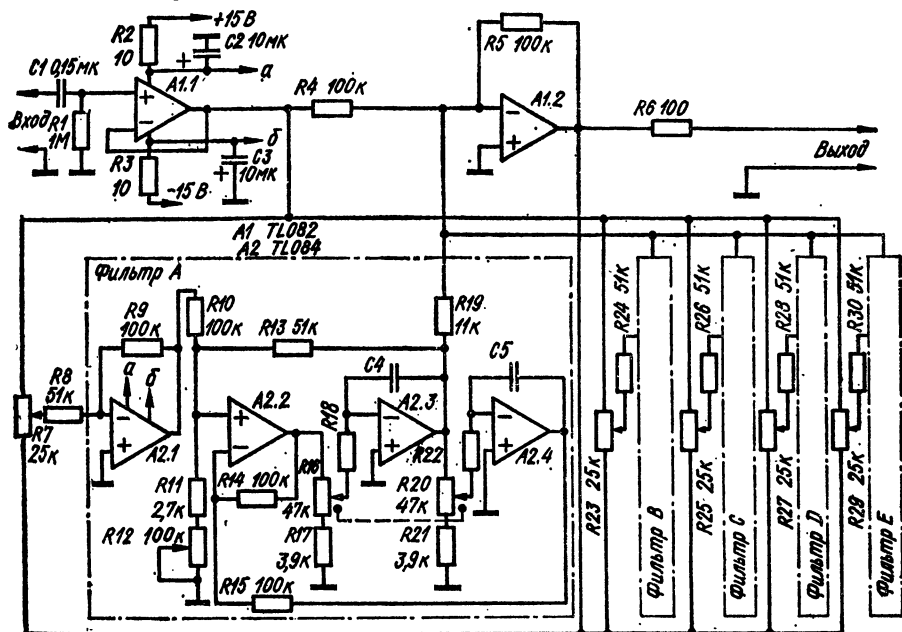


Рис. 2.30

схеме и отличаются только сопротивлением резисторов $R18$, $R22$ и емкостью конденсаторов $C4$, $C5$. Соответствующие номиналы приведены в табл. 10. Там же указаны пределы перестройки резонансных частот фильтров резисторами $R16$ и $R20$ и средние частоты диапазона. Глубина регулирования тембра в частотном диапазоне каждого фильтра равна ± 20 дБ, соответствующее регулирование производится резисторами $R7$, $R23$, $R25$, $R27$ и $R29$. Добротность каждого фильтра регулируется в пределах от 0,9 до 9 резисторами $R12$. С максимальной добротностью каждый из фильтров параметрического эквалайзера обладает втрое более высокой избирательностью, чем фильтры треть-октавного графического эквалайзера, поэтому при подавлении нежелательных узкополосных интерференционных свистов или фона с частотой сети параметрический эквалайзер искажает звуковую программу в значительно меньшей степени, чем любые другие РТ. В средних положениях регуляторов тембра коэффициент передачи параметрического эквалайзера равен единице во всем звуковом диапазоне.

Таблица 10

Фильтр	$R_{18} = R_{22}$	$C_4 = C_5$	Диапазон перестройки	Средняя частота диапазона
A	30 кОм	0,022 мкФ	16 Гц...245 Гц	90 Гц
B	22 кОм	0,01 мкФ	46 Гц...750 Гц	250 Гц
C	15 кОм	4700 пФ	160 Гц...2,2 кГц	700 Гц
D	16 кОм	1500 пФ	400 Гц...6,8 кГц	2,0 кГц
E	12 кОм	680 пФ	1,0 Гц...19 кГц	4,6 кГц

3. ПРОТИВОПОМЕХОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Кроме фильтров, корректирующих искажения спектра звукового сигнала, в системах звуковоспроизведения применяются фильтры, предназначенные для подавления нежелательных компонент, нередко сопровождающих полезный сигнал. Помехи, вызванные вибрацией движущих механизмов электропроигрывающих устройств, кораблением грампластинок и фликер-шумами чувствительных усилителей располагаются в инфразвуковой и нижней части звуковой области частот, сигнал поднесущей ЧМ стереовещания и тока подмагничивания в магнитофонах — в ультразвуковой. Прохождение таких сигналов на входы усилителей мощности и акустических систем может заметно ухудшить звучание вследствие действия сопутствующих им интермодуляционных искажений. Возможны случаи, когда спектр помехи или шума расположен в диапазоне слышимых частот, например, фон с частотой сети, биение токов подмагничивания с гармониками звукового сигнала, широкополосный шум изношенных грампластинок и т. п. Во всех этих случаях качество звучания можно значительно улучшить, если использовать различие в спектрах полезного сигнала и помехи. Фильтр верхних частот, кроме подавления высокочастотных помех, ограничивает время нарастания импульсного входного напряжения величиной $t_n \approx 1/3 f_c$, где f_c — частота среза фильтра, и тем самым уменьшает вероятность возникновения динамических интермодуляционных искажений в последующих звеньях тракта.

ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ И НИЖНИХ ЧАСТОТ

В звуковоспроизводящей аппаратуре применяются ФВЧ и ФНЧ, как правило, не выше четвертого порядка. При этом фильтры третьего и четвертого порядков для упрощения расчета и налаживания составляют из звеньев первого и второго порядков.

Передаточную характеристику ФНЧ можно представить в виде

$$K_{\text{НЧ}}(p) = K_0 / \left[\prod_i (1 + a_i p + b_i p^2) \right].$$

Порядок фильтра определяется максимальной степенью p в знаменателе этого выражения после перемножения всех сомножителей. Вид АЧХ фильтра определяется его порядком и типом. В технике звуковоспроизведения чаще всего применяют фильтры Баттерворта, которые обеспечивают максимально плоскую АЧХ в полосе прозрачности, и реже — фильтры Чебышева, обеспечивающие более крутой спад АЧХ за границей полосы прозрачности, но вносящие нежелательные равноволновые колебания АЧХ в полосе прозрачности. Такие фильтры отличаются лишь значениями коэффициентов a_i и b_i переда-

Таблица 11

Порядок фильтра	Номер звена i	Коэффициенты		Порядок фильтра	Номер звена i	Коэффициенты	
		a_i	b_i			a_i	b_i
Фильтр Баттерворта				3	1	1,8636	0,0000
1	1	1,0000	0,0000		2	0,6402	1,1931
2	1	1,4142	1,0000	4	1	2,6282	3,4341
3	1	1,0000	0,0000		2	0,3648	1,1509
	2	1,0000	1,0000	Фильтр Чебышева с колебанием 1 дБ			
4	1	1,8478	1,0000	1	1	1,0000	0,0000
	2	0,7654	1,0000	2	1	1,3022	1,5515
Фильтр Чебышева с колебанием 0,5 дБ				3	1	2,2156	0,0000
1	1	1,0000	0,0000		2	0,5442	1,2057
2	1	1,3614	1,3827	4	1	2,5904	4,1201
					2	0,3039	1,1697

точной функции $K(p)$, которые приведены в табл. 11. Из-за повышенной чувствительности слуха к частотным искажениям в области средних частот фильтры Чебышева используются с небольшими колебаниями АЧХ, как правило, не превышающими 1 дБ. Указанные в таблице коэффициенты пригодны и для формирования ФВЧ, для чего достаточно в выражении передаточной характеристики заменить p на $1/p$, а коэффициент K_0 заменить на K_∞ :

$$K_{\text{вч}}(p) = K_\infty / \left[\prod_i (1 + a_i/p + b_i/p^2) \right].$$

Реализацию звеньев первого порядка, для которых значения коэффициентов b_i равны нулю, можно выполнить с помощью простых RC-цепей. Передаточная функция звена ФНЧ первого порядка в общем случае имеет вид $K_{\text{нч}}(p) = K_0/(1 + a_1p)$, а звена верхних частот $K_{\text{вч}}(p) = K_\infty/(1 + a_1/p)$. Для того чтобы такие же передаточные функции имели звенья, схемы которых показаны на рис. 2.31, a и b , достаточно выполнить условия $R_1C_1 = a_1/(2\pi f_c)$, $1 + R_2/R_3 = K_0$ для ФНЧ и $R_1C_1 = 1/(2\pi f_c a_1)$, $1 + R_2/R_3 = K_\infty$ для ФВЧ. Здесь f_c — частоты среза фильтров по уровню — 3 дБ.

В фильтрах третьего порядка заданный коэффициент передачи в полосе прозрачности K_0 или K_∞ реализуют обычно звеном второго порядка, поэтому звенья первого порядка в таких фильтрах можно упростить, приняв $K_0 = 1$ и $K_\infty = 1$. При этом вместо масштабных операционных усилителей $A1$ (рис. 2.31, *а* и *б*) можно использовать обычные эмиттерные или истоковые повторители.

Ввиду того, что передаточные функции фильтров второго и более высокого порядка характеризуются наличием комплексно-сопряженных полюсов, реализовать их с помощью пассивных RC -цепей невозможно. Для реализации звеньев второго порядка с заданными передаточными функциями существует большое число схем, например,

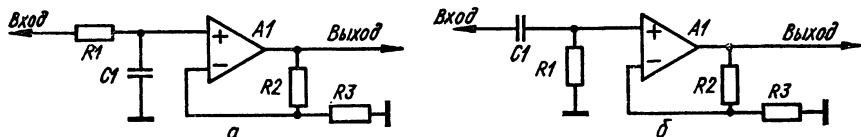


Рис. 2.31

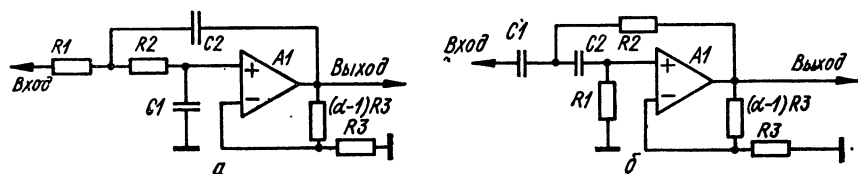


Рис. 2.32

пассивные звенья, построенные на основе LCR -контура, активные фильтры с использованием гираторов, конверторов отрицательного сопротивления, операционные звенья с многопетлевой обратной связью (фильтры Рауха) и др. Одной из наиболее удачных и широко применяемых реализаций звеньев второго порядка является фильтр Саллена — Ки. Схемы звеньев ФНЧ и ФВЧ показаны соответственно на рис. 2.32, *а* и *б*. Передаточная функция звена (рис. 2.32, *а*) описывается выражением

$$K_{\text{НЧ}}(p) = \alpha / \{ R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + p[(R_1 + R_2) C_1 + (1 - \alpha) R_1 C_2] + 1 \}.$$

Если задать $\alpha = 1$, то масштабный усилитель $A1$ можно заменить повторителем напряжения, а делитель $R3$ исключить из схемы. При этом передаточная функция принимает вид

$$K_{\text{НЧ}}(p) = 1 / [R_1 R_2 C_1 C_2 p^2 + (R_1 + R_2) C_1 p + 1].$$

Поскольку ряд номинальных значений емкостей конденсаторов уже, чем аналогичный ряд резисторов, то при расчете фильтров целесообразно задаться емкостями конденсаторов $C1$ и $C2$. При этом $K_0 = 1$, а сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ можно определить из выражения

$$R_1 = R_2 = [a_i C_2 \pm \sqrt{(a_i C_2)^2 - 4b_i C_1 C_2}] / (4\pi f_c C_1 C_2).$$

Чтобы значения R_1 и R_2 были действительными, должно выполняться условие $C_2 / C_1 \geq 4b_i / a_i^2$.

Равнокомпонентный фильтр можно получить при условии $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. В этом случае для реализации заданных коэффициентов передаточной функции a_i и b_i необходимо изменять значение коэффициента α . Передаточная функция равнокомпонентного фильтра

$$K_{\text{НЧ}}(p) = \alpha / [(RC)^2 p^2 + (3 - \alpha) RCp + 1].$$

Расчет элементов схемы может быть выполнен исходя из условий

$$\alpha = K_0 = 3 - a_i / \sqrt{b_i}, \quad RC = \sqrt{b_i} / (2\pi f_c).$$

Передаточная функция звена рис. 2.32, б описывается выражением

$$K_{\text{ВЧ}}(p) = \alpha / \left[\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2 p^2} + \frac{R_2 (C_1 + C_2) + R_1 C_2 (1 - \alpha)}{R_1 R_2 C_1 C_2 p} + 1 \right].$$

Положив $\alpha = 1$ и $C_1 = C_2 = C$, получим

$$K_{\text{ВЧ}}(p) = 1 / [1 / (R_1 R_2 C^2 p^2) + 2 / (R_1 C p) + 1].$$

При этом $K_\infty = 1$ и фильтр можно рассчитать по формулам $R_1 = 1 / (\pi f_c C a_i)$, $R_2 = a_i / (4\pi f_c C b_i)$. В равнокомпонентном звене ФВЧ $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, а передаточная функция

$$K_{\text{ВЧ}}(p) = \alpha / \left[(1/RC)^2 \frac{1}{p^2} + \frac{3 - \alpha}{RC} \frac{1}{p} + 1 \right].$$

Реализацию заданных коэффициентов передаточной функции при этом обеспечивают элементы схемы, удовлетворяющие условиям $RC = 1 / (2\pi f_c \sqrt{b_i})$, $\alpha = K_\infty = 3 - a_i / \sqrt{b_i}$. Конкретные значения R и C для всех звеньев необходимо выбирать таким образом, чтобы одновременно удовлетворялись неравенства $R_{\text{вых}} \ll 1 / (2\pi f_c C) \ll R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}} \ll R \ll R_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вых}}$ и $R_{\text{вх}}$ — соответственно выходные и входные сопротивления масштабных усилителей $A1$. Невыполнение этих условий может привести к значительному отклонению реальной добротности и частоты среза звена от расчетных, что проявится в искажении АЧХ всего фильтра.

Для формирования фильтров третьего и четвертого порядков необходимо последовательно соединить соответственно звенья первого и второго порядков или два звена второго порядка. При этом следует иметь в виду, что при простом последовательном соединении двух фильтров Баттерворта второго порядка не получится фильтр Баттерворта четвертого порядка: результирующий фильтр будет иметь другую частоту среза и вид АЧХ. Связано это с тем, что коэффициенты передаточной функции звеньев второго порядка, используемых в фильтре четвертого порядка, отличаются от соответствующих коэффициентов фильтра второго порядка.

Порядок размещения звеньев в фильтрах третьего и четвертого порядков не влияет на результирующую АЧХ всего фильтра, однако для получения большей перегрузочной способности звенья желательно располагать в порядке возрастания добротности $Q = a_i / \sqrt{b_i}$. Если же более важными являются шумовые характеристики фильтра, то порядок расположения звеньев должен быть обратным.

Практические схемы ФВЧ и ФНЧ. Рассмотрим практических схем начнем с простейших фильтров первого порядка, использованных в усилителе модели АМ-2600 фирмы Акай (рис. 2.33). На транзисторах $V1$ и $V2$ выполнен развязывающий усилитель с коэффициентом усиления $K_U = 1 + R_8/R_3 = 10$. В верхнем по схеме положении переключателя $S1$ ФВЧ образован цепочкой $C7R10$ с частотой среза 60 Гц и крутизной спада АЧХ 6 дБ на октаву. В среднем положении

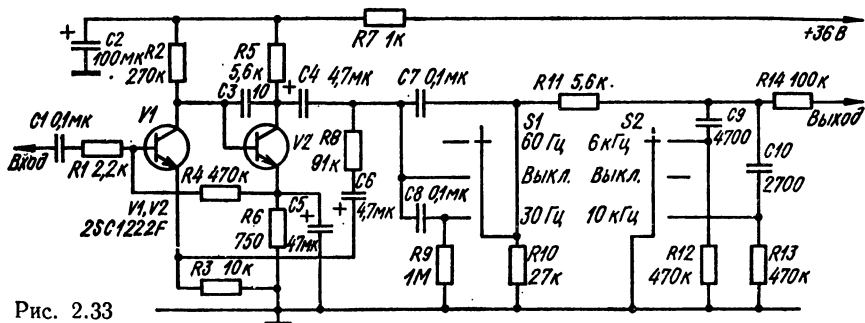


Рис. 2.33

$S1$ конденсатор $C7$ замкнут накоротко и ФВЧ отключен, а в нижнем положении параллельно $C7$ подключается конденсатор $C8$ и частота среза фильтра сдвигается до 30 Гц. Фильтр нижних частот с крутизной спада АЧХ 6 дБ на октаву образует цепочка $R11 C9 C10$. Соответствующая частота среза выбирается переключателем $S2$. Поскольку на высоких частотах емкостное сопротивление конденсаторов $C7$ и $C8$ значительно меньше сопротивления резистора $R10$, а на низких частотах емкостное сопротивление конденсаторов $C9$ и $C10$ значительно

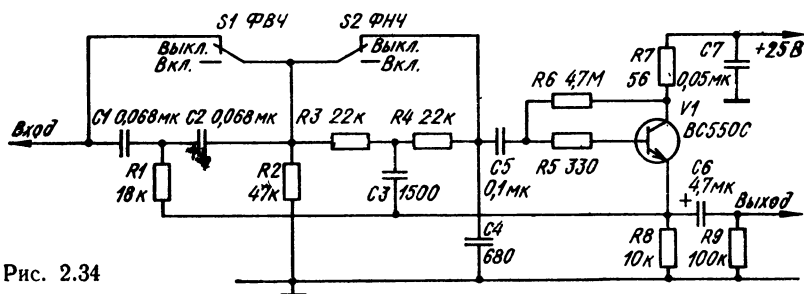


Рис. 2.34

превышает сопротивление резистора $R10$, взаимовлияние ФНЧ и ФВЧ сведено к минимуму и они соединены последовательно без развязывающего усилителя.

Схема ФВЧ и ФНЧ второго порядка, используемых в усилителе модели 550 фирмы Braun, изображена на рис. 2.34. Как видно, ФВЧ и ФНЧ соединены последовательно и построены по структуре равнокомпонентных звеньев Саллена — Ки, в которых в качестве активного элемента использован эмиттерный повторитель на транзисторе $V1$. Частота среза ФВЧ 75 Гц, а ФНЧ — 7,5 кГц, крутизна спада АЧХ обоих фильтров равна 12 дБ на октаву. Переключателями $S1$ и $S2$ можно независимо отключать любой из фильтров.

Фильтры, используемые в усилительно-коммутационном устройстве «Радиотехника-020-стерео», также являются равнокомпонентными звеньями Саллена — Ки (рис. 2.35). В этом усилителе, кроме отдельного включения и выключения ФВЧ и ФНЧ, предусмотрен выбор частоты среза ФНЧ: 5 или 10 кГц; ФВЧ имеет $f_c = 200$ Гц. На входе фильтров включен развязывающий эмиттерный повторитель на транзисторе

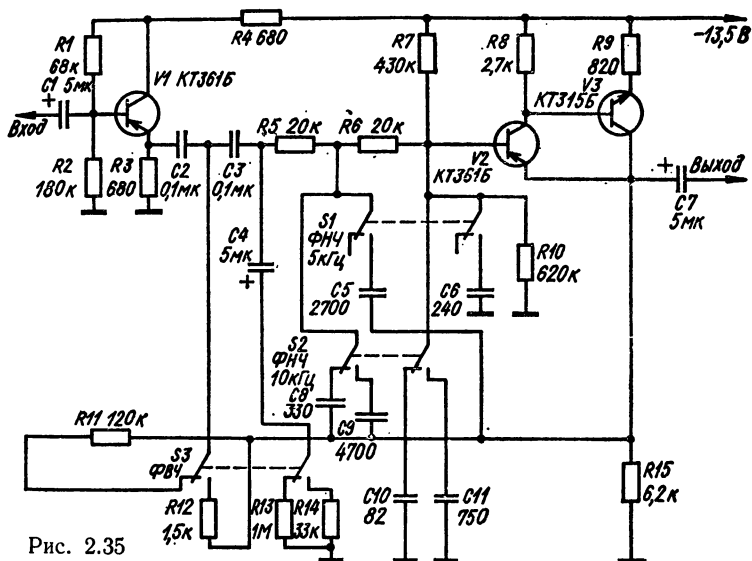


Рис. 2.35

V1, а на выходе — усилитель со 100 %-ной ООС по напряжению на транзисторах V2 и V3, обеспечивающий единичный коэффициент передачи.

Фильтр нижних частот с плавно регулируемой крутизной спада АЧХ можно собрать по схеме, показанной на рис. 2.36, а [22]. Перестройку крутизны спада АЧХ на частотах выше f_c (рис. 2.36, б)

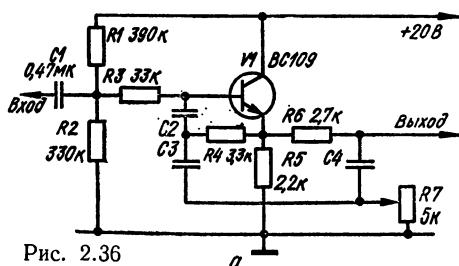
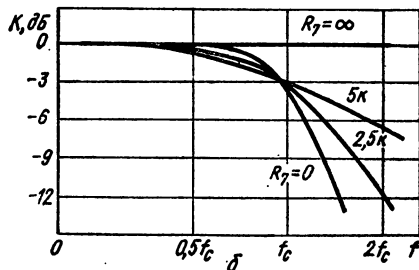


Рис. 2.36



в пределах от 6 до 18 дБ на октаву можно осуществить изменением сопротивления резистора R7 от 0 до 5 кОм. При $R_7 = \infty$ АЧХ устройства линейна вплоть до частоты 20 кГц. Емкость конденсатора C4 в пикофарадах связана с частотой среза в килогерцах зависимостью $C_4 = 68/f_c$. Для получения максимально плоской АЧХ в полосе прозрачности емкости конденсаторов C2 и C3 должны быть равны $C_2 =$

$= 0,1C_4$, $C_3 = 0,5C_4$, а внутреннее сопротивление источника не должно превышать 3 кОм. Коэффициент передачи устройства в полосе прозрачности составляет 0,9.

Принципиальная схема ФВЧ Баттерворта второго порядка, частоты среза которого можно регулировать в пределах 20...180 Гц, показана на рис. 2.37 [29]. Транзисторы V1 и V2 образуют развязывающий повторитель. Коэффициент

передаточной функции Баттерворта реализован соответствующим выбором сопротивлений резисторов R9 и R10: $\alpha = R_9/R_{10} + 1 = 1,59$. Для перестройки частоты среза используются спаренные переменные резисторы R6 и R8.

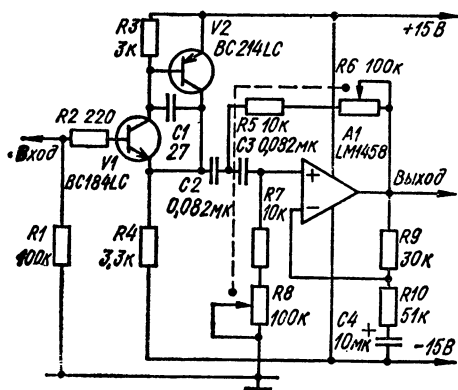


Рис. 2.37

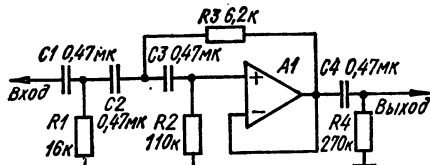


Рис. 2.38

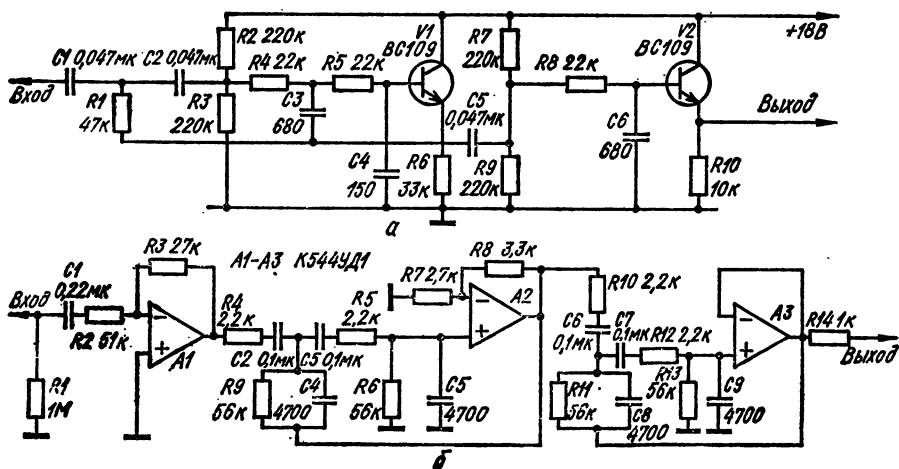


Рис. 2.39

Рокот-фильтр, используемый в усилителе модели 3000 фирмы Phase Linear, представляет собой ФВЧ третьего порядка, выполненный на одном ОУ A1 (рис. 2.38). Крутизна спада АЧХ фильтра — 18 дБ на октаву, $f_c = 15$ Гц. Уменьшив сопротивление резистора R4 до 27 кОм, крутизну спада АЧХ можно довести до 24 дБ на октаву.

Отличие частот среза ФВЧ и ФНЧ на два-три порядка позволяет создавать экономные в смысле количества активных элементов комбинированные полосовые фильтры, которые в литературе встречаются под названием Hi-Fi-фильтров, из-за того, что они из всего частот-

ного диапазона «вырезают» окно с шириной, соответствующей нормам высококачественного звуковоспроизведения.

Схема простейшего Hi-Fi-фильтра изображена на рис. 2.39, а [16]. Он состоит из двух последовательно соединенных звеньев второго и первого порядка: ФВЧ второго порядка образуют элементы C1R1C2R2R3, а ФНЧ второго порядка R4C3R5C4. Резисторы R2

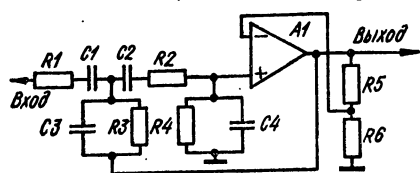


Рис. 2.40

и R3 одновременно задают базовое смещение транзистора V1. Звенья первого порядка образованы элементами C5R7R9 и R8C6. Результирующая АЧХ Баттерворта третьего порядка имеет частоты среза 37 Гц и 23 кГц и крутизну спада 18 дБ на октаву.

Элементы, образующие ФВЧ и ФНЧ, можно соединить параллельно, как это показано на рис. 2.40. В области низких частот емкостное сопротивление конденсаторов C1, C2 и C3, C4 значительно превышает сопротивление резисторов соответственно R1, R2 и R3, R4. В этих условиях резисторы R1 и R2 можно считать замкнутыми накоротко, а конденсаторы C3 и C4 — разомкнутыми. В результате получена структура ФВЧ Саллена — Ки (см. рис. 2.32, б). Аналогично, для области высоких частот размыканием резисторов R3 и R4 и замыканием конденсаторов C1 и C2 можно получить структуру ФНЧ Саллена — Ки (см. рис. 2.32, а).

Полная схема полосового Hi-Fi-фильтра Баттерворта четвертого порядка с крутизной спада АЧХ 24 дБ на октаву показана на рис. 2.39, б.

Таблица 12

Полоса пропускания	R_4, R_5, R_{10}, R_{12}	R_6, R_9, R_{11}, R_{13}	C_2, C_3, C_6, C_7	C_4, C_5, C_8, C_9
20 Гц...20 кГц	1,8 кОм	56 кОм	0,15 мкФ	4400 пФ
300 Гц...3 кГц	6,8 кОм	22 кОм	0,022 мкФ	6800 пФ

Усилитель A1 является вспомогательным и используется в качестве входного развязывающего усилителя. Близкие к требуемым коэффициенты передаточных функций $\alpha_1 = 3 - a_1/\sqrt{b_1} = 1,15$ и $\alpha_2 = 3 - a_2/\sqrt{b_2} = 2,23$ обеспечены соответствующим выбором резисторов ООС в каскаде на ОУ A3 и на ОУ A2. Первый из этих каскадов реализует добротность $Q = 0,5$, а второй — $Q = 1,3$. С указанными на схеме номиналами элементов фильтр имеет полосу пропускания по уровню — 3 дБ от 30 Гц до 15 кГц. Для ее расширения до 20 Гц...20 кГц можно воспользоваться данными табл. 12. В этой же таблице приведены номиналы элементов, позволяющие сузить полосу пропускания до ширины телефонного канала.

РЕЖЕКТОРНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Особую группу образуют узкополосные помехи, спектр которых расположен в звуковом диапазоне частот — фон с частотой сети, интерференционный свист и т. п. Ввиду того что искажения АЧХ канала звуковоспроизведения, имеющие ширину менее $1/8$ октавы, практически не заметны на слух, узкополосные помехи можно в значительной мере ослабить без ущерба естественности звучания музыкальной программы.

В связи с необходимостью регулирования частоты режекции на практике порядок фильтров выбирают равным двум, при этом обобщенная передаточная функция имеет вид

$$K(p) = (p^2 + \omega_0^2)/(p^2 + p\omega_0/Q_0 + \omega_0^2),$$

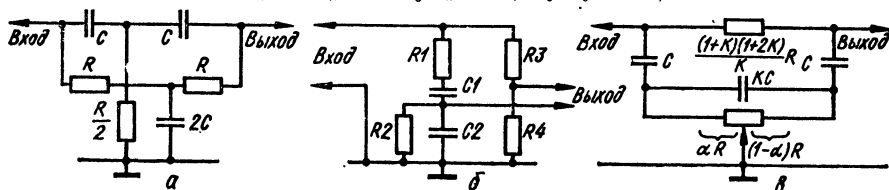


Рис. 2.41

где ω_0 — частота режекции; Q_0 — добротность, связывающая ширину полосы режекции по уровню — 3 дБ $\Delta\omega$ с частотой режекции $\Delta\omega = \omega_0/Q_0$.

Широко известное пассивное RC-звено типа 2Т-мост (рис. 2.41, а) имеет передаточную функцию вида

$$K(p) = [p^2 + (1/RC)^2]/[p^2 + 4p/RC + (1/RC)^2],$$

а звено типа мост Вина — Робинсона (рис. 2.41, б)

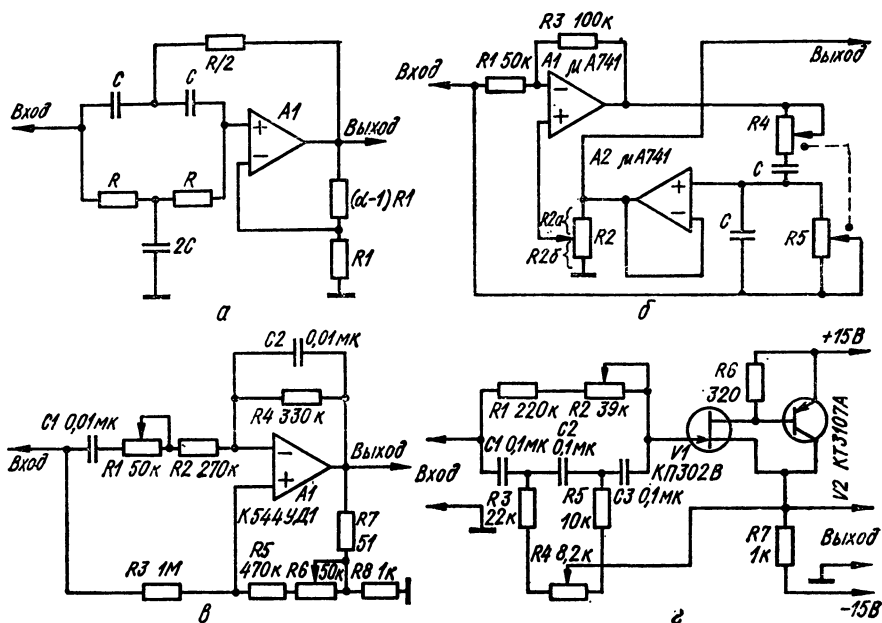
$$K(p) = [p^2 + (1/RC)^2]/\{3[p^2 + 3p/RC + (1/RC)^2]\}.$$

При условии $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = 2R_4$ частоты режекции обоих звеньев определяются как $f_0 = 1/(2\pi RC)$, а добротности соответственно равны $1/4$ и $1/3$. Глубина режекции 2Т-моста сильно зависит от точности подбора элементов, поэтому реализация на его основе перестраиваемого режекторного фильтра (РФ) практически затруднена. Мост Вина — Робинсона менее критичен, номиналы элементов, входящих в емкостную ветвь, могут иметь значительный разброс. При этом резонансная частота $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2})$, а глубину режекции устанавливают резисторами R_3 и R_4 . Как частный случай можно отметить выбор номиналов $R_1 = 2R_2$, $C_1 = C_2/2$, тогда $R_3 = R_4$. Недостаток моста Вина — Робинсона состоит в том, что для перестройки частоты и обеспечения глубокой режекции без дополнительных регулировок, а также постоянства коэффициента передачи в полосе прозрачности необходимо использовать два сопряженных резистора. Кроме того, выходное напряжение моста снимается относительно двух незаземленных точек.

Частоту режекции пассивного RC-звена Халла (рис. 2.41, в) можно изменить посредством одного переменного резистора R , закон измене-

ния частоты описывается выражением $f_0 = 1/[2\pi RC \sqrt{\alpha(1-\alpha)}]$, теоретически охватывающем весь частотный диапазон. Однако реальные возможности схемы ограничены из-за нелинейности закона регулирования и несимметричности ЛАЧХ относительно частоты f_0 .

Рассмотренные пассивные РФ обеспечивают практически нулевой коэффициент передачи на частоте режекции. Однако их низкая добротность (добротность пассивных RC-цепей любого порядка не может



гую частоту, особенно при больших добротностях, затруднена, так как требуется согласованное с высокой точностью изменение сопротивления трех неравных резисторов.

Схема активного РФ на мосте Вина [19] показана на рис. 2.42, б. Независимо от точности элементов, она представляет одну из простейших конфигураций для удобной регулировки избирательности и обеспечивает глубину режекции порядка 60 дБ. Коэффициент передачи фильтра описывается функцией

$$K(p) = [1 + p^2(RC)^2]/[p^2(RC)^2 + 3p(1 - \alpha)RC + 1],$$

которая обращается в нуль на частоте $f_0 = 1/(2\pi RC)$. Здесь $\alpha = R_{26}/(R_{2a} + R_{26})$ — коэффициент передачи делителя на резисторе $R2$ ($0 \leq \alpha \leq 1$), а $R_4 = R_5 = R$. Добротность $Q = 1/3(1 - \alpha)$ и регулируется переменным резистором $R2$. Частоту режекции по всему звуковому диапазону можно перестраивать спаренными переменными резисторами $R4$ и $R5$, требования к согласованности характеристик которых существенно ниже, чем в схеме РФ на 2Т-мосте.

Если перестройка РФ в широком частотном диапазоне не требуется, то можно использовать схему модифицированного моста Вина (рис. 2.42, в). Частота режекции этого РФ $f_0 = 1/[2\pi\sqrt{(R_1 + R_2)C_1R_4C_2}]$ и перестраивается на 15 % одним переменным резистором $R1$. Если при этом глубина режекции окажется недостаточной, то потребуются дополнительная подстройка резистором $R6$. Добротность фильтра $Q = (1 + R_8/R_7)/2$ и с указанными на схеме номиналами составляет 10,5. Активный РФ с цепью Халла можно построить по схеме рис. 2.42, г. Частота режекции этого фильтра перестраивается резистором $R4$ в пределах $86 \pm 6,0$ Гц, резистором $R2$ устанавливается необходимая глубина режекции. Полоса задерживания по уровню — 3 дБ составляет 2,5 Гц.

При проектировании РФ следует помнить, что нестабильность АЧХ из-за температурного дрейфа параметров и старения элементов схем возрастает при увеличении добротности фильтра. Кроме того, частота помехи, как правило, также может изменяться на несколько процентов, например, вследствие долговременного ухода частоты сети или колебаний скорости движения ленты в магнитофонах. Поэтому при использовании РФ с чрезмерно высокой добротностью возникает опасность резкого снижения эффективности фильтрации. Практически приемлемый диапазон добротности РФ лежит в пределах от 5 до 20, что позволяет наиболее эффективно подавить помеху, практически не искажая музыкальную программу и в то же время не требуя подстройки частоты режекции.

4. УСИЛИТЕЛИ-КОРРЕКТОРЫ

Современная грамзапись производится рекордерами скоростного типа, скорость резца которых пропорциональна напряжению сигнала записи. Скорость резца v связана с амплитудой его колебания A зависимостью $v = 2\pi fA$, поэтому при постоянной амплитуде сигнала записи ампли-

туда A и, соответственно, максимальное смещение канавки грампластинок будут обратно пропорциональны частоте.

Для исключения пересечения соседних канавок при записи низкочастотных сигналов с высоким уровнем и уменьшения нелинейных искажений запись на частотах ниже 500 Гц производят с колебательной скоростью, прямо пропорциональной частоте, т. е. в режиме с постоянной амплитудой (при постоянной амплитуде входного сигнала). На очень низких частотах (ниже 50 Гц) колебательная скорость записи вновь устанавливается постоянной, что приводит к увеличению амплитуды смещения канавки на этих частотах при фиксированной амплитуде сигнала записи. Однако в действительности амплитуда смеще-

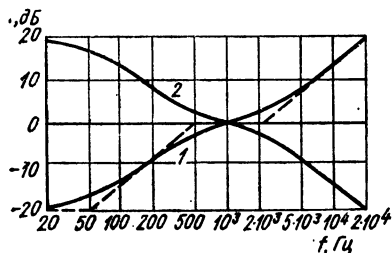


Рис. 2.43

ния канавки не увеличивается из-за особенностей частотного распределения энергии реальных музыкальных звуков, которое имеет значительный спад на частотах ниже 100 Гц. Поэтому переход к записи с постоянной скоростью позволяет улучшить отношение сигнал/шум.

В области очень высоких частот при записи с постоянной колебательной скоростью амплитуда смещения

канавки становится сравнимой с собственной шероховатостью поверхности винилитовой грампластины. Поэтому, учитывая спектральной плотности реальных музыкальных сигналов в области высоких частот, для уменьшения относительного уровня шумов запись на частотах выше 2100 Гц производят с постоянной амплитудой канавки.

На практике требуемые участки записи с постоянной скоростью и постоянной амплитудой формируют с помощью частотной предкоррекции записи. Асимптотическая ЛАЧХ предкоррекции изображена на рис. 2.43 штриховой линией. Такая характеристика была предложена в 1953 г. Американской Ассоциацией Изготовителей звуковоспроизводящей аппаратуры (откуда и происходит название характеристики RIAA — Record Industry Association of America), а в 1963 г. рекомендована Международной электротехнической комиссией и вошла в национальные стандарты большинства стран, например, в ГОСТ 7893—79, DIN 45 541 и др. Реальная характеристика предкоррекции формируется соответствующими RC -цепями и имеет вид плавной кривой 1 на рис. 2.43.

Для получения линейной АЧХ канала записи — воспроизведения АЧХ канала воспроизведения грамзаписи должна быть обратной АЧХ предкоррекции, т. е. иметь вид кривой 2. Ход АЧХ однозначно задается частотами перехода $f_1 = 50$ Гц, $f_2 = 500$, $f_3 = 2120$ Гц, которым соответствуют постоянные времени корректирующих RC -цепочек $\tau_1 = 3180$ мкс, $\tau_2 = 318$ мкс, $\tau_3 = 75$ мкс. Стандартные значения АЧХ канала воспроизведения приведены в табл. 13.

В настоящее время для воспроизведения грамзаписи используют головки звукоснимателей двух классов — пьезоэлектрические и магнитные. Первые чувствительны к амплитуде смещения иглы, по-

этому их АЧХ преобразования является линейно падающей по отношению к колебательной скорости. Такие головки обладают высокой чувствительностью (от 70 до 200 мВ · с/см на частоте 1000 Гц) и обычно подключаются к высокоомному ($R_{вх} \geq 470$ кОм) входу линейного усилителя непосредственно или через развязывающий эмиттерный или истоковый повторитель. Более желательным с точки зрения минимизации уровня шумов является использование истокового повторителя, поскольку пьезоэлектрическая головка обладает большим внутренним сопротивлением. Несмотря на высокую чувствительность и простоту конструкции, такие головки в современной высококачественной аппаратуре практически не применяются из-за малой гибкости подвижной системы, вынуждающей работать при повышенной прижимной силе,

Таблица 13

f , Гц	K , дБ	f , Гц	K , дБ	f , Гц	K , дБ	f , Гц	K , дБ
20 000	—19,61	8000	—11,88	1000	0	100	13,10
18 000	—18,71	6300	— 9,97	800	0,76	80	14,51
16 000	—17,70	5000	— 8,20	630	1,64	63	15,86
14 000	—16,56	4000	— 6,60	400	3,79	50	16,95
12 500	—15,60	3150	— 5,04	315	5,19	40	17,80
10 000	—13,73	2000	— 2,58	200	8,23	31	18,53
						20	19,28

резко увеличивающей износ грампластинок и иглы звукоснимателя, а также из-за большой неравномерности АЧХ преобразования, обусловленной механическими резонансами кристаллических преобразователей.

Магнитные головки звукоснимателей чувствительны к колебательной скорости иглы. Их чувствительность колеблется в пределах от 0,7 до 2 мВ · с/см и недостаточна для непосредственного подключения ко входу линейного усилителя. Для получения требуемой АЧХ канала воспроизведения грамзаписи и дополнительного усиления сигнала таких звукоснимателей используют усилители-корректоры (УК), АЧХ которых соответствует табл. 13, а коэффициент передачи на опорной частоте (1000 Гц) в зависимости от чувствительности головки лежит в пределах от 30 до 40 дБ. Внутреннее сопротивление таких головок имеет индуктивный характер и совместно с входным импедансом УК и емкостью соединительного кабеля образует LCR-контур. Поэтому для исключения дополнительных частотных искажений входное сопротивление и емкость УК должны иметь вполне определенные для каждого типа головок значения. Стандартным значением является $R_{вхУК} = 47$ кОм, а значения оптимальной входной емкости приводятся в паспорте головки звукоснимателя конкретного типа и колеблются от 100 до 500 пФ.

Номинальный уровень модуляции канавки грампластины по колебательной скорости составляет 7 см/с на частоте 1000 Гц, что при использовании головки звукоснимателя с чувствительностью 0,7 мВ · с/см соответствует напряжению на ее выходе 4,9 мВ. Поэтому УК

является наиболее чувствительным звеном звукоусилительного комплекса и, как правило, определяет его относительный уровень шумов и помех. Уровень собственных шумов в значительной степени определяется выбором типа и режимов работы усилительных элементов, а также схемотехникой УК.

ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ШУМОВЫЕ СХЕМЫ

Прежде чем рассматривать шумы активных элементов и усилителей в целом, остановимся на выборе шумовой модели названных устройств. В технических условиях шумовые свойства транзисторов, а нередко и усилителей, оцениваются по коэффициенту шума

$$K_{\text{ш}} = U_{\text{ш.вых}}^2 / U_{\text{ш.вых.ид}}^2,$$

где $U_{\text{ш.вых}}^2$ — квадрат среднеквадратического значения напряжения шумов на выходе; $U_{\text{ш.вых.ид}}^2$ — напряжение, вызванное шумами источника сигнала, или логарифмическому коэффициенту шума

$$F_{\text{ш}} = 10 \lg K_{\text{ш}}.$$

Другими словами, коэффициент шума показывает, во сколько раз мощность шумов на выходе реального устройства больше, чем на выходе идеального (нешумящего), имеющего такие же усилительные свойства. Эквивалентное определение коэффициента шума можно получить, разделив числитель и знаменатель на квадрат коэффициента усиления:

$$K_{\text{ш}} = U_{\text{ш.вх}}^2 / U_{\text{ш.ист}}^2,$$

где $U_{\text{ш.вх}}^2$ — квадрат среднеквадратического значения напряжения шумов, приведенных ко входу устройства; $U_{\text{ш.ист}}^2$ — квадрат среднеквадратического значения напряжения собственных шумов источника сигнала. Отсюда видно,

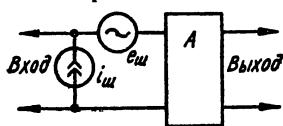


Рис. 2.44

что шумы устройства отнесены к произвольно выбранному эталону — шумам внутреннего сопротивления источника, в результате чего оптимизация шумовых свойств устройства по

минимуму $K_{\text{ш}}$ нередко приводит к неточным результатам и даже грубым ошибкам. В частности, при чисто реактивном сопротивлении источника (а головки звукоснимателя имеют значительную индуктивную составляющую) понятие коэффициента шума вообще не имеет смысла, так как шумы источника равны нулю и коэффициент шума становится равным бесконечности. В дальнейшем не будем пользоваться коэффициентом шума в качестве критерия для оптимизации отношения сигнал/шум, поскольку это приводит к неверным выводам.

Наиболее полно шумовые свойства усилительных элементов и устройств отображает эквивалентная схема шумящего четырехполюсника (рис. 2.44). В ней реальный усилительный элемент или устройство представлен в виде идеального нешумящего элемента или устройства A и действующих в его входной цепи эквивалентных источников ЭДС шума $e_{\text{ш}}$ и шумового тока $i_{\text{ш}}$. Приведение внутренних источников

шума ко входу характеризует шумовые свойства независимо от коэффициента усиления, поэтому шумы усилительного элемента или устройства можно сравнить непосредственно с входным сигналом и таким образом определить отношение сигнал/шум, которое является критерием качества чувствительных усилителей. Идеальный элемент или устройство A в эквивалентной шумовой схеме учитывает только шумовые свойства реального. Эквивалентный генератор шумового тока $i_{ш}$ учитывает те собственные шумы, уровень которых на выходе зависит от условий на входе, и, следовательно, от полного внутреннего сопротивления источника сигнала. Эквивалентный генератор шумовой ЭДС $e_{ш}$ характеризует те собственные шумы, уровень которых достигается при замкнутом накоротко (по переменному току) входе реального элемента или устройства.

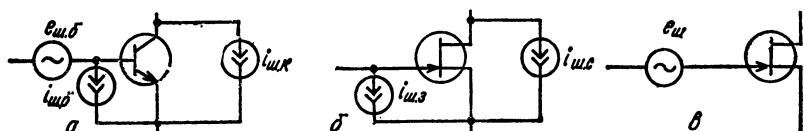


Рис. 2.45

Так как один и тот же внутренний источник шума элемента или устройства может влиять одновременно на $e_{ш}$ и $i_{ш}$, эквивалентные шумовые источники частично коррелированы и между ними существует статистическая взаимосвязь. Однако коэффициент корреляции редко приводится изготовителем в справочных данных. Кроме того, типичный разброс значений $e_{ш}$ и $i_{ш}$ элементов и устройств даже одного типа и партии настолько широк, что обычно перекрывает влияние коэффициента корреляции. Поэтому на практике, как правило, коэффициент корреляции между $e_{ш}$ и $i_{ш}$ полагают равным нулю. В дальнейшем источники шумов $e_{ш}$ и $i_{ш}$ будем считать некоррелированными.

При определении уровня шумов любого усилительного устройства необходимо учитывать частотную зависимость его АЧХ. Однако общее выражение для уровня шумов при этом является громоздким и неудобным для практического использования. Ввиду того что при оценке уровня шумов звуковоспроизводящей аппаратуры, в том числе и УК, используют фильтры субъективного восприятия шумов, АЧХ которых имеет завал в области низких частот, практически эквивалентный подъему АЧХ УК на этих частотах, при определении уровня шумов УК можно не считаться с частотной зависимостью их АЧХ в диапазоне частот от 20 Гц до 20 кГц. Возникающие при этом погрешности обычно значительно меньше погрешностей, вызванных разбросом шумовых параметров усилительных элементов.

Собственные шумы биполярного транзистора. Шумы биполярного транзистора вызваны тремя источниками шумов, показанными на эквивалентной схеме (рис. 2.45, а). Генератор шумовой ЭДС $e_{шб}$ обусловлен тепловыми шумами распределенного сопротивления базы транзистора r_b . Спектральная плотность этой ЭДС определяется формулой Найквиста $w_{eб} = \sqrt{4kTr_b}$, где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура сопротивления

r_6 , К. Генератор шумового тока $i_{ш.б}$ характеризует ток дробовых шумов базы, возникающий при рекомбинации носителей заряда в базе. Его спектральная плотность описывается формулой Шоттки $\omega_{i_6} = \sqrt{2qI_6}$, где $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона; I_6 — постоянный ток базы. Дискретное прохождение носителей заряда через коллекторный переход сопровождается дробовым шумом коллекторного тока $i_{ш.к}$, спектральная плотность которого описывается выражением $\omega_{i_k} = \sqrt{2qI_k}$, где I_k — постоянный ток коллектора. Спектральная плотность ω_{e_6} имеет размерность В/ $\sqrt{\text{Гц}}$, а спектральные плотности ω_{i_6} и ω_{i_k} — А/ $\sqrt{\text{Гц}}$. В области умеренно высоких (десятки килогерц) частот их можно считать практически постоянными, но в области звуковых частот наблюдается заметное превышение измеренных величин над расчетными. Этот избыточный шум относят за счет механизма генерации так называемого фликер-шума, спектральная плотность мощности которого аппроксимируется гиперболой $1/f$, откуда происходит еще одно распространенное название этого вида шумов — шум $1/f$. Фликер-шум есть во всех известных электронных компонентах, включая резисторы и конденсаторы. Его физическая природа до конца не изучена, однако известно, что он связан с технологией — неоднородностью вещества резистора, состоянием поверхности полупроводниковых приборов и т. д. Спектральная плотность напряжения или тока фликер-шумов аппроксимируется гиперболой вида $1/\sqrt{f}$. Фликер-шум реальных приборов обычно учитывают формальным введением в выражение спектральных плотностей теплового или дробового шумов сомножителей вида $\sqrt{1 + f_\phi/f}$, где f_ϕ — частота среза фликер-шумов, на которой спектральная плотность возрастает на 3 дБ по отношению к спектральной плотности на умеренно высоких частотах.

Для биполярного транзистора учет влияния фликер-шумов сводится к включению дополнительного сомножителя в выражение дробового шума тока базы $\omega_{i_6} = \sqrt{2qI_6(1 + f_\phi/f)}$. Значение частоты среза f_ϕ колеблется в пределах от 200—500 Гц для специальных малошумящих транзисторов, до 10—40 кГц для транзисторов общего применения. Разброс частоты f_ϕ для транзисторов одного типа и даже одной партии составляет сотни процентов, в связи с чем наиболее точные данные можно получить только путем измерений. Приведение физической эквивалентной схемы (рис. 2.45, а) к удобной для практического использования схеме (рис. 2.44) можно осуществить, пересчитав генератор шумового тока коллектора $i_{ш.к}$ во входную цепь. Для этого достаточно в цепь базы транзистора последовательно с генератором $e_{ш.б}$ включить генератор дополнительной шумовой ЭДС $e_{б.доп}$, который создает в нагрузке ток, эквивалентный $i_{ш.к}$. Величину $e_{б.доп}$ можно определить из условия $e_{б.доп} = i_{ш.к}/S$, где S — крутизна (проходная проводимость) транзистора. Последнее выражение можно записать и для спектральных плотностей

$$\omega_{e_{б.доп}} = \omega_{i_k}/S = \sqrt{2qI_k}/S.$$

Поскольку некоррелированные шумовые составляющие суммируются по среднеквадратическому закону, выражение спектральных

плотностей шумовых генераторов эквивалентной схемы (рис. 2.44) для биполярного транзистора можно записать как $\omega_{e_{ш}} = \sqrt{\omega_{e_6}^2 + \omega_{i_{\kappa}}^2 / S^2}$, $\omega_{i_{ш}} = \omega_{i_6}$, или после подстановки значений ω_{e_6} , $\omega_{i_{\kappa}}$, ω_{i_6} и $S = kT/qI_{\kappa}$

$$\omega_{e_{ш}} = \sqrt{4kT(r_6 + kT/2qI_{\kappa})}, \quad \omega_{i_{ш}} = \sqrt{2qI_6(1 + f_{\phi}/f)} = \omega_{i_6} \sqrt{1 + f_{\phi}/f}.$$

Среднеквадратические значения $e_{ш}$ и $i_{ш}$ в полосе частот от f_n до f_b можно определить путем интегрирования

$$e_{ш} = \sqrt{\int_{f_n}^{f_b} \omega_{e_{ш}}^2 df}, \quad i_{ш} = \sqrt{\int_{f_n}^{f_b} \omega_{i_{ш}}^2 df}.$$

После соответствующих подстановок получаем

$$e_{ш} = \sqrt{4kT(r_6 + kT/2qI_{\kappa})(f_b - f_n)};$$

$$i_{ш} = \sqrt{2qI_6 \left(f_b - f_n + f_{\phi} \ln \frac{f_b}{f_n} \right)} = \omega_{i_6} \sqrt{f_b - f_n + f_{\phi} \ln \frac{f_b}{f_n}}.$$

Из последнего выражения видно, что фликер-шумы приводят к увеличению интегрального входного шумового тока в $\sqrt{1 + f_{\phi} \ln \frac{f_b}{f_n} / (f_b - f_n)}$ раз. Пользование выражением для $i_{ш}$ из-за непостоянства спектральной плотности $\omega_{i_{ш}}$ допустимо только при чисто активном сопротивлении источника сигнала. Если внутреннее сопротивление источника имеет реактивные составляющие, то для определения падения шумового напряжения на нем, создаваемым генератором шумового тока $i_{ш}$, следует пользоваться выражением

$$e_{шi} = \sqrt{\int_{f_n}^{f_b} \omega_{i_{ш}}^2 |Z|^2 df},$$

где $|Z|^2$ — квадрат модуля полного внутреннего сопротивления источника.

Собственные шумы полевого транзистора. Шумы полевого транзистора с p - n -переходом обусловлены двумя источниками (рис. 2.45, б). Генератор шумового тока затвора $i_{ш.з}$ характеризует дробовой шум обратносмещенного p - n -перехода со спектральной плотностью $\omega_{i_3} = \sqrt{2qI_3}$, где I_3 — ток утечки затвора. Тепловое движение электронов в канале вызывает шумы стока $i_{ш.с}$, спектральная плотность которых $\omega_{i_c} = \sqrt{4kTq_{\kappa}}$, где q_{κ} — эффективная проводимость канала, связанная с крутизной транзистора S зависимостью $q_{\kappa} = 0,7S$. Поэтому можно записать $\omega_{i_c} = \sqrt{2,8kTS}$. Генерационно-рекомбинационные процессы на поверхности p - n -перехода являются источником фликер-шумов в полевом транзисторе. Подобно тепловым, эти шумы модулируют ширину канала и вызывают дополнительные шумы в цепи стока.

С учетом фликер-шумов выражение для спектральной плотности шумового тока стока имеет вид

$$\omega_{i_c} = \sqrt{2,8kTS(1 + f_\phi/f)}.$$

Пересчет шумов стока во входную цепь осуществим путем деления спектральной плотности ω_{i_c} на крутизну S . При этом спектральные плотности шумовых генераторов эквивалентной схемы (рис. 2.44) для полевого транзистора

$$\omega_{e_{ш}} = \sqrt{2,8kT(1 + f_\phi/f)/S}, \quad \omega_{i_{ш}} = \sqrt{2qI_s}.$$

Среднеквадратические значения $e_{ш}$ и $i_{ш}$ в полосе частот от f_n до f_s для полевого транзистора

$$e_{ш} = \sqrt{(2,8kT/S)[f_s - f_n + f_\phi \ln(f_s/f_n)]}, \quad i_{ш} = \sqrt{2qI_s(f_s - f_n)}.$$

Токи утечки полевых транзисторов имеют величину порядка единиц пикоампер, поэтому падение шумового напряжения на внутреннем сопротивлении источника, вызванное шумовым током генератора $i_{ш}$, ничтожно мало и во всех встречающихся на практике случаях величину $i_{ш}$ можно считать равной нулю. Таким образом, полевой транзистор полностью описывается шумовой эквивалентной схемой с одним источником шумовой ЭДС $e_{ш}$, включенной последовательно в цепь затвора (рис. 2.45, в).

Зависимость собственных шумов транзисторов от режимов по постоянному току. Для биполярного транзистора токи коллектора и базы связаны соотношением $I_c = I_k/\beta$, где $\beta = h_{21}$, — коэффициент передачи тока базы. С учетом этого выражения спектральные плотности эквивалентных шумовых генераторов принимают вид

$$\omega_{e_{ш}} = \sqrt{4kT(r_c + kT/2qI_k)}; \quad \omega_{i_{ш}} = \sqrt{2q(I_k/\beta)(1 + f_\phi/f)}.$$

С увеличением постоянного тока коллектора спектральная плотность ЭДС шума уменьшается, приближаясь к $\omega_{e_{ш} \min} = \sqrt{4kTr_c}$, в то

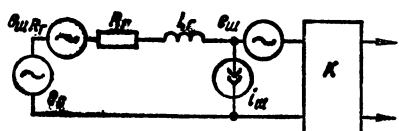


Рис. 2.46

время как спектральная плотность шумового тока растет пропорционально $\sqrt{I_k}$. В связи с этим для биполярного транзистора при заданном полном внутреннем сопротивлении источника сигнала существует вполне определенное значение тока I_k , при котором наблюдается минимум суммарных шумов, приведенных ко входу.

Для определения оптимального тока коллектора транзистора входного каскада УК обратимся к эквивалентной шумовой схеме (рис. 2.46), на которой шумы транзистора представлены генераторами шумовой ЭДС $e_{ш}$ и тока $i_{ш}$. Магнитная головка звукоусилителя представлена внутренним сопротивлением, состоящим из индуктивности L_r и сопротивления R_r , генератором ЭДС сигнала e_c и генератором ЭДС теплового шума $e_{шR_r}$ со спектральной плотностью $\omega_{e_{шR_r}} =$

$= \sqrt{4kTR_r}$. В связи с тем, что для формирования требуемой АЧХ в цепь эмиттера транзистора входного каскада большинства УК подается напряжение последовательной ООС по напряжению, входное сопротивление каскада значительно превышает импеданс головки звукоснимателя. Это позволяет для упрощения расчетов пренебречь входным сопротивлением каскада.

Для такой схемы квадрат напряжения шумов, приведенных ко входу в полосе частот от f_n до f_b , определяется как

$$u_{ш}^2 = \int_{f_n}^{f_b} (\omega_{e_{ш}R_r}^2 + \omega_{e_{ш}}^2 + \omega_{i_{ш}}^2 |Z|^2) df,$$

где $|Z|^2 = R_r^2 + (2\pi f L_r)^2$ — квадрат модуля полного входного сопротивления головки.

После подстановок и соответствующих преобразований получаем

$$\begin{aligned} u_{ш}^2 = & (\omega_{e_{ш}R_r}^2 + \omega_{e_{ш}}^2) (f_b - f_n) + \omega_{i_0}^2 R_r^2 (f_b - f_n) + \\ & + \omega_{i_0}^2 (2\pi L_r)^2 \frac{1}{3} (f_b^3 - f_n^3) + \omega_{i_0}^2 f_\phi R_r \ln (f_b/f_n) + \\ & + \omega_{i_0}^2 f_\phi (2\pi L_r)^2 \frac{1}{2} (f_b^2 - f_n^2). \end{aligned}$$

Учитывая, что $f_b \gg f_n$, последнее выражение можно упростить:

$$u_{ш}^2 = (\omega_{e_{ш}R_r}^2 + \omega_{e_{ш}}^2) f_b + \omega_{i_0}^2 \{ R_r^2 [f_b + f_\phi \ln (f_b/f_n)] + (2\pi L_r f_b)^2 \times \\ \times (f_b/3 + f_\phi/2) \}.$$

Обозначив сомножитель в фигурных скобках A и развернув выражения для спектральных плотностей, можно получить

$$u_{ш}^2 = \left[4kT (R_r + r_o) + \frac{2(kT)^2}{qI_k} \right] f_b + \frac{2qI_k}{\beta} A.$$

Оптимальный ток коллектора определим, приравняв производную последнего выражения по току коллектора I_k нулю:

$$\frac{du_{ш}^2}{dI_k} = -\frac{2(kT)^2 f_b}{qI_k} + \frac{2q}{\beta} A = 0, \quad \text{откуда} \quad I_{k.опт} = \frac{kT}{q} \sqrt{\beta} \sqrt{\frac{f_b}{A}}.$$

Подставляя выражение для A , окончательно получаем

$$\begin{aligned} I_{k.опт} = & \frac{kT}{q} \sqrt{\beta} \sqrt{f_b \left[R_r^2 \left(f_b + f_\phi \ln \frac{f_b}{f_n} \right) + (2\pi L_r f_b)^2 \left(\frac{f_b}{3} + \frac{f_\phi}{2} \right) \right]} = \\ = & 2,53 \cdot 10^{-2} \sqrt{\beta} \sqrt{f_b \left[R_r^2 \left(f_b + f_\phi \ln \frac{f_b}{f_n} \right) + (2\pi L_r f_b)^2 \left(\frac{f_b}{3} + \frac{f_\phi}{2} \right) \right]}. \end{aligned}$$

Для типичных значений $L_r = 0,7$ Гн, $R_r = 1$ кОм, $f_b = 20 \cdot 10^3$ Гц, $f_n = 20$ Гц, $f_\phi = 5 \cdot 10^3$ Гц и $\beta = 100$ оптимальный ток коллектора $I_{k.опт} = 4,25$ мкА. При таком токе коллектора крутизна транзистора оказывается очень малой: $S = qI_{k.опт}/(kT) = 0,168$ мА/В, поэтому оптимальный по шумам режим оказывается неприемлемым из-за низких усилительных свойств и термостабильности. Обычно использу-

мый режим с $I_k = 30 \dots 50$ мкА приводит к значительному возрастанию уровня шумов УК на биполярных транзисторах. При $L_r = 0$ оптимальный ток коллектора для данных рассмотренного примера составляет $I_{k, \text{опт}} = 153$ мкА, т. е. на полтора порядка выше. Такой режим работы характерен для микрофонных усилителей.

Шумы современных биполярных транзисторов слабо зависят от величины постоянного напряжения коллектор — эмиттер $U_{к.э}$, поэтому его можно выбрать, исходя из условия минимизации искажений, рассеиваемой мощности и т. п. Единственное, что необходимо учитывать, это увеличение уровня шумов при приближении напряжения $U_{к.э}$ к напряжению пробоя. Поэтому рекомендуется использовать транзисторы в режиме, при котором максимальное значение напряжения $U_{к.э}$ не превышает половины максимально допустимого по техническим условиям.

Шумовые параметры полевых транзисторов с p - n -переходом, как отмечалось выше, не зависят от внутреннего импеданса источника сигнала, поэтому зависимость уровня их шумов от режима работы по постоянному току может быть определена через зависимость крутизны S от режима без рассмотрения эквивалентной схемы головки звуко-снимателя. Для полевого транзистора, изготовленного методом двойной диффузии, крутизна определяется формулой

$$S = S_{\text{max}} (1 - U_{\text{зи}}/U_{\text{отс}}),$$

где S_{max} — крутизна при нулевом напряжении затвор — исток; $U_{\text{зи}}$ — напряжение затвор — исток в рабочей точке; $U_{\text{отс}}$ — напряжение отсечки. Для таких транзисторов S_{max} можно определить как $S_{\text{max}} = 2I_{c \text{ max}}/U_{\text{отс}}$, где $I_{c \text{ max}}$ — ток стока при нулевом напряжении затвор — исток. Учитывая, что напряжение шумов, приведенное ко входу, для полевых транзисторов обратно пропорционально корню квадратному из крутизны, легко сделать вывод, что для достижения наименьших шумов полевой транзистор следует использовать в режиме с минимально возможным (по модулю) запирающим напряжением $U_{\text{зи}}$, причем наименьшим уровнем шумов обладают транзисторы с максимальным отношением начального тока стока к напряжению отсечки. Такие же выводы остаются справедливыми и для полевых транзисторов с однолегированным каналом.

Собственный шум канала полевых транзисторов с изолированным затвором (структуры МОП) имеет один порядок с шумами рассмотренных выше полевых транзисторов с p - n -переходом. Однако ввиду того что окисел имеет некристаллическую структуру и содержит дефекты, МОП транзисторы обладают чрезвычайно большим уровнем фликер-шумов, исключающим всякую возможность их использования на входе чувствительных усилителей низкой частоты.

Шумы транзисторного каскада с учетом пассивных элементов схемы. При неправильном проектировании пассивные элементы схемы могут заметно ухудшить шумовые параметры транзисторных каскадов. Эквивалентная схема транзисторного каскада по переменному току с резисторами, задающими режим работы, изображена на рис. 2.47, а. Шумовые генераторы $e_{\text{ш}}$ и $i_{\text{ш}}$ характеризуют внутренние источники

шумов транзистора, а $i_{шR_6}$, $i_{шR_K}$ и $e_{шR_E}$ — тепловые шумы соответствующих резисторов. Уровень шумов на выходе каскада не изменится, если генератор шумовой ЭДС $e_{шR_E}$ перенести из цепи эмиттера в цепь базы транзистора, соединив его последовательно с генератором ЭДС $e_{ш}$. А это значит, что введение в цепь эмиттера незашунтированного конденсатором резистора R_E увеличит квадрат эквивалентной ЭДС шума каскада на $4kTR_E(f_v - f_n)$, что эквивалентно с точки зрения шумов увеличению распределенного сопротивления базы транзистора r_6 до величины $r_6 + R_E$. Учитывая, что сопротивление r_6 современных малощумящих транзисторов может иметь величину порядка 100...200 Ом, при проектировании следует выбирать сопротивление R_E минимально возможным. При этом надо помнить, что входное сопротивление каскада $R_{вх} = r_6 + \beta[kT/(qI_K) + R_E]$ уменьшается с уменьшением R_E . Поэтому для обеспечения стандартного для УК значения $R_{вх} = 47$ кОм при небольшом R_E в цепь эмиттера входного каскада обычно подают напряжение общей последовательной ООС, одновременно формирующей требуемую АЧХ УК.

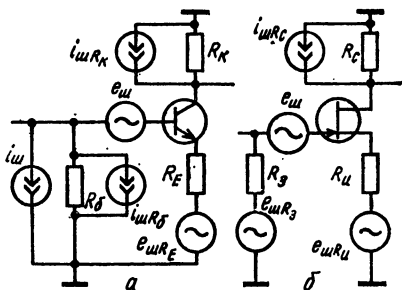


Рис. 2.47

Долю тепловых шумов эквивалентного сопротивления резисторов базового делителя R_6 в общем уровне шумов каскада можно определить сравнением шумовых токов $i_{ш}$ и $i_{шR_6}$, включенных параллельно. Пренебрегая фликер-шумами тока базы, можно записать

$$i_{ш}^2 = 2qI_6(f_v - f_n), \quad i_{шR_6}^2 = 4kT(f_v - f_n)/R_6.$$

Отношение квадратов этих токов $i_{ш}^2/i_{шR_6}^2 = I_6R_6/(2kT/q)$. Учитывая, что для комнатной температуры $kT/q = 25$ мВ, отношение квадратов токов можно записать как

$$i_{ш}^2/i_{шR_6}^2 = I_6R_6/50 \cdot 10^{-3}.$$

Для типовых токов коллектора $I_K = 30$ мкА, $\beta = 50$ и сопротивления $R_6 = 47$ кОм произведение $I_6R_6 = I_KR_6/\beta = 28,2$ мВ, т. е. квадрат шумового тока резистора R_6 в 1,77 раза превышает квадрат шумового тока базы. В связи с этим при проектировании малощумящих каскадов следует избегать применения низкоомных резисторов в цепях базового питания.

Дробовой шумовой ток коллектора $i_{ш.к}$ и тепловой шумовой ток коллекторного резистора протекают по одной и той же нагрузке — резистору R_K , поэтому их действие также можно сравнить отношением квадратов. Учитывая, что

$$i_{ш.к}^2 = 2qI_K(f_v - f_n), \quad i_{шR_K}^2 = 4kT(f_v - f_n)/R_K,$$

запишем $i_{ш.к}^2/i_{шR_K}^2 = I_KR_K/(2kT/q)$, или для комнатной температуры $i_{ш.к}^2/i_{шR_K}^2 = I_KR_K/(50 \cdot 10^{-3})$. Произведение I_KR_K равно падению

постоянного напряжения на коллекторном резисторе. Его типовая величина составляет 5 В, поэтому тепловой шумовой ток коллекторного резистора пренебрежимо мал по сравнению с шумовым дребовым током коллектора, и шумовые параметры каскада не критичны к величине R_k .

Рассмотрим эквивалентную схему каскада на полевом транзисторе (рис. 2.47, б). Собственные шумы транзистора на этой схеме представлены генератором шумовой ЭДС $e_{ш}$, а тепловые шумы резисторов — соответствующими генераторами $e_{шR_3}$, $i_{шR_3}$ и $e_{шR_H}$. При включении в цепь затвора резистора R_3 квадрат эквивалентной ЭДС шума увеличивается на $4kTR_3(f_B - f_H)$, если внутреннее сопротивление источника сигнала значительно превышает сопротивление резистора R_3 . Если же внутреннее сопротивление источника z_n соизмеримо с R_3 , то увеличение квадрата эквивалентной ЭДС шума, вызванное резистором R_3 , будет равно $4kTR_3(f_B - f_H) \int_{f_H}^{f_B} \left(\frac{R_3}{R_3 + z_n} \right)^2 df$. Для УК

этот резистор обычно задает стандартное входное сопротивление, поэтому для $R_3 = R_{вх} = 47$ кОм среднеквадратическое значение $e_{шR_3}$ в полосе 20 Гц—20 кГц составляет 3,9 мкВ, что в несколько раз превышает среднеквадратическое значение эквивалентной шумовой ЭДС $e_{ш}$ современных полевых транзисторов.

Влияние резистора R_H , как и в каскаде на биполярном транзисторе, сводится к увеличению квадрата эквивалентной шумовой ЭДС на величину $4kTR_H(f_B - f_H)$. Нежелательное возрастание шумов, вызванное этим резистором, можно исключить, зашунтировав резистор конденсатором достаточно большой емкости, что, в отличие от каскада на биполярном транзисторе, не повлияет на входное сопротивление каскада.

Квадрат тока теплового шума канала транзистора относится к квадрату тока теплового шума резистора R_c как

$$i_{ш.с}^2 / i_{шR_c}^2 = 2,8kTS(f_B - f_H) / [4kT(f_B - f_H) / R_c] = 0,7SR_c = 0,7K_U,$$

где K_U — коэффициент усиления каскада по напряжению. Учитывая, что $K_U \gg 1$, приходим к выводу, что $i_{шR_c}^2 \ll i_{ш.с}^2$, т. е. собственными тепловыми шумами сопротивления R_c в большинстве случаев можно пренебречь.

Эквивалентные шумовые параметры многокаскадных усилителей. Рассмотрим эквивалентную шумовую схему двухкаскадного усилителя на биполярных транзисторах (рис. 2.48, а). Положим, что входное сопротивление второго каскада учтено соответствующим уменьшением коллекторной нагрузки первого каскада. Такое упрощение позволяет считать входное сопротивление второго каскада бесконечно большим и учесть действие эквивалентных шумовых генераторов второго каскада $e_{ш2}$ и $i_{ш2}$ соответствующим увеличением шумового тока через сопротивление нагрузки первого каскада. Квадрат этого дополнительного шумового тока $i_{доп}^2 = i_{ш2}^2 + e_{ш2}^2 / R_{н1}^2$, что эквивалентно увеличению квадрата эквивалентной ЭДС шума, приведенной ко входу первого каскада,

на величину

$$e_{ш.доп}^2 = i_{доп}^2/S_1^2 = e_{ш2}^2/(R_{н1}^2 S_1^2) + i_{ш2}^2/S_1^2.$$

Отнесем каждое из слагаемых к квадрату собственной ЭДС шума первого каскада $e_{ш1}^2 = 4kT[r_{б1} + kT/(2qI_{к1})](f_b - f_n)$. Учитывая, что $e_{ш2}^2 = 4kT[r_{б2} + kT/(2qI_{к2})](f_b - f_n)$, $i_{ш2}^2 = (2qI_{к2}/\beta_2)(f_b - f_n)$ и $S_1^2 = (qI_{к1}/kT)^2$, после преобразований получаем

$$e_{ш.доп}^2/e_{ш1}^2 = \frac{[r_{б2} + kT/(2qI_{к2})](kT)^2}{[r_{б1} + kT/(2qI_{к1})]R_{н1}^2(qI_{к1})^2} + \frac{I_{к2}kT}{2\beta_2 q I_{к1}[r_{б1} + kT/(2qI_{к1})]}.$$

Для оценки этого отношения подставим типовые значения $r_{б1} = r_{б2} = 200$ Ом, $I_{к1} = 50$ мкА, $I_{к2} = 1$ мА, $R_{н1} = 1,5$ кОм, $\beta_2 = 200$.

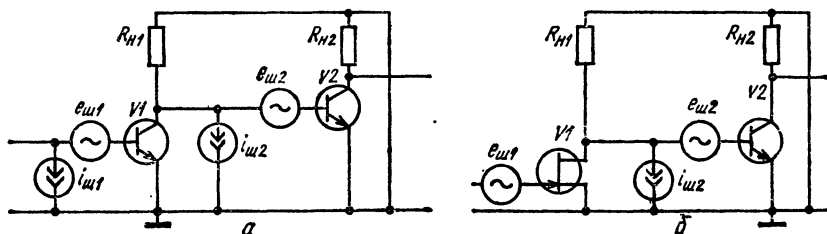


Рис. 2.48

При этом $e_{ш.доп}^2/e_{ш1}^2 = 0,11$, т. е. эквивалентная ЭДС шума усилителя при данных рассмотренного примера всего на 5 % превышает собственную ЭДС шума первого каскада.

Для усилителя с входным каскадом на полевом транзисторе (рис. 2.48, б)

$$e_{ш.доп}^2 = e_{ш2}^2/(R_{н1}^2 S_1^2) + i_{ш2}^2/S_1^2.$$

Принимая во внимание, что без учета фликер-шумов $e_{ш1}^2 = 2,8 kT \times (f_b - f_n)/S_1$, можно записать

$$\frac{e_{ш.доп}^2}{e_{ш1}^2} = \frac{4[r_{б2} + kT/(2qI_{к2})]}{R_{н1}^2 S_1 \cdot 2,8} + \frac{qI_{к2}}{1,4kT\beta_2 S_1}.$$

Подставляя типовые значения $S_1 = 5$ мА/В, определяем $e_{ш.доп}^2/e_{ш1}^2 = 5,6 \cdot 10^{-2}$, т. е. второй каскад увеличивает эквивалентную ЭДС шумов, приведенных ко входу, всего на 3 %.

Если второй каскад усилителя выполнен на полевом транзисторе, то дополнительные шумы еще меньше, поскольку при этом $i_{ш2} = 0$, а сопротивление нагрузки первого каскада $R_{н1}$ на один-два порядка больше, чем в рассмотренных примерах. Таким образом, во всех имеющих практическое значение случаях нагружающие каскады не оказывают заметного влияния на шумовые параметры предыдущего каскада и шумы многокаскадного усилителя фактически определяются только входным каскадом.

Шумы дифференциального каскада. Благодаря высокой температурной стабильности режима по постоянному току, обеспечиваемой без

использования блокировочных конденсаторов большой емкости, и удобству подключения цепей ОС дифференциальные каскады (ДК) широко применяются как в современных интегральных микросхемах ОУ, так и в усилителях на дискретных элементах.

Для рассмотрения шумов ДК обратимся к эквивалентной шумовой схеме (рис. 2.49, а), на которой, кроме эквивалентных генераторов дробового шума коллекторов $i_{ш.к1}$, $i_{ш.к2}$, базы $i_{ш.б1}$, $i_{ш.б2}$ и теплового шума распределенного сопротивления базы $e_{ш.б1}$, $e_{ш.б2}$ транзисторов $V1$ и $V2$, изображен эквивалентный генератор шума эмиттерного источника тока $i_{ш.и}$.

Шумовые генераторы тока $i_{ш.к1}$ и $i_{ш.к2}$ создают на резисторах $R_{к1}$ и $R_{к2}$ шумовые некоррелированные напряжения $u_{ш1} = i_{ш.к1} R_{к1}$

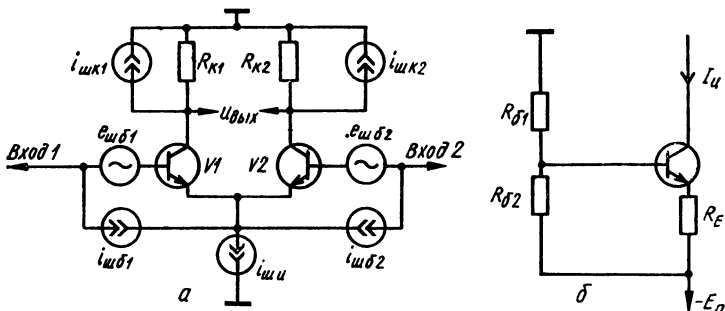


Рис. 2.49

и $u_{ш2} = i_{ш.к2} R_{к2}$. На выходе ДК эти напряжения создают шумовое напряжение

$$u_{ш.вых1} = \sqrt{u_{ш1}^2 + u_{ш2}^2} = \sqrt{i_{ш.к1}^2 R_{к1}^2 + i_{ш.к2}^2 R_{к2}^2}.$$

Шумовой ток источника $i_{ш.и}$ создает на резисторах $R_{к1}$ и $R_{к2}$ коррелированные напряжения $u_{ш1и} = (i_{ш.и}/2) R_{к1}$ и $u_{ш2и} = (i_{ш.и}/2) \times R_{к2}$. Общее шумовое напряжение на выходе ДК, вызванное источником $i_{ш.и}$,

$$u_{ш.вых.и} = (i_{ш.и}/2) (R_{к1} - R_{к2}).$$

Шумовое напряжение на выходе, обусловленное дробовыми шумами токов коллектора транзисторов $V1$, $V2$ и шумами эмиттерного источника тока, составит

$$u_{ш.вых2} = \sqrt{u_{ш.вых1}^2 + u_{ш.вых.и}^2} = \sqrt{i_{ш.к1}^2 R_{к1}^2 + i_{ш.к2}^2 R_{к2}^2 + i_{ш.и}^2 (R_{к1} - R_{к2})^2/4}.$$

Приведенное ко входу ДК напряжение шумов, обусловленное этими источниками, определим, разделив полученное выражение на дифференциальный коэффициент усиления ДК $K_U = (S/2) (R_{к1} + R_{к2})$, где $S = qI_{к}/kT$ — крутизна транзисторов $V1$ и $V2$:

$$u_{ш.вх} = \frac{2 \sqrt{i_{ш.к1}^2 R_{к1}^2 + i_{ш.к2}^2 R_{к2}^2 + i_{ш.и}^2 (R_{к1} - R_{к2})^2/4}}{S (R_{к1} + R_{к2})}.$$

Для симметричного ДК $R_{к1} = R_{к2} = R_{к}$, $i_{ш.к1} = i_{ш.к2} = i_{ш.к}$, $u_{ш.вх}^2 = 2i_{ш.к}^2/S^2 = 4(kT)^2(f_{в} - f_{н})/qI_{к}$. При этом приведенная ко входу ДК эквивалентная шумовая ЭДС $e_{шДК1} = \sqrt{e_{ш.б1}^2 + e_{ш.б2}^2 + u_{ш.вх}^2}$ или, с учетом того, что $r_{б1} = r_{б2} = r_{б}$,

$$e_{шДК1} = \sqrt{8kT(r_{б} + kT/2qI_{к})(f_{в} - f_{н})}.$$

Из сравнения полученного выражения с эквивалентной шумовой ЭДС одиночного транзистора $e_{ш}$ видно, что $e_{шДК1} = \sqrt{2}e_{ш}$. Эквивалентные шумовые токи ДК определяются дробовыми токами базы, поэтому для них справедливы соотношения, выведенные при рассмотрении собственных шумов биполярного транзистора.

С целью упрощения последующих каскадов нередко выходной сигнал ДК снимают с одного из коллекторов, т. е. используют несимметричный выход. В этом случае можно положить $R_{к2} = 0$ и выражение для квадрата напряжения шумов, приведенного ко входу и обусловленного дробовыми шумами токов коллектора транзисторов $V1$, $V2$ и шумами эмиттерного источника тока, примет вид

$$u_{ш.вх}^2 = 4(i_{ш.к1}^2 + i_{ш.и}^2/4)/S^2.$$

Если в качестве эмиттерного источника тока используется резистор с сопротивлением R_E , то

$$i_{ш.и}^2/4 = kT(f_{в} - f_{н})/R_E \ll i_{ш.к1}^2 \quad \text{и} \quad u_{ш.вх}^2 = 4i_{ш.к1}^2/S^2,$$

а эквивалентная ЭДС шума ДК

$$e_{шДК2} = \sqrt{8kT(r_{б} + kT/qI_{к})(f_{в} - f_{н})}.$$

Если в качестве эмиттерного источника тока используется активный генератор стабильного тока на транзисторе, типовая схема которого показана на рис. 2.49, б, то с учетом того, что постоянный ток этого генератора равен сумме постоянных токов коллектора транзисторов ДК $I_{и} = I_{к1} + I_{к2} = 2I_{к}$ и пренебрегая шумами базовых цепей, можно записать

$$i_{ш.и}^2 = 2qI_{и}(f_{в} - f_{н}) = 2q2I_{к}(f_{в} - f_{н}) = 2i_{ш.к1}^2.$$

При этом $u_{ш.вх}^2 = 4(i_{ш.к1}^2 + i_{ш.к1}^2/2)/S^2 = 6i_{ш.к1}^2/S^2$, а эквивалентная ЭДС шума ДК

$$e_{шДК3} = \sqrt{8kT(r_{б} + 3kT/2qI_{к})(f_{в} - f_{н})}.$$

В обычно используемом во входных каскадах режиме микротоков $r_{б} \ll \ll kT/(2qI_{к})$, поэтому для малошумящих усилителей справедливы соотношения

$$e_{шДК1} = \sqrt{2}e_{ш}, \quad e_{шДК2} = 2e_{ш}, \quad e_{шДК3} = \sqrt{6}e_{ш},$$

т. е. эквивалентная шумовая ЭДС симметричного ДК на 3 дБ, несимметричного ДК с пассивным генератором тока на 6 дБ, а несимметричного ДК с активным генератором тока на 7,8 дБ превышает при прочих равных условиях эквивалентную шумовую ЭДС каскада с ОЭ на одном транзисторе.

Аналогичные выводы можно сделать и относительно шумов ДК на полевых транзисторах.

Шумы усилителей с отрицательной обратной связью. Отрицательная обратная связь часто применяется для задания требуемой АЧХ коэффициента усиления и входного сопротивления УК. В связи с этим рассмотрим влияние на шумовые характеристики наиболее часто используемых последовательной и параллельной ООС по напряжению.

На рис. 2.50, а изображена типовая схема усилителя с ООС последовательного типа, образованной резисторами R_1 и R_2 . Такому усилителю соответствует эквивалентная шумовая схема рис. 2.50, б, в которой генератор эквивалентной ЭДС собственных шумов операционного усилителя $A1$ $e_{ш}$ отнесен к неинвертирующему входу, коэффициент усиления усилителя принят $K_U = 1 + R_2/R_1$, а цепь ООС

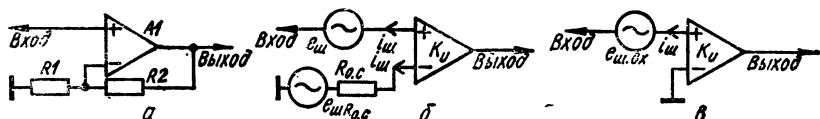


Рис. 2.50

представлена эквивалентным резистором $R_{0.c}$ и эквивалентным генератором теплового шума

$$e_{шR_{0.c}} = \sqrt{4kTR_{0.c}(f_B - f_H)}.$$

Эквивалентные шумовые токи инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ $A1$ примем равными $i_{ш}$ и имеющими постоянную в интересующем диапазоне частот спектральную плотность. Для такой схемы квадрат эквивалентной ЭДС шумов, приведенной ко входу, определяется как

$$e_{ш.вх}^2 = e_{ш}^2 + 4kTR_{0.c}(f_B - f_H) + i_{ш}^2 R_{0.c}^2.$$

Если цепь ООС частотно-зависима, т. е. содержит реактивные элементы, а спектральные плотности шумовой ЭДС $e_{ш}$ и тока $i_{ш}$ ОУ $A1$ непостоянны, квадрат эквивалентной шумовой ЭДС УК

$$e_{ш.вх}^2 = \int_{f_H}^{f_B} \omega_c^2 df + 4kT \int_{f_H}^{f_B} R_c(Z_{0.c}) df + \int_{f_H}^{f_B} \omega_i^2 |Z_{0.c}|^2 df,$$

где $Z_{0.c}$ — эквивалентное комплексное сопротивление цепи ООС.

Таким образом, при использовании последовательной ООС степень ухудшения шумовых свойств усилителя возрастает при увеличении как действительной части, так и модуля полного эквивалентного сопротивления цепи ООС. В частности, уже при $R_{0.c} = 1$ кОм средне-квадратическое значение $e_{шR_{0.c}}$ в полосе частот 20 Гц...20 кГц составляет 0,6 мкВ, что соизмеримо с ЭДС собственных шумов современных маломушящих усилителей. Эквивалентный входной шумовой ток такой схемы равен шумовому току неинвертирующего входа $A1$, т. е. эквивалентная шумовая схема УК принимает вид, показанный на рис. 2.50, в.

Эквивалентная шумовая схема усилителя с параллельной ООС показана на рис. 2.51, а. Квадрат напряжения на его выходе

$$u_{ш.вых}^2 = e_{ш}^2 + i_{ш}^2 R_{о.с}^2 + 4kTR_{о.с}(f_{в} - f_{н}).$$

Принимая во внимание, что $i_{вх} = u_{вых}/R_{о.с}$, можно записать выражение для квадрата эквивалентного шумового входного тока

$$i_{ш.вх}^2 = e_{ш}^2/R_{о.с} + i_{ш}^2 + 4kT(f_{в} - f_{н})/R_{о.с}.$$

В случае частотно-зависимой ООС и непостоянных спектральных плотностей ω_e и ω_i последнее выражение принимает вид

$$i_{ш.вх}^2 = \int_{f_{н}}^{f_{в}} \frac{\omega_e^2}{|Z_{о.с}|^2} df + \int_{f_{н}}^{f_{в}} \omega_i^2 df + 4kT \int_{f_{н}}^{f_{в}} \frac{Re(Z_{о.с})}{|Z_{о.с}|^2} df.$$

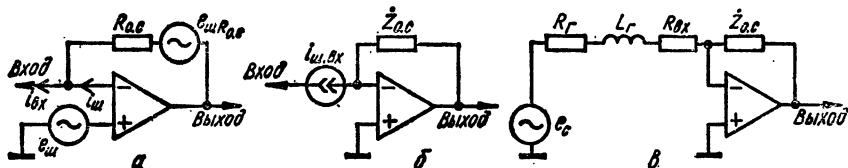


Рис. 2.51

При использовании параллельной ООС шумовые свойства усилителя ухудшаются при уменьшении как действительной части, так и модуля комплексного сопротивления цепи ООС $\bar{Z}_{о.с}$. Шумовая эквивалентная схема усилителя с параллельной ООС содержит только один шумовой генератор тока $i_{ш.вх}$ (рис. 2.51, б).

Коэффициент усиления усилителя с глубокой параллельной ООС $K_U = -|\bar{Z}_{о.с}|/|\bar{Z}_{н}|$, где $\bar{Z}_{н}$ — комплексное внутреннее сопротивление источника сигнала. Для УК таким источником является головка звукоусилителя. В связи с тем, что эквивалентное активное сопротивление $R_г$ и индуктивность $L_г$ головки не нормируются, получение требуемой АЧХ УК для конкретной головки путем соответствующего подбора $\bar{Z}_{о.с}$ крайне затруднительно. Кроме того, подключение головки непосредственно на вход усилителя приводит к ее демпфированию из-за низкого входного сопротивления усилителя, обусловленного применением параллельной ООС. Для создания стандартных условий работы головки с такими УК последовательно с ней включают резистор с сопротивлением $R_{нх} = 47$ кОм (рис. 2.51, в), при этом требуемую АЧХ можно сформировать соответствующим выбором $\bar{Z}_{о.с}$ для головок с любыми $R_г$ и $L_г$. Однако введение такого резистора во входную цепь приводит к ощутимому возрастанию уровня шумов (шумовая ЭДС резистора с сопротивлением 47 кОм в полосе частот 20 кГц равна 3,9 мкВ), поэтому УК с параллельной ООС имеют менее высокие шумовые параметры, чем УК с последовательной ООС, и применяются сравнительно редко.

При проектировании высокочувствительных усилителей с ООС необходимо стремиться к тому, чтобы ее требуемая глубина обеспечи-

валась при минимально возможном импедансе цепи обратной связи $\dot{Z}_{o.c}$ в усилителях с последовательной ОС и максимально возможным $\dot{Z}_{o.c}$ — в усилителях с параллельной ОС. Для этого входные каскады усилителей целесообразно охватывать не местной, а общей ООС.

Избыточные шумы пассивных элементов. В некоторых случаях шумовые характеристики чувствительных усилителей значительно ухудшают избыточные шумы, генерируемые пассивными элементами входных каскадов — резисторами и конденсаторами. Непроволочные резисторы обладают кроме тепловых шумов еще и контактными, возникающими из-за флуктуаций площади контактов между зернами проводящего материала в результате их случайного движения. Спектральная плотность ЭДС контактного шума, как и теплового, пропорциональна корню квадратному из сопротивления резистора, но в отличие от него зависит и от тока, протекающего через резистор и увеличивается с уменьшением частоты. Уровень контактных шумов резисторов определяют отношением ЭДС шумов в полосе частот 60...6000 Гц к приложенному напряжению и выражают в микровольтах на вольт. Типовые значения контактных шумов постоянных резисторов с металлодиэлектрическим проводящим слоем типов МЛТ, ОМЛТ, МТ, а также резисторов с углеродистым проводящим слоем типов ВС, УЛМ, УЛИ составляют 5 мкВ/В для резисторов группы Б и 1 мкВ/В для резисторов группы А (обозначение группы А приводится на корпусе резистора), для резисторов с объемным проводящим слоем типа ТВО, С4-1 — 10 мкВ/В. Низким уровнем шумов (не более 0,5 мкВ/В) отличаются резисторы с бороуглеродистым проводящим слоем типа БЛП, БЛПа и металлопленочные типа С2-26.

Уровень шумов переменных резисторов значительно выше за счет шумов подвижного контакта. Типовые значения составляют 50 мкВ/В для резисторов типов ТК, ВК, СПЗ-12; 10—40 мкВ/В для СП-1, СП-IV, СП-0,4, СПЗ-1, СПЗ-22.

Из приведенных данных следует, что уже при постоянном напряжении порядка единиц вольт уровень контактных шумов непроволочных резисторов общего применения достигает уровня их тепловых шумов. Схемотехнически проявление шумов такого рода можно уменьшить, соединив последовательно N резисторов с сопротивлением R и включив параллельно N таких цепочек. При этом результирующее сопротивление будет равно R , а контактный шум будет уменьшен в N^2 раз.

Собственные шумы конденсаторов обусловлены тепловыми шумами диэлектрических потерь, спектральная плотность ЭДС которых определяется как

$$\omega_{д.ш} = \sqrt{2kT \operatorname{tg} \delta / (\pi f C)},$$

где δ — угол диэлектрических потерь. На частоте $f = 50$ Гц тангенс угла потерь электролитических конденсаторов типов К50-6, К50-16 и им подобных может достигать $\operatorname{tg} \delta = 0,35$, а на высоких частотах и при повышенной температуре и того больше, поэтому ЭДС собственных шумов таких конденсаторов может достигать долей и даже единиц микровольт. Для минимизации шумов электролитические конденса-

торы необходимо использовать при рабочих напряжениях, составляющих 20...50 % от максимально допустимого, а если это схемотехнически возможно, вообще не использовать конденсаторы во входных цепях, применяя непосредственную связь с источником сигнала.

ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ УК

Рассмотрение практических принципиальных схем УК начнем со ставшей классической в 70-х годах «двойки», типичным представителем которой является УК электрофона «Электроника Б1-01» (рис. 2.52). Основу схемы составляет двухкаскадный усилитель напряжения с непосредственной связью между каскадами. Режим работы обоих каскадов по постоянному току и его термостабилизация обеспечиваются общей ООС, подаваемой в цепь базы транзистора $V1$ через резисторы $R2$ и $R6$. Требуемую АЧХ коррекции формирует цепь последовательной ООС по переменному напряжению, включенная между выходом УК и эмиттером транзистора $V1$ ($R10C6R11C7$). При достаточной глубине ООС АЧХ УК не зависит от параметров транзисторов, поскольку коэффициент передачи при этом равен отношению полного сопротивления цепи $R10C6R11C7$ к сопротивлению резистора $R5$. Вследствие своей простоты такая схема получила широкое распространение, поскольку совместно с первыми магнитными головками звукозаписей она обеспечивала качество воспроизведения грамзаписи, заметно превышающее качество звучания, обеспечиваемое пьезоэлектрическими звукозаписными головками. Однако постоянное совершенствование магнитных головок и других звеньев звуковоспроизводящего тракта привело к тому, что некоторые характерные для «двойки» параметры стали ограничивать качество звучания всего комплекса. Анализ позволил определить, что стандартные схемы имеют значительные нелинейные искажения в области высших и низших частот, а также заметный спад АЧХ на низких частотах.

Названные недостатки можно объяснить следующим образом. Без учета выходной проводимости транзисторов коэффициент усиления усилителя «двойки» с разомкнутой цепью ООС для частот, на которых можно не считаться с емкостным сопротивлением конденсатора $C4$, можно записать как

$$K_U = K_{U1}K_{U2} = \frac{\beta_2 R_8}{kT/qI_{K1} + R_5} \frac{R_7}{R_8} = 881 \quad \text{для } I_{K1} = 50 \text{ мкА.}$$

Минимально необходимый коэффициент усиления УК на частоте 1 кГц можно определить из условия получения минимального выходного напряжения $U_{\text{вых min}} = 250 \text{ мВ}$ при номинальной колебательной

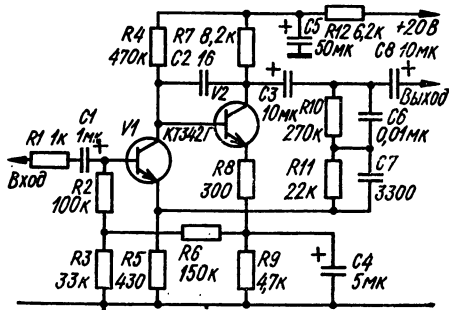


Рис. 2.52

скорости 7 см/с с головкой, имеющей минимальную чувствительность 0,7 мВ · с/см, что соответствует $U_{\text{вх min}} = 4,9$ мВ. Таким образом, $K_{U1\text{кГц}} = U_{\text{вых min}}/U_{\text{вх min}} = 250/4,9 = 51$. При стандартной АЧХ необходимое усиление на частоте 20 Гц составит +19,28 дБ относительно $K_{U1\text{кГц}}$, т. е. $K_{U20\text{Гц}} = 469$. Петлевое усиление «двойки» с замкнутой ООС на частоте 20 Гц для рассматриваемого случая составит всего $K_U/K_{U20\text{Гц}} = 881/469 = 1,88$ раз или 5,5 дБ, а в реальной схеме с учетом возрастания на низких частотах емкостного сопротивления конденсатора C_4 — и того меньше. При столь малой глубине ООС коэффициент гармоник «двойки» уже при номинальном выходном напряжении достигает единиц процентов, а ход АЧХ определяется формулой

$$K_U = K_0/(1 + \beta_{\text{о.с}} K_0),$$

где K_0 — коэффициент усиления усилителя с разомкнутой ООС, и заметно отличается от идеального $K'_U = 1/\beta_{\text{о.с}}$, получаемого в предположении $\beta_{\text{о.с}} K_0 \gg 1$. График зависимости отношения $K_U/K'_U = 1/[1 + 1/\beta_{\text{о.с}} K_0]$ в функции произведения $\beta_{\text{о.с}} K_0$ изображен на рис. 2.53. При $\beta_{\text{о.с}} K_0 = 5,5$ дБ реальный коэффициент

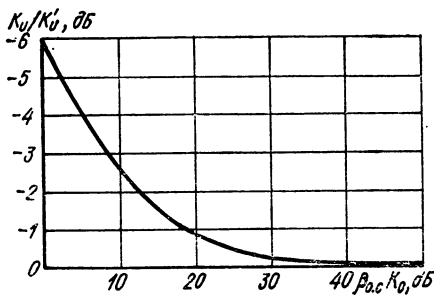


Рис. 2.53

усиления почти на 4 дБ меньше идеального, поэтому АЧХ «двойки» имеет заметный завал на низких частотах. В схеме УК «Электроника Б1-01» этот завал еще больше вследствие того, что постоянная времени коррекции $\tau_1 = R_{10}C_6 = 2700$ мкс сделана меньше стандартной (3180 мкс) с целью увеличения глубины ООС и уменьшения нелинейных искажений на низких частотах. С увеличением частоты петлевой коэффициент усиления $\beta_{\text{о.с}} K_0$ вследствие увеличения коэффициента передачи цепи ООС также возрастает, поэтому в области средних частот коэффициент гармоник невелик (менее 0,2 %), а АЧХ определяется целью ООС.

Механизм возрастания нелинейных искажений «двойки» в области высших звуковых частот заключается в ограниченной скорости нарастания выходного напряжения. Для рассматриваемой схемы $du_{\text{вых}}/dt \approx i_c/C$, где $C = C_6C_7/(C_6 + C_7)$ — эквивалентная емкость цепи ООС; i_c — ток через эквивалентную емкость. Учитывая, что максимальное значение тока $i_{c\text{max}}$ в рабочей точке ограничено резисторами R_5 и R_7 , можно записать

$$\left. \frac{du_{\text{вых}}}{dt} \right|_{\text{max}} = \frac{i_{c\text{max}}}{C} = \frac{E_k (C_6 + C_7)}{2(R_7 + R_5) C_6 C_7} = 0,28 \text{ В/мкс.}$$

Требуемое значение $du_{\text{вых}}/dt = V_{U_{\text{вых}}}$ можно определить исходя из стандартного десятикратного запаса по перегрузочной способности УК на высшей частоте рабочего диапазона $f_{\text{в}} = 20$ кГц по отношению к номинальному выходному напряжению $U_{\text{вых}} = 0,5$ В:

$$V_{U_{\text{вых}}} = 2\pi f_{\text{в}} U_{\text{вых}} \sqrt{2} \cdot 10 = 0,885 \text{ В/мкс.}$$

Таким образом, $du_{\text{вых}}/dt < V_{U_{\text{вых}}}$, что создает условия для возникновения искажения пиковых уровней высокочастотных сигналов.

В схеме «двойки» УК ZDP фирмы Асе (рис. 2.54) повышение скорости нарастания выходного напряжения достигнуто за счет использования сравнительно высокого (41 В) напряжения питания и некоторого уменьшения сопротивления коллекторной нагрузки второго кас-

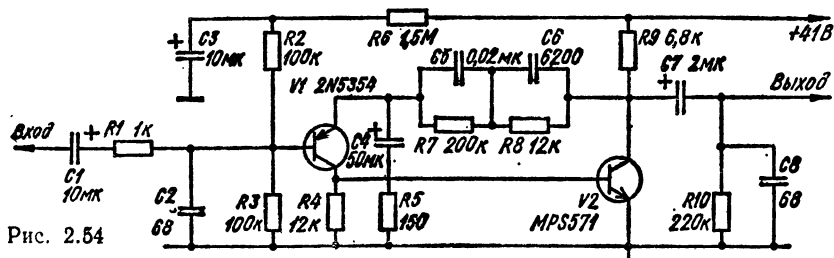


Рис. 2.54

када. При использовании транзисторов разных типов проводимости отпадает необходимость использования шунтирующего конденсатора в цепи эмиттера транзистора V2, поэтому коэффициент усиления усилителя с разомкнутой ООС на низких частотах не уменьшается и АЧХ УК более точно соответствует стандартной. Поскольку во входном каскаде применен транзистор структуры *p-n-p*, имеющий меньшее сопротивление базы r_b , чем транзистор структуры *n-p-n*, УК ZDP обеспечивает уровень шумов порядка — 70 дБ относительно уровня входного сигнала 5 мВ на частоте 1 кГц, что на 10...12 дБ лучше, чем в УК «Электроника Б1-01». Коэффициент гармоник УК ZDP не превышает 0,05 % на средних частотах при выходном напряжении 5 В, однако высокие качественные показатели достигаются только при сравнительно большом входном сопротивлении последующих устройств.

В УК «Бриг-001» (рис. 2.55) высокий коэффициент усиления с разомкнутой цепью частотно-зависимой ООС $R_{14}C_6R_{15}C_7$ достигнут за счет использования во втором каскаде полевого транзистора с активной стоковой нагрузкой. Такое построение исключает шунтирование первого каскада и обеспечивает высокую линейность второго. Скорость нарастания выходного напряжения определяется величиной стабильного тока, генерируемого активной нагрузкой на транзисторе V3,

$$I_{\text{ст}} \approx (U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}V3})/R_8 = 2,6 \text{ мА},$$

где $U_{\text{ст}}$ и $U_{\text{бэ}V3}$ — соответственно напряжения стабилизации стабилитрона V4 и база — эмиттер транзистора V3. Для $C = C_7 = 5600 \text{ пФ}$

$$du_{\text{вых}}/dt = i_c/C = I_{\text{ст}}/C_7 = 0,46 \text{ В/мкс.}$$

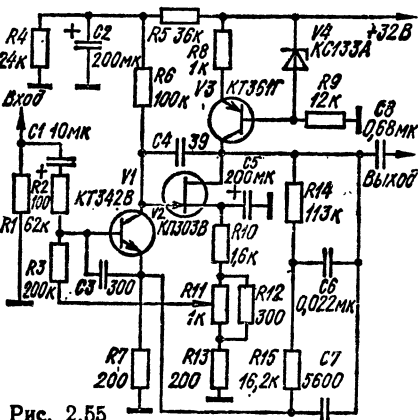


Рис. 2.55

Достоинством схемы является то, что благодаря большому выходному сопротивлению второго каскада его коэффициент усиления, как и коэффициент усиления всего УК, пропорционален полному сопротивлению цепи ООС, задающей требуемую АЧХ, т. е. глубина ООС остается практически постоянной во всем звуковом диапазоне. Это благоприятно сказывается на линейности и устойчивости устройства.

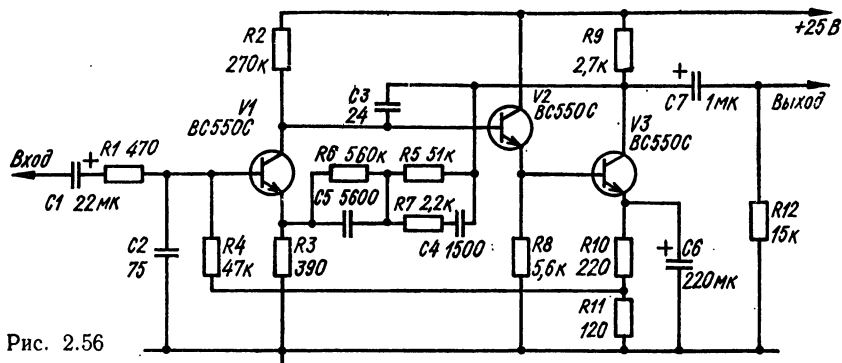


Рис. 2.56

Несмотря на то, что в схему введен регулятор напряжения смещения на резисторе R_{11} , термостабильность устройства низка, поскольку постоянное напряжение ООС подается с выхода второго каскада в цепь эмиттера транзистора V_1 через резисторы R_{14} и R_{15} , которые совместно с резистором R_7 образуют делитель напряжения с большим коэффициентом деления. В результате напряжение ООС оказывается ослабленным в сотни раз и ее действие неэффективно.

Более радикальным путем улучшения параметров УК является использование в качестве базового усилителя вместо «двойки» ОЭ—ОЭ

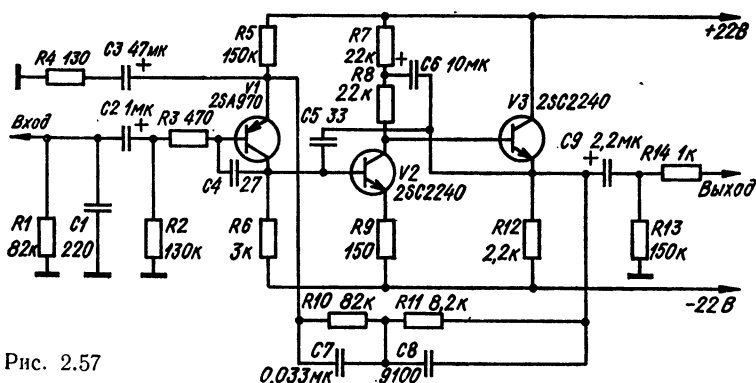


Рис. 2.57

«тройки» ОЭ—ОК—ОЭ. Один из вариантов такой схемы применен в УК 550 фирмы Braun (рис. 2.56). Эмиттерный повторитель на транзисторе V_2 позволяет реализовать повышенный коэффициент усиления по напряжению первого каскада, а также обеспечить работу транзистора V_3 при сравнительно большом токе коллектора 5 мА. Благодаря этому,

а также включению в цепь ООС, задающей требуемую АЧХ ($R5C4R6C5$) дополнительного ограничивающего резистора $R7$, скорость нарастания выходного напряжения этого УК равна 2,5 В/мкс.

Усилитель-корректор 440А фирмы Scott построен по схеме ОЭ — ОЭ — ОК (рис. 2.57). Во входном каскаде этого УК, как и в УК ZDP фирмы Асе, использован транзистор структуры $p-n-p$ с малым r_6 . Положительная обратная связь по переменному напряжению, подаваемая через конденсатор $C6$ с выхода эмиттерного повторителя на транзисторе $V3$ в цепь коллекторной нагрузки транзистора $V2$ более чем на порядок увеличивает эквивалентное сопротивление нагрузки и коэффициент усиления второго каскада. Использование на выходе УК

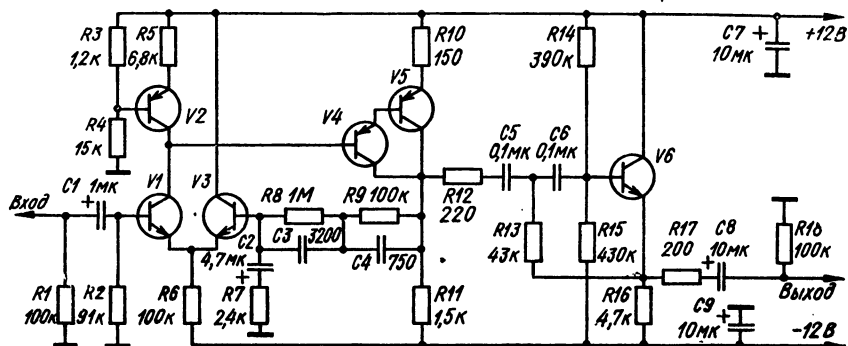


Рис. 2.58

эмиттерного повторителя обеспечивает высокую скорость нарастания выходного напряжения и нормальную работу как на высокоомную, так и на низкоомную нагрузку. Относительный уровень собственных шумов этого УК достигает -77 дБ.

На рис. 2.58 показана схема УК модели 300 фирмы Advent. Входной каскад этого УК выполнен на транзисторах $V1$ и $V3$ по схеме дифференциального усилителя с несимметричным выходом. Высокий коэффициент усиления этого каскада обеспечен использованием активной нагрузки — генератора стабильного тока на транзисторе $V2$ и высоким входным сопротивлением второго каскада, полученным благодаря включению транзисторов $V4$ и $V5$ этого каскада по схеме Дарлингтона (составного транзистора). Наличие двух входов — неинвертирующего и инвертирующего — позволило разделить сигнальные цепи от цепей ООС, формирующей АЧХ УК и тем самым оптимизировать номиналы элементов ООС с целью достижения высокой скорости нарастания выходного напряжения, которая в данном случае превышает 15 В/мкс. Выходной эмиттерный повторитель на транзисторе $V6$ совместно с цепочкой $R7C2$ образует ФВЧ с частотой среза по уровню -1 дБ, равной 20 Гц, и крутизной спада АЧХ 18 дБ на октаву. На частоте 4 Гц спад усиления достигает -31 дБ, поэтому помехи от вибраций движущего механизма ЭПУ и фликер-шумы УК на выходе оказываются существенно ослабленными. Относительный уровень собственных шумов усилителя равен -74 дБ.

Создание УК значительно упрощается при использовании в качестве усилительных элементов интегральных микросхем. В качестве примеров рассмотрим схемы УК «Арктур-001» и «Радиотехника-020», изображенные соответственно на рис. 2.59, а и б. В первом из них применен интегральный ОУ А1 типа К140УД1Б и однополярное питание. Делитель напряжения на резисторах $R1$, $R3$ задает потенциал искусственной «земли» на неинвертирующем входе А1 и совместно с резистором $R2$ определяет входное сопротивление устройства. Конденсатор $C2$ корректирует АЧХ ОУ и предотвращает его самовозбуждение при подключении цепи частотно-зависимой ООС $R6R7C5C6R4$, формирующей АЧХ УК. Цепь $R5C4R9$ снижает смещение нуля ОУ, вызванное током инвертирующего входа.

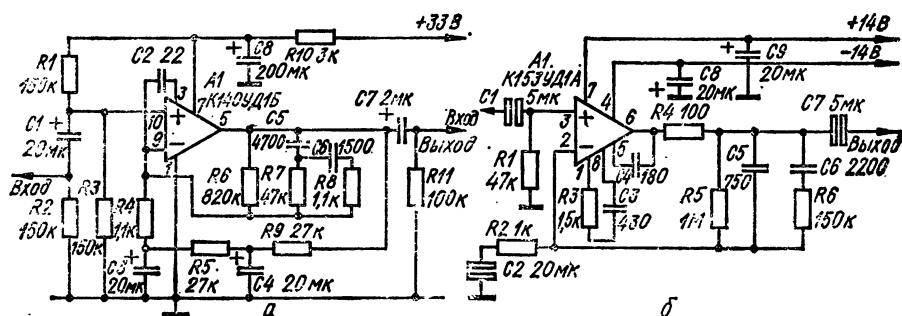


Рис. 2.59

В корректоре «Радиотехника-020» использовано двухполярное питание ОУ А1 К153УД1А, поэтому схема его проще, а требования к уровню пульсаций питающих напряжений менее жесткие, чем в предыдущей схеме. Цепочка $R3C3$, конденсатор $C4$ и резистор $R4$ корректируют АЧХ ОУ и предотвращают его самовозбуждение. Требуемая АЧХ УК формируется цепочкой частотно-зависимой ООС $R2C2R5C5R6C6$, а входное сопротивление определяется резистором $R1$. Вследствие того, что постоянные напряжения на входах ОУ близки к нулю, а выходное напряжение знакопеременно, разделительные электролитические конденсаторы $C1$, $C7$ и блокирующий конденсатор $C2$ должны быть неполярными.

Простота схем на ОУ общего применения не дополняется высокими качественными показателями УК на их основе. Так, ОУ К140УД1Б имеет сравнительно большие входные токи, а значит, и большие эквивалентные входные шумовые токи, поэтому относительный уровень шумов схемы на рис. 2.59, а достигает -54 дБ. Не намного лучше этот параметр и для УК на базе ОУ К153УД1 (-57 дБ). Микросхема К140УД1Б, кроме того, может иметь коэффициент усиления от 1350 до 12 000, что может привести к росту искажений и завалу АЧХ УК из-за малой глубины ООС в области низких частот. Коэффициент усиления ОУ К153УД1 значительно больше, однако его выходной каскад работает в режиме класса В, поэтому на высоких частотах и малых уровнях работа УК сопровождается заметными искажениями типа

«ступенька». Значительно уменьшить проявление таких искажений можно подключив между выходом ОУ и любым из полюсов источника питающих напряжений резистор с сопротивлением 10...20 кОм. При этом для малых уровней сигнала выходной ток имеет один и тот же знак, т. е. выходная ступень ОУ работает в искусственно созданном режиме класса А. При больших уровнях сигнала начинает работать и второе плечо выходного каскада, однако относительная величина возникающей при этом «ступеньки» намного меньше, чем при малых уровнях сигнала.

Более качественными параметрами отличаются УК, построенные на специализированных микросхемах, при создании которых особое внимание уделялось минимизации уровня шумов и нелинейных иска-

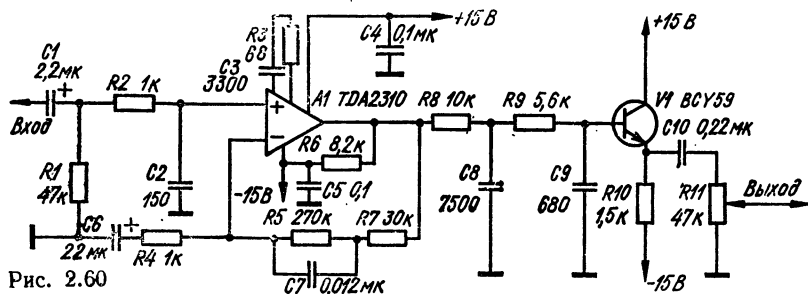


Рис. 2.60

жений в звуковом диапазоне частот. На рис. 2.60 показана схема УК на малошумящем специализированном ОУ А1 TDA 2310 [32], приближенным отечественным аналогом которого является ОУ типа К157УД2. Особенностью схемы УК является использование смешанного активно-пассивного формирования требуемой АЧХ.

Стандартные постоянные времени $\tau_1 = 3180$ мкс и $\tau_2 = 318$ мкс реализованы соответственно элементами $R5C7$ и $R7C7$ цепи частотно-зависимой ООС, охватывающей ОУ, а высокочастотная постоянная времени $\tau_3 = 75$ мкс реализована пассивной цепочкой $R8C8$. Кроме того, в схему введены радиочастотный фильтр $R2C2$, ФНЧ с частотой среза 40 кГц $R9C9$, предотвращающий появление динамических интермодуляционных искажений в последующих устройствах, и ФВЧ $C10R11$ с частотой среза 16 Гц, уменьшающий уровень помех от вибраций движущего механизма ЭПУ. Пассивная реализация постоянной времени τ_3 позволила уменьшить глубину ООС на высоких частотах в 30 раз, что дало возможность использовать цепочку частотной компенсации ОУ $R3C3$, рассчитанную для $K_U = 30$, что в конечном итоге несколько увеличило максимальную скорость нарастания выходного напряжения. При использовании ОУ К157УД2 резистор $R6$, устраняющий «ступеньку» в выходном сигнале ОУ TDA 2310, не нужен, так как двухтактный выходной каскад К157УД2 работает в режиме АВ. Относительный уровень собственных шумов рассмотренного УК значительно ниже, чем двух предыдущих, и составляет -70 дБ.

Низким уровнем шумов отличаются интегральный УНЧ К538УН1 и его удвоенный вариант К548УН1. Входной каскад этого усилителя выполнен по схеме дифференциального каскада и содержит внутренние

цепи смещения. Двухтактный выходной каскад обладает хорошей линейностью и позволяет получить коэффициент гармоник менее 0,1 %. Внутренняя частотная компенсация обеспечивает устойчивость усилителя вплоть до коэффициента усиления с ООС, равного 10, и частоте единичного усиления 15 МГц. Типовая схема УК на микросхеме

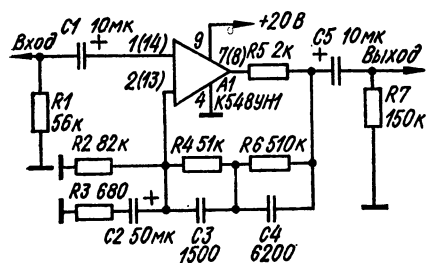


Рис. 2.61

К548УН1 показана на рис. 2.61. В круглых скобках на схеме указаны номера выводов второго канала. Резистор $R1$ совместно с входным сопротивлением микросхемы (порядка 300 кОм) обеспечивает стандартное значение $R_{вх} = 47$ кОм. Цепь частотно-зависимой ООС образуют элементы $R6C4R4C3C2R3$. Резистор $R2$ обеспечивает режим работы входного каскада по постоянному току. Входные каскады питаются от внутреннего стабилизатора напряжения, поэтому особых требований к уровню пульсаций и стабильности источника питания +20 В не предъявляется. Относительный уровень собственных шумов УК — 67 дБ, скорость нарастания выходного напряжения 1,4 В/мкс.

Оригинальным схемным построением отличается УК PS-II фирмы PS Audio (рис. 2.62). АЧХ коррекции этого устройства формируется

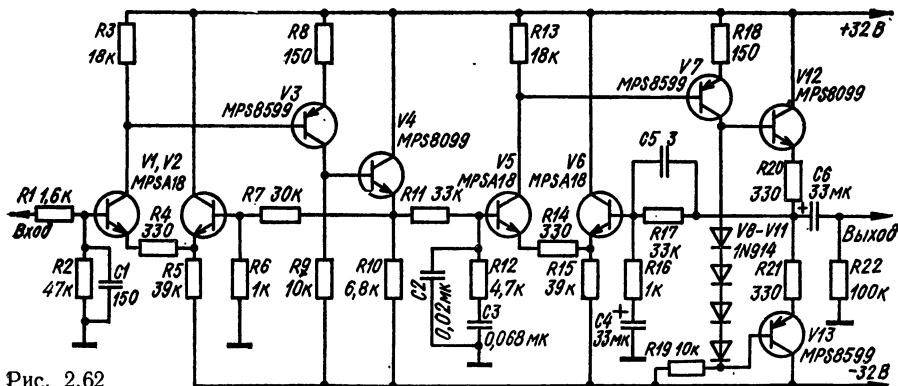


Рис. 2.62

пассивным частотно-зависимым делителем напряжения $R11C2$ $R12C3$, включенным между входным и выходным усилителями с линейной АЧХ, каждый из которых представляет собой ОУ на дискретных элементах с частотно-независимыми в звуковом диапазоне цепями ООС $R7R6$ и $R17R16C5C4$. Двухтактный выходной каскад УК работает в режиме АВ с начальным током порядка 2 мА, что при высокой линейности (коэффициент гармоник при выходном напряжении 1 В не превышает 0,03 %) обеспечивает нормальную работу даже на низкоомную нагрузку. Ввиду того что сигнал на выходе входного усилителя на транзисторах $V1...V4$ возрастает с увеличением частоты по характеристике предкоррекции записи, для обеспечения необходимого за-

паса по перегрузочной способности УК питается от двухполярного источника со сравнительно большим напряжением. Постоянство и небольшая глубина ООС, охватывающей входной и выходной усилители, позволили обеспечить их устойчивость без цепей частотной компенсации на запаздывание, в результате чего скорость нарастания выходного напряжения УК превышает 20 В/мкс. Относительный уровень собственных шумов устройства — 74 дБ.

Как уже отмечалось, минимальный уровень собственных шумов УК с входным каскадом на биполярном транзисторе достигается при токе коллектора $I_k \approx 5$ мкА, при котором усилительные и частотные свойства транзистора неудовлетворительные. В реально используемом

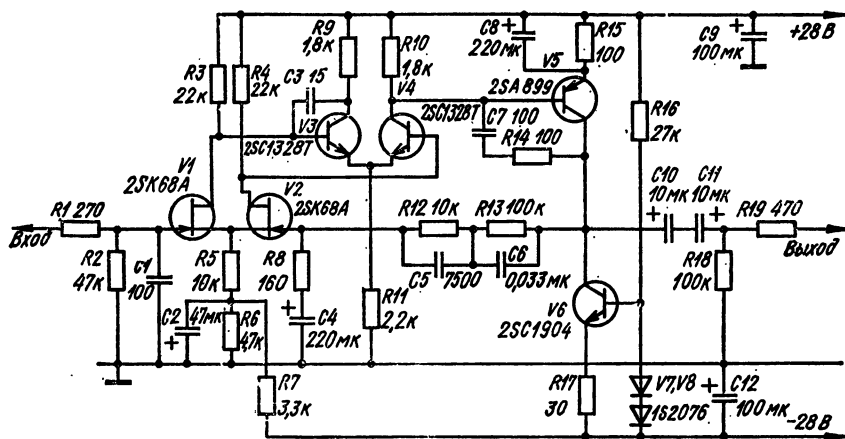


Рис. 2.63

режиме входного каскада $I_k = 30 \dots 100$ мкА уровень собственных шумов УК значительно возрастает вследствие падения шумового напряжения на полном эквивалентном сопротивлении головки звукоснимателя, вызванного протеканием по внутреннему сопротивлению головки тока дробовых шумов базы. В связи с этим уровень шумов УК с биполярными транзисторами на входе не удастся уменьшить ниже — (75...78) дБ относительно стандартного уровня входного сигнала на частоте 1000 Гц, равного 5 мВ.

Изыскание путей улучшения параметров УК привело к созданию в конце 70-х годов усилителей, входные каскады которых выполнены на полевых транзисторах с $p-n$ -переходом. На рис. 2.63 изображена схема УК КА9100 фирмы Kenwood. С целью термостабилизации режима по постоянному току и обеспечения удобства подключения цепей ООС входной каскад выполнен по схеме дифференциального усилителя. Второй дифференциальный каскад обеспечивает компенсацию шумов цепей истоков полевых транзисторов входного каскада и пульсаций питающих напряжений. Выходной каскад построен по схеме с общим эмиттером и активной нагрузкой цепи коллектора, роль которой выполняет термокомпенсированный генератор стабильного тока на транзисторе V_6 и диодах V_7, V_8 .

АЧХ УК формируется цепочкой частотно-зависимой ООС $R8C4R12C5R13C6$, включенной между выходом и инвертирующим входом усилителя.

Головка звукоусилителя подключается ко входу УК без разделительного конденсатора, поскольку токи утечки затвора полевого транзистора на несколько порядков меньше токов утечки электролитических конденсаторов. Использование дифференциальных каскадов и каскада, нагруженного на генератор стабильного тока, обеспечивает очень высокую линейность УК: его коэффициент гармоник при десяти-

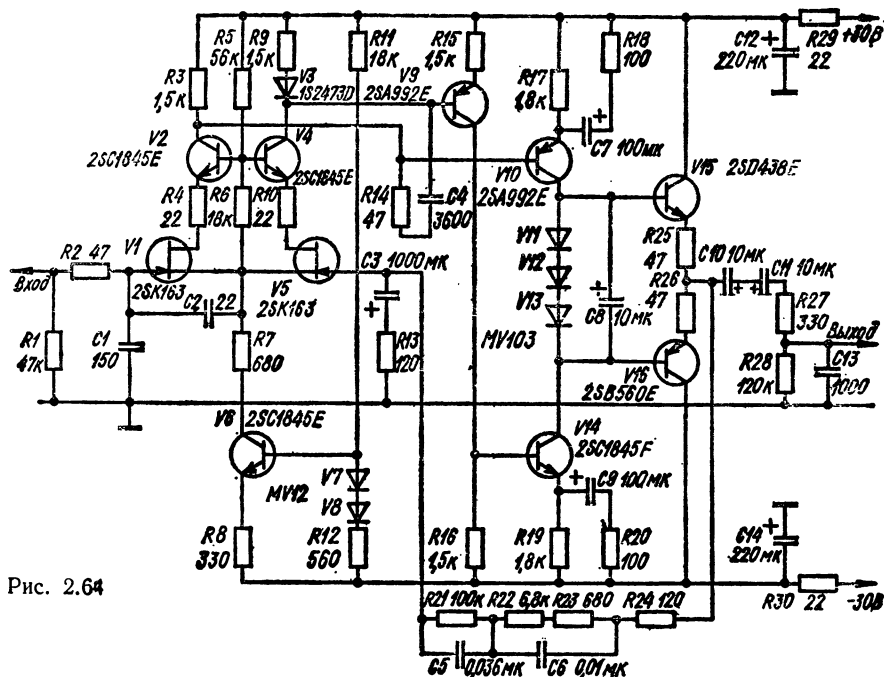


Рис. 2.64

тикатной перегрузке ($U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$) не превышает 0,03 %. Сравнительно большой ток покоя выходного каскада, равный 23 мА, обеспечивает скорость нарастания выходного напряжения не менее 3,5 В/мкс. Коэффициент усиления устройства с разомкнутой цепью ООС превышает 110 дБ, при этом частота среза на два порядка превышает частоту среза интегральных ОУ и составляет 2,5 кГц. Несмотря на то что на входе использован дифференциальный каскад, относительный уровень шумов УК значительно ниже, чем у лучших УК на биполярных транзисторах и достигает — 89 дБ, что объясняется исключительно малыми токовыми шумами полевых транзисторов.

В схеме УК AU-D5 фирмы Sansui (рис. 2.64) входной каскад выполнен по дифференциально-каскадной схеме, благодаря чему этот каскад сочетает в себе высокие усилительные и частотные свойства биполярных транзисторов, включенных по схеме с общей базой, и малый уровень шумов, обеспечиваемый полевыми транзисторами. Питание

источников цепей входного каскада осуществляет термокомпенсированный генератор стабильного тока на транзисторе V6 и диодах V7, V8.

Второй каскад усиления напряжения выполнен на транзисторах V9, V10 и V14 по схеме несимметричного дифференциального усилителя с активной нагрузкой (V14) типа упрощенного «токового зеркала».

Выходной двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах V15 и V16 работает в линейном режиме класса АВ и обеспечивает скорость нарастания выходного напряжения не менее 25 В/мкс.

В связи с тем что требуемый коэффициент усиления с разомкнутой петлей ООС (около 100 дБ) обеспечен двумя каскадами усиления напряжения, число изломов АЧХ усилителя без обратной связи также

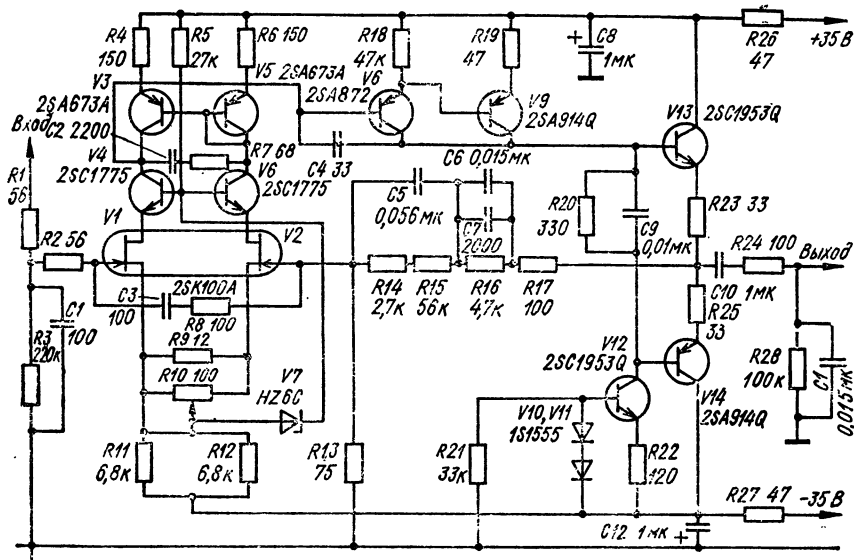


Рис. 2.65

равно двум, поэтому устойчивость УК с цепочкой частотно-зависимой ООС R13C3R21C5R22R23C6 обеспечивается простейшей корректирующей цепочкой R14C4.

В усилителе-корректоре А-1 фирмы Jataha (рис. 2.65) входной каскад выполнен, как и в предыдущем УК, по дифференциально-каскадной схеме. Активную нагрузку этого каскада образует «токовое зеркало» на транзисторах V3 и V4. Такое решение обеспечивает очень высокий коэффициент усиления каскада без увеличения его входной емкости за счет эффекта Миллера и позволяет использовать несимметричный выход без ухудшения шумовых свойств.

Второй каскад усиления напряжения образуют транзисторы V8 и V9, соединенные по схеме составного транзистора и нагруженные на термокомпенсированный генератор стабильного тока на транзисторе V12 и диодах V10, V11. Высокая скорость нарастания выходного напряжения и перегрузочная способность обеспечены двухтактным эмиттерным повторителем на транзисторах V13 и V14.

Особенностью схемы является отсутствие электролитических конденсаторов большой емкости в формирующей АЧХ цепи ООС $R13R14R15C5C6C7R16R17$. Поскольку при этом постоянное напряжение ООС, стабилизирующей режим по постоянному току, значительно ослабляется, для обеспечения термостабильности во входном каскаде использованы полевые транзисторы, выполненные на одном кристалле, а для установки баланса плеч дифференциального каскада введен подстроечный резистор $R10$. Усилитель обеспечивает относительный уровень шумов порядка -85 дБ и коэффициент гармоник $0,0025\%$.

МОДИФИКАЦИИ АЧХ СИСТЕМЫ ГОЛОВКА — УК

В связи с тем что введение последовательной ООС по переменному напряжению снижает коэффициент гармоник и выходное сопротивление усилителя, а также повышает его входное сопротивление, в большинстве УК АЧХ коррекции формируется частотно-зависимой ООС именно такого типа. При этом удачно сочетается достижение большого входного сопротивления и малой входной емкости на высоких частотах за счет увеличения глубины ООС и наиболее рационально используют ее усилительные и шумовые свойства транзисторов.

Типовая схема УК с последовательной ООС по напряжению показана на рис. 2.66. Положив коэффициент усиления УК на частоте 1 кГц равным K_0 , величины элементов цепи ООС можно определить из выражений

$$R_2 = (K_0 - 1) R_1 / 1,1, \quad C_2 = \tau_3 / R_2, \quad C_3 = \tau_2 / R_2, \quad R_3 = \tau_1 / C_3,$$

где $\tau_1 = 3180 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_2 = 318 \cdot 10^{-6}$ с, $\tau_3 = 75 \cdot 10^{-6}$ с — стандартные постоянные времени цепи коррекции, соответствующие частотам перехода $f_1 = 1/(2\pi\tau_1) = 50$ Гц, $f_2 = 1/(2\pi\tau_2) = 500$ Гц, $f_3 = 1/(2\pi\tau_3) = 2120$ Гц.

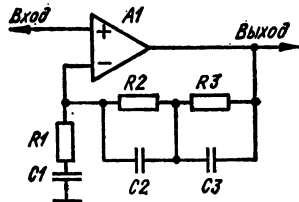


Рис 2.66

При выборе сопротивления резистора $R1$ следует учитывать, что его увеличение приводит к увеличению эквивалентного сопротивления цепи ООС, а значит, и к ухудшению шумовых свойств УК. Чрезмерное уменьшение сопротивления этого резистора требует значительного увеличения емкости блокирующего конденсатора $C1$ (для исключения значительных частотных потерь на частоте f_n его

емкость должна удовлетворять неравенству $C_1 \geq 1/(\pi f_n R_1)$) и конденсаторов $C2, C3$, нагружающих выход УК и ограничивающих скорость нарастания выходного напряжения. Приемлемые значения R_1 лежат в пределах от 100 до 500 Ом.

Рассчитанная таким образом ООС обеспечивает стандартную АЧХ коррекции для звукоснимателей скоростного типа, если во всем звуковом диапазоне частот ее глубина превышает 20 дБ. В противном случае неизбежно появление частотных искажений, обусловленных ограниченным коэффициентом усиления усилителя (см. рис. 2.53).

Точное соответствие АЧХ УК характеристике, обратной характеристике предкоррекции записи, еще не гарантирует линейности АЧХ канала воспроизведения грамзаписи. В области высоких частот общая АЧХ может быть искажена электрическим резонансом системы головка звукоснимателя — соединительный кабель — УК и механическим резонансом подвижной системы головки звукоснимателя с материалом грампластинки. На низких частотах значительным может стать проявление резонанса, обусловленного взаимодействием массы тонарма, держателя с головкой звукоснимателя и гибкостью подвижной системы головки.

Механический колебательный контур, образованный подвижной системой головки звукоснимателя и упругими свойствами материала грампластинки, приводит к увеличению амплитуды колебания конца иглы звукоснимателя по сравнению с амплитудой смещения канавки

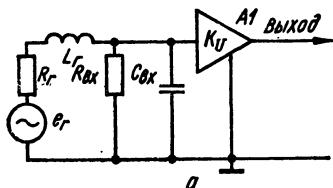
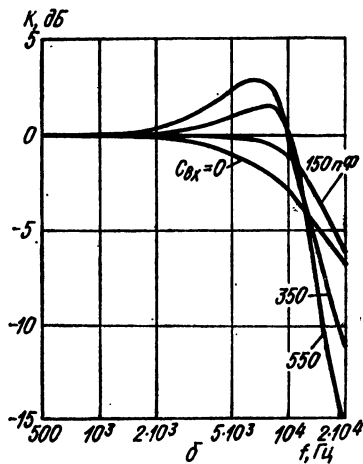


Рис. 2.67



на частотах вблизи резонансной $f_{p.в} = 1/(2\pi \sqrt{m_1 C_1})$, где m_1 — эффективная масса подвижной системы, приведенная к концу иглы; C_1 — гибкость материала пластинки. Для современных виниловых пластинок $C_1 = 5 \cdot 10^{-5}$ м/Н и частота механического резонанса при использовании головок среднего качества с $m_1 = 1,5$ мг равна 18,4 кГц. Механическое демпфирование этого резонанса определяется материалом и конструкцией гибкой подвески иглодержателя и для современных головок позволяет ограничить резонансный пик величиной порядка 6...15 дБ.

Коэффициент передачи входной цепи системы головка звукоснимателя — УК (рис. 2.67, а), пренебрегая на высоких частотах активной составляющей внутреннего сопротивления головки R_r , можно записать как

$$K(j\omega) = R_{вх} / (R_{вх} + j\omega L_r - \omega^2 R_{вх} L_r C_{вх}),$$

т. е. входная цепь по существу представляет собой ФНЧ второго порядка с частотой среза $f_c = 1/(2\pi \sqrt{L_r C_{вх}})$. Модуль коэффициента передачи входной цепи

$$K(\omega) = 1 / \sqrt{(1 - \omega^2 L_r C_{вх})^2 + (\omega L_r / R_{вх})^2}.$$

Графики этой функции для $L_r = 0,7$ Гн, $R_{вх} = 47$ кОм и различных $C_{вх}$ изображены на рис. 2.67, б. Частота среза по уровню -3 дБ слабо

зависит от $C_{вх}$, причем при малых значениях $C_{вх}$ входная цепь вырождается в ФНЧ первого порядка.

Варьируя параметры входной цепи, можно в значительной степени скомпенсировать резонансный пик, обусловленный высокочастотным механическим резонансом. Оптимальное значение емкости $C_{вх}$, обеспечивающее наиболее равномерную АЧХ головки при стандартном $R_{вх} = 47$ кОм, обычно указывается изготовителем в паспорте головки конкретного типа.

С рассмотренной коррекцией АЧХ системы головка — УК на частотах выше $f_{р.в}$ падает с крутизной более 24 дБ на октаву, поэтому верхняя граница частотного диапазона практически определяется частотой механического резонанса. Некоторое смещение этой границы в сторону высших частот может быть достигнуто включением в цепь ООС (рис. 2.66) последовательно с конденсатором C_2 дополнительного корректирующего резистора, который ограничивает увеличение глубины ООС на высоких частотах. Сопротивление этого резистора можно определить из условия $R = 1/(2\pi f' C_2)$, где f' — частота, на которой спад АЧХ системы головка — УК составляет —3 дБ. Использование дополнительной коррекции с магнитными головками типа ГЗМ-103 и ГЗМ-105, имеющими $f_{р.в} = 17...18$ кГц, расширяет диапазон эффективно воспроизводимых частот почти до 20 кГц. Дополнительным преимуществом применения корректирующего резистора является также увеличение скорости нарастания выходного напряжения УК.

Колебательная система, образованная массой головки звукоснимателя с тонармом и гибкостью подвижной системы головки, имеет резонансную частоту $f_{р.н} = 1/(2\pi \sqrt{m_2 C_2})$, где m_2 — эффективная масса тонарма и головки; C_2 — гибкость подвижной системы головки звукоснимателя. Для типовых $m_2 = 12$ г и $C_2 = 20 \cdot 10^{-3}$ м/Н частота низкочастотного механического резонанса равна 10,3 Гц, т. е. приходится на область инфразвуковых частот и поэтому практически не искажает АЧХ системы. Действие этого резонанса проявляется в паразитной частотной модуляции и интермодуляционных искажениях звукового сигнала, возникающих вследствие большого усиления УК на инфранизких частотах и коробления грампластинки. Уменьшить проникание напряжения инфразвуковых помех на вход усилителя мощности можно с помощью ФВЧ с частотой среза порядка 30...40 Гц, однако такая мера не устраняет возможность появления интермодуляционных искажений в УК и даже его перегрузки. Наиболее рациональным решением этой проблемы является ограничение коэффициента передачи самой системы головка — УК в области инфразвуковых частот. Стандартом RIAA — 78 [18] предусмотрено снижение коэффициента передачи, начиная с частоты 20 Гц, что соответствует постоянной времени $\tau_4 = 7950 \cdot 10^{-6}$ с. Такая коррекция практически не искажает спектра фонограммы, а инфразвуковую помеху коробления, максимум спектральной плотности которой приходится на область частот 1,5...7 Гц, подавляет в среднем на 15 дБ. Реализовать коррекцию с постоянной времени τ_4 можно установкой на входе УК разделительного конденсатора емкостью $C_p = \tau_4 / R_{вх} = 0,17$ мкФ

или выбором емкости конденсатора C_1 цепи ООС (см. рис. 2.66), исходя из условия $C_1 = \tau_4/R_1$. Последний вариант более предпочтителен, поскольку при этом снижаются не только помехи коробления, но и фликер-шумы УК.

5. УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ГОЛОВНЫХ ТЕЛЕФОНОВ

Индивидуальное прослушивание музыкальных программ с помощью головных стереотелефонов, кроме стоимостных, имеет и ряд технических преимуществ перед прослушиванием с использованием громкоговорящих акустических систем. К ним, в первую очередь, относится значительно большая чувствительность, поэтому одна и та же громкость звучания достигается при значительно меньшей подводимой электрической мощности. Типичным для современных телефонов является уровень звукового давления 100 дБ при подводимой мощности всего 1 мВт. Благодаря тому что в головных телефонах акустическая нагрузка создается прижатием амбушюра к уху слушателя, обеспечивается качественное воспроизведение низких частот, а акустические свойства помещения не влияют на их АЧХ. При этом стереозффект не зависит от положения головы слушателя. Немаловажны также изоляция от внешних шумов и возможность прослушивания программ без помех для окружающих. Полное сопротивление телефонов разных типов колеблется от 4 до 2000 Ом, поэтому их непосредственное подключение как к предварительному усилителю, так и к усилителю мощности в большинстве случаев недопустимо из-за опасности перегрузки предварительного усилителя или телефонов. Наиболее простым и универсальным решением является подключение к выходу усилителя мощности через дополнительный резистор, соединенный последовательно с катушкой телефона и имеющий сопротивление порядка 100...200 Ом. Усилитель мощности при этом работает практически в режиме холостого хода, поэтому в некоторых случаях (особенно в ламповых усилителях) возможно самовозбуждение схемы. Подключением параллельно выходным клеммам усилителя соответствующих эквивалентов нагрузки с сопротивлением 4...8 Ом недостаток может быть устранен, однако такой вариант очень неэкономичен: для обеспечения милливаттной мощности на катушке телефонов приходится рассеивать единицы и даже десятки ватт на эквиваленте нагрузки и радиаторах выходных транзисторов или лампах усилителя мощности.

Более рациональным является использование специальных телефонных усилителей (ТУ), подключаемых к выходу предварительных усилителей. При этом высококачественное звуковоспроизведение оказывается возможным вообще без усилителя мощности.

Для того чтобы на нагрузке с сопротивлением $R_n = 4$ Ом развить мощность $P_n = 1$ мВт, ТУ должен обеспечить выходной ток с максимальным значением $I_{\max} = \sqrt{2P_n/R_n} = 22,4$ мА. Поскольку такой ток превышает максимальный выходной ток интегральных ОУ общего применения, для усиления тока в ТУ вводят выходные эмиттерные повторители, чаще всего двухтактные. Типовая схема ТУ, примененная в усилителе модели 3000-II фирмы Phase Linear, показана на

к правому уху. Кроме временной задержки, звук от громкоговорителей, воспринимаемый левым и правым ухом, претерпевает амплитудно-частотные изменения, вызываемые эффектом дифракции и частотной зависимостью диаграммы направленности уха. На рис. 2.69 изображены экспериментальные [31] кривые частотной зависимости звукового давления у входов в левый (кривая 1) и правый (кривая 2) слуховые каналы «искусственной головы» от источника звука, смещенного влево от оси симметрии «искусственной головы» на угол $\alpha = 36^\circ$. За опорный уровень (0 дБ) принято звуковое давление, развиваемое в слуховых каналах этим же источником, но расположенным на оси симметрии. Временная задержка Δt от частоты практически не зависит и при рас-

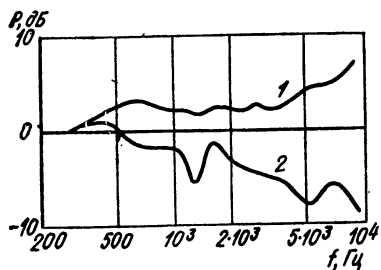


Рис. 2.69

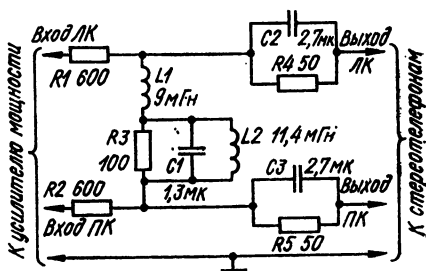


Рис. 2.70

стоянии между ушами 16...22 см и угле $\alpha = 25...40^\circ$ составляет 0,25...0,4 мс.

Эффект локализации кажущихся источников звука в голове слушателя при пользовании головными телефонами может быть устранен схемотехнически соответствующей частотной коррекцией и временной задержкой сигналов левого и правого стереоканалов.

Простейший бинауральный преобразователь был предложен фирмой CBS [15]. В схеме устройства (рис. 2.70) использованы только пассивные элементы, поэтому его подключение между усилителем и головными телефонами не вызывает затруднений. К недостаткам пассивного преобразователя следует отнести возможность его использования только с телефонами, имеющими вполне определенное (для приведенной схемы 4...6 Ом) сопротивление, а также заметное сужение ширины условной стереобазы, что связано с небольшим переходным затуханием между каналами и реализацией временной задержки только для низкочастотных сигналов.

Универсальностью и высокими параметрами отличается преобразователь, предложенный М. Томасом [31]. Структурная схема устройства изображена на рис. 2.71, а. Амплитудно-частотная коррекция сигнала производится для прямого и задержанного сигналов соответственно фильтрами $Z1, Z4$ и $Z2, Z3$, а суммирование этих сигналов обеспечивают выходные усилители $A3$ и $A4$.

Для временной задержки использованы активные фазовые RC -звенья второго порядка, собранные на ОУ по схеме рис. 2.71, б. При условии $R_4/(R_3 + R_4) = (5R_1 - R_2)/(R_1 + R_2)$ такое звено имеет линейную АЧХ, но частотно-зависимую ФЧХ. Максимальная задержка

по фазе равна 360° , а частота, на которой сдвиг фазы составляет 180° , определяется как $1/(2\pi RC)$, где $R \gg R_3 R_4 / (F_8 + R_4)$. Крутизна наклона ФЧХ вблизи этой частоты определяется отношением сопротивлений резисторов R_3 и R_4 . Для того чтобы ФЧХ звена была

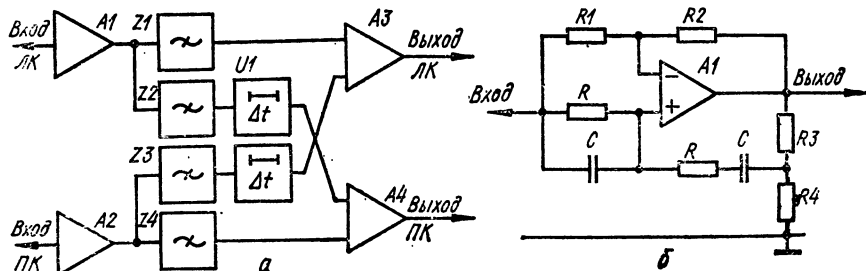


Рис. 2.71

линейной в максимально широком частотном диапазоне (это обеспечит постоянное время задержки), сопротивление этих резисторов должно удовлетворять равенству $R_4 / (R_3 + R_4) = 0,25$.

Полная принципиальная схема одного канала преобразователя показана на рис. 2.72. С выхода развязывающего эмиттерного повто-

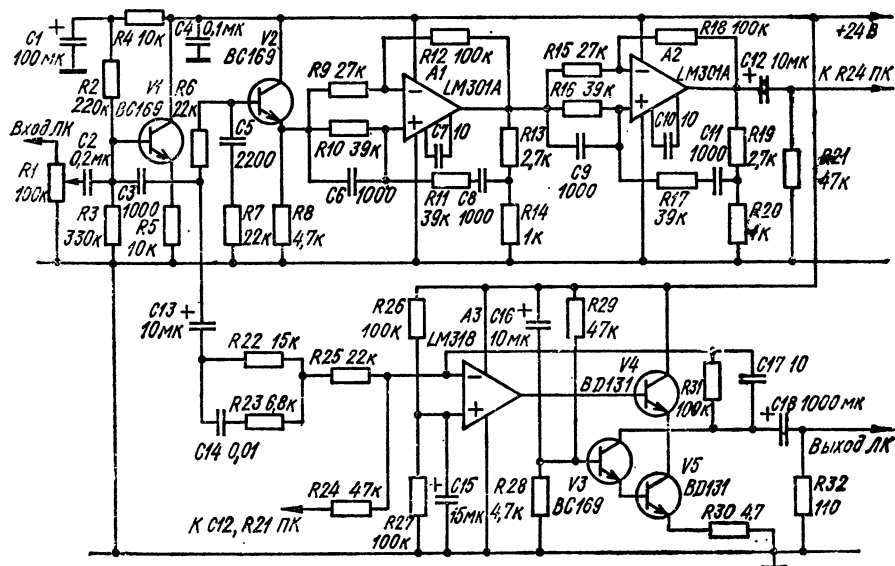
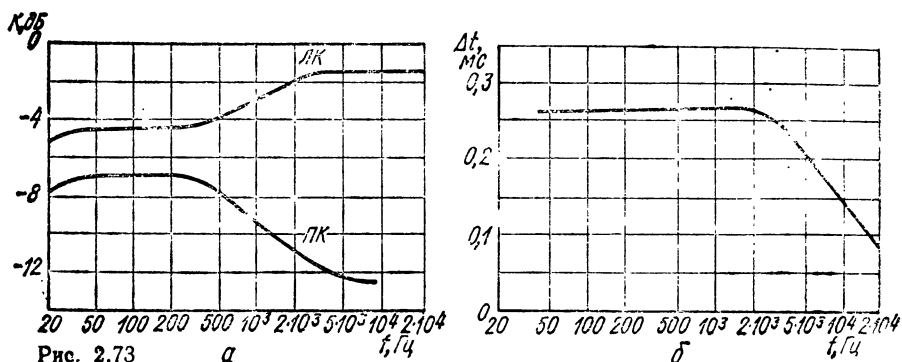


Рис. 2.72

рителя на транзисторе $V1$ сигнал подается на цепочку коррекции $R6R7C5$, имитирующую дифракционные искажения. Со второго эмиттерного повторителя на транзисторе $V2$ сигнал через два последовательно соединенных фазовых звена второго порядка на ОУ $A1$ и $A2$ подается на вход сумматора правого канала. Цепочка $R22C14R23$ корректирует сигнал левого канала в соответствии с частотной характеристикой

диаграммы направленности уха. На входы сумматора левого канала, выполненного на ОУ АЗ и транзисторах V3, V4, V5, одновременно выполняющего функции телефонного усилителя, подаются частотно-корректированный сигнал левого канала и — через резистор R24 — задержанный и скорректированный сигнал правого канала. Выходная ступень телефонного усилителя работает в линейном режиме класса А с током покоя 250 мА и обеспечивает коэффициент гармоник не более 0,02 % при выходном напряжении 6 В.



Реализуемые схемой АЧХ для выходов левого и правого каналов при подаче сигнала на вход левого канала изображены на рис. 2.73, а, частотная характеристика времени задержки фазовых звеньев — на рис. 2.73, б. Оптимальное время задержки $\Delta t = 0,25$ мс обеспечивается в частотном диапазоне до 4 кГц. Как показали исследования, повышение этой частоты не дает ощутимого на слух эффекта и лишь усложняет схему.

Глава 3

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

1. ОКОНЕЧНЫЕ СТУПЕНИ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Оконечная ступень усилителя мощности — это каскад, работающий непосредственно на акустические системы. Большинство окончных ступеней усилителей мощности, используемых в комплексах высококачественного звуковоспроизведения, выполняются по бестрансформаторной схеме, обеспечивающей при минимальном числе элементов высокие электрические характеристики. В высококачественных усилителях окончные ступени работают, как правило, в режимах АВ и В. Режим А, обеспечивающий максимальную линейность амплитудной характеристики усилителя, используется сравнительно редко из-за высокого энергопотребления. Двухтактная оконечная ступень в режиме А, рассчитанная на выходную мощность 50 Вт, при сопротивлении нагрузки 8 Ом потребляет около 160 Вт, в то время как аналогичная

оконечная ступень в режиме АВ потребляет при той же выходной мощности около 80 Вт, а в режиме молчания 3...7 Вт.

Оконечные ступени отличаются схемами включения транзисторов и схемами стабилизации начального тока смещения. В основных схемах окончных ступеней (рис. 3.1, а—г) схемы подачи смещения показаны условно в виде источников ЭДС $E_{см}$ и будут далее рассмотрены более подробно. Схема двухтактного составного эмиттерного повторителя (рис. 3.1, а) является наиболее распространенным вариантом вклю-

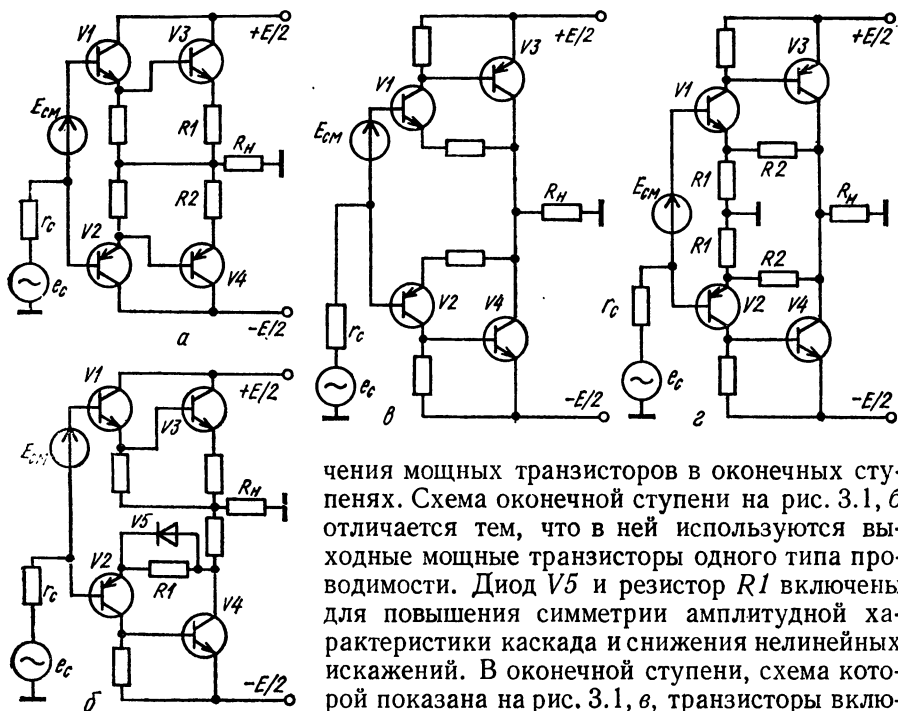


Рис. 3.1

чения мощных транзисторов в окончных ступенях. Схема окончной ступени на рис. 3.1, б отличается тем, что в ней используются выходные мощные транзисторы одного типа проводимости. Диод $V5$ и резистор $R1$ включены для повышения симметрии амплитудной характеристики каскада и снижения нелинейных искажений. В окончной ступени, схема которой показана на рис. 3.1, в, транзисторы включены по схеме с общим эмиттером. Эта окончная ступень в сравнении со схемой на

рис. 3.1, а позволяет несколько лучше использовать напряжение питания и, следовательно, имеет преимущество при работе от низковольтных источников питания. Все рассмотренные схемы имеют коэффициент передачи, близкий к единице. На рис. 3.1, г показана схема окончной ступени с коэффициентом передачи по напряжению больше единицы:

$$K_n = (R_1 + R_2)/R_1.$$

Сопротивления резисторов $R1$ и $R2$ для этой схемы должны удовлетворять соотношению

$$R_2 + R_1 \leq R_n \beta,$$

где β — минимальное значение коэффициента передачи по току транзисторов $V4$ и $V5$.

Оконечная ступень с усилителем по напряжению удобна для использования совместно с операционными усилителями, которые, как правило, имеют амплитуду выходного напряжения, не превышающую 10 В. Однако такая схема имеет худшие частотные свойства по сравнению со схемой на рис. 3.1, а при использовании одинаковых транзисторов.

Характерной особенностью всех схем бестрансформаторных конечных ступеней является жесткая связь между сопротивлением нагрузки, выходной мощностью и напряжением источника питания, задающая основные энергетические соотношения.

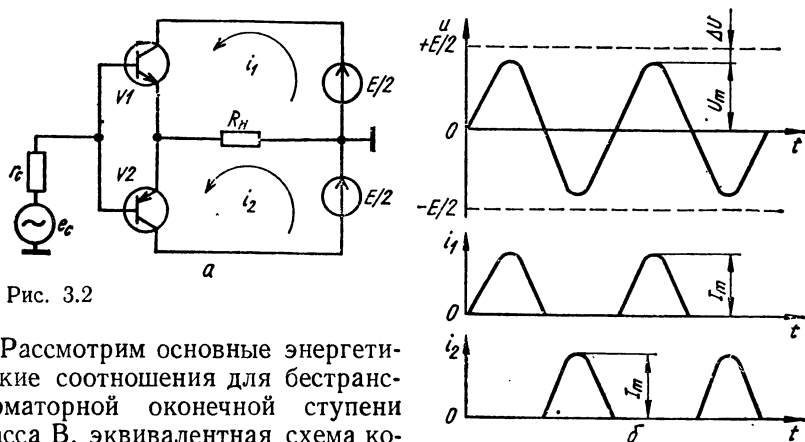


Рис. 3.2

Рассмотрим основные энергетические соотношения для бестрансформаторной оконечной ступени класса В, эквивалентная схема которой показана на рис. 3.2, а. При подаче на вход оконечной ступени синусоидального напряжения транзисторы V1 и V2 поочередно открываются и через сопротивление нагрузки протекают эмиттерные токи транзисторов. Эпюры напряжений и токов показаны на рис. 3.2, б.

К сопротивлению нагрузки прикладывается амплитудное значение напряжения

$$u_m = E/2 - \Delta u,$$

где E — напряжение источника питания; Δu — разность между амплитудой напряжения на нагрузке и половиной напряжения питания. Величина Δu характеризует использование напряжения питания. При максимальной выходной мощности Δu определяется при заданном коэффициенте гармоник выходного сигнала.

Амплитуда тока через нагрузку и выходной транзистор

$$I_m = (E/2 - \Delta u)/R_n.$$

Мощность в нагрузке

$$P_{\text{вых}} = I_m u_m/2 = (E/2 - \Delta u)^2/(2R_n).$$

Пользуясь эпюрой тока (рис. 3.2, б), найдем среднее значение тока, потребляемого от источника питания,

$$I_{\text{потр}} = I_m/\pi = (E/2 - \Delta u)/(\pi R_n).$$

Мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_{\text{потр}} = I_{\text{потр}} E = (E/2 - \Delta u) E/(\pi R_n). \quad (3.1)$$

КПД оконечной ступени определим как отношение выходной мощности к потребляемой:

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_{\text{потр}} = \pi(1 - 2\Delta u/E)/4.$$

Таким образом, КПД оконечной ступени в предельном случае достигает величины $\pi/4 = 0,785$, когда $\Delta u = 0$. Для расчета оконечной ступени усилителя мощности необходимо знать максимальное значение мощности рассеяния выходных транзисторов. Мощность, рассеиваемая на транзисторах, принимает максимальное значение при $\Delta u/E = 0,182$ и вычисляется по формуле

$$P_{\text{рас max}} = 0,05E^2/R_n.$$

Рассмотренные выражения позволяют рассчитать напряжение источника питания по заданной выходной мощности и сопротивлению

Таблица 14

Тип выходных транзисторов	$P_{\text{вых}},$ Вт	$R_n,$ Ом	$u_m,$ В	$I_m,$ А	$\Delta u,$ В	$E,$ В	$P_{\text{рас}},$ Вт
КТ818Г, КТ819Г	50	8	28	3,5	9,5	75	35,2
КТ818Г, КТ819Г	50	4	20	5	10	60	45
КТ805АМ, КТ837АМ	10	4	8,9	2,2	6,1	30	11,2

нагрузки, выбрать типы выходных транзисторов по величине максимально допустимых параметров: мощности, рассеиваемой на коллекторе, амплитуде коллекторного тока, напряжению между коллектором и эмиттером.

В качестве примера в табл. 14 приведены типовые значения основных величин для бестрансформаторных оконечных ступеней. Выбранные в табл. 14 типы транзисторов по предельно допустимым значениям тока коллектора и мощности рассеяния имеют значительный запас относительно расчетных режимов оконечной ступени. Такой облегченный режим выходных транзисторов повышает надежность работы оконечной ступени.

При расчете параметров оконечной ступени в режиме АВ необходимо учесть мощность, потребляемую за счет начального тока смещения. В этом случае формула (3.1) примет вид

$$P_{\text{потр}} = E(E/2 - \Delta u)/(\pi R_n) + I_0 E.$$

Формула справедлива, если начальный ток смещения I_0 не изменяется при изменении выходного сигнала.

В технике звуковоспроизведения используется мостовое включение усилителей мощности, позволяющее при заданном напряжении питания и сопротивлении нагрузки получить почти в четыре раза большую мощность по сравнению с обычной схемой. Основные соотношения для оконечных ступеней, включенных мостом, можно получить, пользуясь эквивалентной схемой и эпюрами токов и напряжений (рис. 3.3).

Входы 1 и 2 возбуждаются в противофазе, выходной ток протекает поочередно через транзисторы $V1, V4$ или $V2, V3$. Амплитуда напряже-

ния на нагрузке равна напряжению питания за вычетом напряжений на транзисторах: $u_m = E - 2\Delta u$.

Амплитуда тока в нагрузке

$$I_m = (E - 2\Delta u)/R_H.$$

Мощность в нагрузке

$$P_{\text{вых}} = (E - 2\Delta u)^2/(2R_H).$$

Ток, потребляемый от источника питания,

$$I_{\text{потр}} = 2(E - 2\Delta u)/(\pi R_H).$$

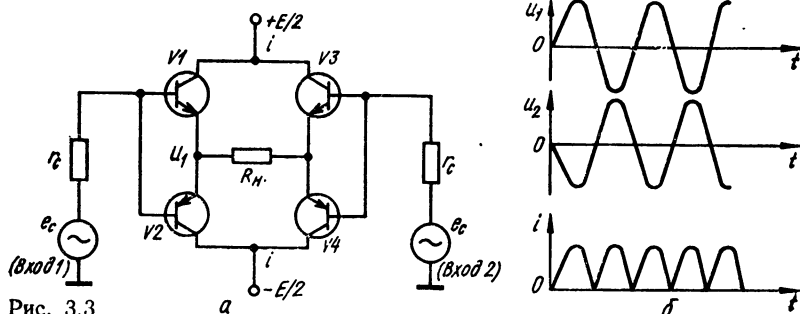


Рис. 3.3

Мощность, потребляемая от источника питания,

$$P_{\text{потр}} = 2E(E - 2\Delta u)/(\pi R_H).$$

Коэффициент полезного действия

$$\eta = P_{\text{вых}}/P_{\text{потр}} = (\pi/4)(1 - 2\Delta u/E).$$

Максимальная мощность, рассеиваемая на выходных транзисторах,

$$P_{\text{рас. max}} = 0,2E^2/R_H.$$

Сравнивая формулы для максимальной мощности, рассеиваемой на выходных транзисторах, для обычной и мостовой схем включения оконечных ступеней необходимо учитывать, что при одинаковых значениях сопротивления нагрузки мостовая схема обеспечивает заданную выходную мощность при напряжении питания вдвое меньшем, чем обычная схема. В мостовой схеме мощность рассеяния распределяется на четыре выходных транзистора, в то время как в обычной схеме — на два.

К недостаткам мостовых усилителей мощности в первую очередь следует отнести удвоенное число элементов по сравнению с обычной схемой, кроме того, мостовая схема не позволяет иметь заземленный вывод у нагрузки. Поэтому мостовое включение усилителей используется при необходимости получить повышенную выходную мощность от готовых усилителей, например, интегральных микросхем, либо использовании низковольтных транзисторов. Для большинства интегральных схем, предназначенных для усиления мощности звуковой частоты, в числе справочных данных приводятся параметры в мостовой схеме включения.

СХЕМЫ СМЕЩЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ СТУПЕНЕЙ

Бестрансформаторные оконечные ступени в большинстве случаев используются в режиме АВ, т. е. через выходные транзисторы задается некоторый начальный ток смещения I_0 , снижающий переходные искажения. На рис. 3.4, а показана осциллограмма выходного напряжения оконечной ступени, работающей в режиме В. Характерные искажения сигнала вблизи нулевого уровня связаны с тем, что мощные транзисторы при малых токах эмиттера теряют усилительные свойства, коэффициент передачи по напряжению оконечной ступени при этом резко падает. Ток смещения оконечной ступени I_0 выбирается в зависимости от типа выходных транзисторов таким, чтобы они обладали необходимыми усилительными свойствами. В большинстве случаев начальный ток смещения лежит в пределах от 20 до 200 мА. На рис. 3.1 источники напряжения смещения условно показаны в виде ЭДС с напряжением, при котором ток смещения оконечной ступени I_0 имеет заданное значение.

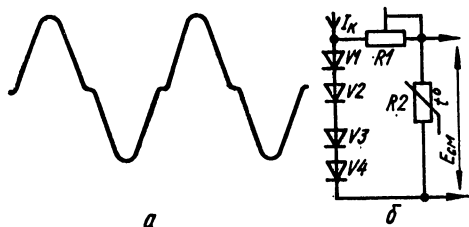


Рис. 3.4

Схема смещения должна обладать малым дифференциальным сопротивлением, чтобы на входах плеч оконечной ступени действо-

вал сигнал одинаковой величины. Выходные характеристики транзисторов имеют температурный дрейф, который характеризуется коэффициентом, равным $2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. Следовательно, напряжение смещения должно уменьшаться с увеличением температуры, чтобы ток смещения оконечной ступени оставался неизменным. Отсутствие температурной зависимости напряжения смещения, компенсирующей температурный дрейф входных характеристик транзисторов, приводит к возникновению положительной тепловой обратной связи. Предположим, что оконечная ступень (см. рис. 3.1, а) имеет напряжение питания 75 В и начальный ток смещения 100 мА. В таком режиме на оконечных транзисторах выделяется мощность 7,5 Вт, т. е. 3,75 Вт на каждый выходной транзистор. При хорошем теплоотводе тепловое сопротивление между кристаллом и окружающей средой будет иметь порядок $5^\circ\text{C}/\text{Вт}$, следовательно, за счет мощности, выделяемой на транзисторе от тока смещения, температура кристалла повысится примерно на 18°C , что, в свою очередь, эквивалентно увеличению напряжения смещения оконечной ступени на 36 мВ. Если считать крутизну транзисторов при токе 100 мА равной $2000 \text{ мА}/\text{В}$, то получим приращение тока смещения, равное 72 мА, которое вызовет дополнительный разогрев транзисторов и т. д. Для устранения влияния тепловой обратной связи на режим работы усилителя необходима температурная компенсация напряжения смещения.

На рис. 3.4, б показана диодная схема смещения оконечной ступени. Напряжение смещения снимается с терморезистора R_2 , имеющего отрицательный температурный коэффициент. Подстроечный резистор

$R1$ используется для точной установки тока смещения. Вместо диодов в этой схеме можно использовать низковольтный стабилитрон. Терморезистор $R2$ укрепляется на теплоотводе в непосредственной близости от выходных транзисторов с целью обеспечения хорошей тепловой связи. Аналитический расчет условий термокомпенсации связан с большими трудностями. Обычно условия термокомпенсации проверяются и устанавливаются опытным путем. Хорошие результаты для термокомпенсации тока смещения дает схема, называемая схемой умножения напряжения база — эмиттер (рис. 3.5, а). В этой схеме для термокомпенсации используется температурная зависимость напряжения между базой и эмиттером транзистора $V1$. Напряжение смещения схемы рассчитывается по формуле

$$E_{см} = u_{бэ}(R_1 + R_2)/R_1 + I_6 R_2. \quad (3.2)$$

Дифференциальное сопротивление

$$r_d = R_2/(\beta + 1),$$

где β — коэффициент передачи по току транзистора в схеме с общим эмиттером.

Для точной установки тока смещения оконечной ступени один из резисторов $R1$ или $R2$ делают подстроечным. При использовании данной схемы температурная стабильность тока смещения существенно зависит от качества теплового контакта кристалла транзистора $V1$ с выходными транзисторами. Транзистор $V1$ закрепляют на теплоотводе выходных транзисторов, принимая все необходимые меры по улучшению теплопередачи от выходных транзисторов к термокомпенсирующему. В ряде случаев параллельно резистору $R2$ включают терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом. Если схема усилителя требует пониженного дифференциального сопротивления источника смещения, можно использовать модификацию схемы умножения напряжения база — эмиттер на составном транзисторе $V1V2$ (рис. 3.5, б).

Одним из основных недостатков оконечных ступеней, работающих в режиме АВ, является наличие искажений, связанных с поочередным выключением транзисторов, — искажений переключения. Во время работы оконечной ступени увеличение тока в одном плече приводит к уменьшению тока смещения в противоположном до выключения транзисторов, если напряжение источника смещения остается постоянным. Например, для схемы оконечной ступени, показанной на рис. 3.1, а, можно записать

$$E_{см} = u_{бэV1} + u_{бэV3} + I_{эV3}R_1 + I_{эV4}R_2 + u_{эбV4} + u_{эбV2}. \quad (3.3)$$

Величина $E_{см}$ в этой схеме устанавливается из условия $I_{эV3} = I_{эV4} = I_0$, где I_0 — заданный ток смещения.

При подаче положительной полуволны напряжения на вход оконечной ступени возрастает напряжение между базой и эмиттером транзисторов $V1$ и $V2$, а также возрастает падение напряжения на резисторе $R1$ за счет увеличения выходного тока. Согласно формуле (3.3),

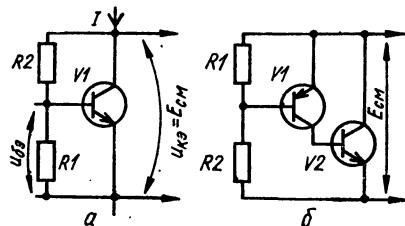


Рис. 3.5

это приводит к соответствующему уменьшению токов эмиттера транзисторов $V3$ и $V4$. Пользуясь входными характеристиками транзисторов и формулой (3.3), можно графоаналитическим методом найти значения амплитуды входного напряжения и выходного тока, при которых транзисторы $V2$ и $V4$ переходят в режим отсечки. Аналогично можно установить, что плечи оконечной ступени не выключаются, если ток смещения I_0 превышает половину максимального значения амплитуды выходного тока. Это условие по существу означает, что оконеч-

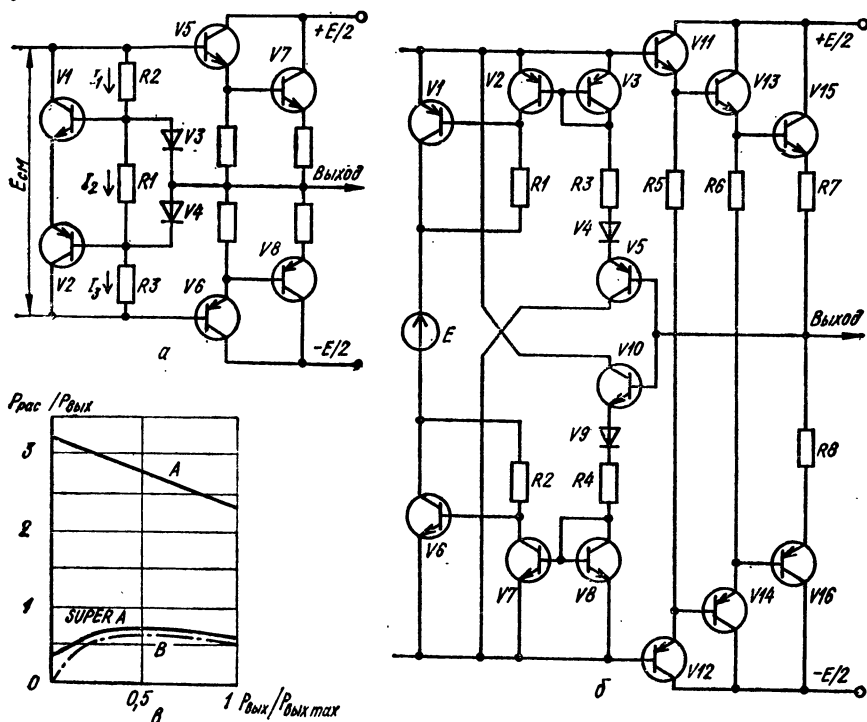


Рис. 3.6

ная ступень работает в режиме А с малым КПД. В последнее время появился ряд схемных решений, позволяющих снизить искажения переключения при сохранении энергопотребления на уровне режима АВ. Невыключающийся режим выходных транзисторов можно обеспечить соответствующим изменением напряжения смещения при изменении входного сигнала. Такой режим работы оконечной ступени усилителя в зарубежной литературе получил названия: New Class A, Super A и Non switching. Принцип действия источника смещения, реализующего не выключающийся режим оконечной ступени, можно пояснить с помощью схемы рис. 3.6, а. Транзисторы $V1$ и $V2$ включены по схеме, аналогичной схеме умножения напряжения база — эмиттер. Для схемы на рис. 3.6, а можно записать

$$E_{см} = u_{V3} + u_{V4} + I_1 R_2 + I_3 R_3,$$

где u_{V3} и u_{V4} — падение напряжения на смещенных в прямом направлении диодах $V3$ и $V4$. В первом приближении можно считать, что u_{V3} и u_{V4} не изменяются при изменении токов I_1 и I_3 . С учетом этого предположения можно записать

$$\Delta u_{см} = \Delta I_1 R_2 + \Delta I_3 R_3.$$

Следовательно, при увеличении напряжения между базой транзистора $V5$ и выходной шиной усилителя возрастает ток I_1 , что, в свою очередь, приводит к увеличению напряжения смещения. Аналогичным образом происходит приращение напряжения смещения при открывании противоположного плеча на транзисторах $V6$, $V8$. Схема смещения, показанная на рис. 3.6, а, существенно снижает входное сопротивление предоконечного каскада, вследствие чего редко применяется в высококачественных усилителях мощности низкой частоты.

На рис. 3.6, б показана схема оконечной ступени с активной схемой смещения усилителя Super A фирмы JVC. Последовательно с фиксированным источником напряжения смещения E включены транзисторы $V1$ и $V6$, которые служат для выработки необходимых приращений смещения. При увеличении напряжения между выходной шиной усилителя и базой транзистора $V11$ возрастает ток эмиттера транзистора $V5$. Через токовое зеркало, выполненное на транзисторах $V2$ и $V3$, приращение тока эмиттера $V5$ передается на резистор $R1$. Подобно предыдущей схеме, приращение напряжения смещения оказывается равным приращению напряжения на резисторе $R1$ от приращения тока коллектора $V2$. В данной схеме приращение тока эмиттера $V5$ при увеличении напряжения на базе $V11$ происходит нелинейно за счет нелинейности диода $V4$ и входной характеристики транзистора $V5$. На рис. 3.6, в показаны сравнительные характеристики энергопотребления усилителей мощности, работающих в режимах А, АВ и в режиме со следящим напряжением смещения (Super A).

2. СХЕМЫ ВОЗБУЖДЕНИЯ ОКОНЕЧНЫХ СТУПЕНЕЙ

При проектировании каскадов, возбуждающих оконечные ступени, особое внимание необходимо уделить получению от возбуждающего каскада максимального размаха выходного напряжения при заданном напряжении источника питания, поскольку при неполном использовании напряжения питания каскадом, возбуждающим оконечную ступень, для достижения заданной выходной мощности приходится выбирать соответственно более высокое напряжение питания всего усилителя или питать каскад возбуждения от отдельного источника с повышенным напряжением.

Оценим максимальное значение амплитуды выходного напряжения для каскада, работающего на сопротивление нагрузки, равное входному сопротивлению оконечной ступени (рис. 3.7, а). Постоянное напряжение на коллекторе транзистора $V1$ выбираем равным половине напряжения питания:

$$u_{кз} = E/2. \quad (3.4)$$

Это ограничение связано с необходимостью симметрирования напряжения на плечах оконечной ступени. Поскольку каскад работает в

режиме А, максимальная амплитуда выходного тока не может превышать постоянную составляющую тока коллектора транзистора, т. е. $I_m < I_0$. С учетом условия (3.4) можно записать

$$I_m < E/(2R_k).$$

Нагрузкой по переменному току каскада является параллельное соединение резистора R_k и входного сопротивления оконечной ступени $r_{вх}$, следовательно,

$$u_m < Er_{вх}/2(r_{вх} + R_k).$$

Из формулы следует, что в данной схеме получить амплитуду выходного напряжения, близкую по величине к половине напряжения источ.

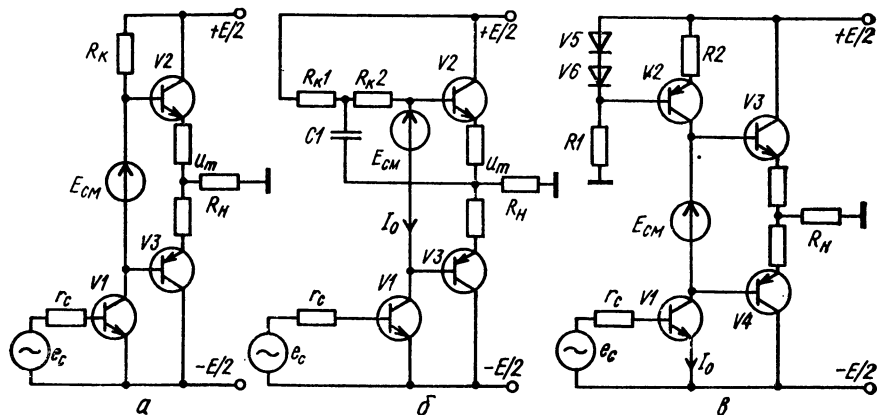


Рис. 3.7

ника питания, можно при условии $R_k \ll r_{вх}$. По существу это условие требует выбора постоянной составляющей тока коллектора $V1$, во много раз превышающей амплитуду входного тока оконечной ступени, что приводит к рассеянию большой мощности на коллекторе $V1$ и снижению коэффициента усиления каскада по напряжению. Поэтому схема на рис. 3.7, а используется в усилителях мощности, когда показатели энергопотребления не имеют существенного значения или когда оконечная ступень обладает усилением по напряжению.

С целью увеличения максимального неискаженного выходного напряжения вместо резистора R_k целесообразно включить динамическую нагрузку — схему, сопротивление которой переменному току во много раз превышает сопротивление постоянному. Один из вариантов такой схемы показан на рис. 3.7, б. С выхода оконечной ступени через конденсатор $C1$ сигнал подается на часть коллекторной нагрузки транзистора $V1$. В точке соединения резисторов R_{k1} и R_{k2} действует переменное напряжение $u_m k_n$, где k_n — коэффициент передачи по напряжению оконечной ступени. В результате эквивалентное сопротивление переменному току коллекторной нагрузки, подключенное параллельно входному сопротивлению оконечной ступени,

$$r_{экв} = R_k/(1 - k_n).$$

Поскольку величина k_n близка к единице, выполняется условие $r_{\text{эв}} \gg R_{\text{к1}} + R_{\text{к2}}$. Для рассмотренного случая постоянная составляющая тока коллектора выбирается из условия

$$I_0 = E/2 (R_{\text{к1}} + R_{\text{к2}}) \geq (3 \dots 4) u_m / r_{\text{вх}},$$

где u_m — максимальная амплитуда выходного сигнала; $r_{\text{вх}}$ — входное сопротивление оконечной ступени. В качестве коллекторной нагрузки транзистора возбуждающего каскада часто используется схема, получившая название генератора тока. На рис. 3.7, в функцию генератора тока выполняет транзистор V2. Дифференциальное выходное сопротивление коллекторной цепи транзистора V2 лежит в пределах от нескольких десятков до нескольких сотен килоом в зависимости от типа используемого транзистора и величины постоянной составляющей коллекторного тока. За счет малого дифференциального сопротивления диодов V6 и V5 транзистор V2 по переменной составляющей включен по схеме с общей базой, которая сохраняет высокое значение выходного дифференциального сопротивления при уменьшении напряжения между коллектором и базой почти до нуля. Вследствие этого схема с генератором тока (рис. 3.7, в) по использованию напряжения питания не уступает схеме, показанной на рис. 3.7, б.

Использование напряжения источника питания не всегда является основным показателем при выборе каскада, возбуждающего оконечную ступень. Во многих случаях цель выбора схемы этого каскада — получить минимальное значение коэффициента гармоник.

Режим работы транзистора V1 в схемах, показанных на рис. 3.7, б и в, характеризуется значительными изменениями тока коллектора и напряжения между коллектором и эмиттером и, следовательно, изменениями параметров транзистора. Изменение параметров транзистора под действием усиливаемого сигнала приводит к возникновению нелинейных искажений. К основным параметрам транзистора, изменение которых сказывается на коэффициенте гармоник каскада, относятся: крутизна (передаточная проводимость), коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером, емкость коллекторного перехода.

Крутизна транзистора пропорциональна эмиттерному току и приближенно может быть вычислена по формуле

$$S = 1 / [(1 - \alpha) r_e + r_s] \approx 30 I_s, \quad (3.5)$$

в которой размерность тока эмиттера дана в мА, крутизны — в мА/В.

Коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером h_{21} зависит как от тока коллектора, так и от напряжения коллектор — эмиттер. На рис. 3.8 показаны типовые кривые зависимости коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером от тока коллектора для транзисторов типа КТ503Е и КТ502Е. Емкость коллектора транзисторов

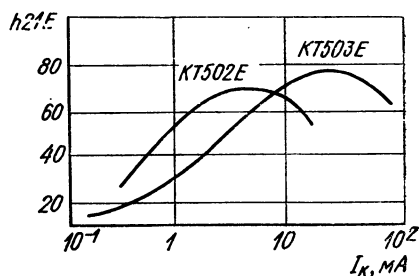


Рис. 3.8

в функции коллекторного напряжения задается формулой $C_K = K / \sqrt{u_{кб}}$, в которой коэффициент K зависит от типа транзистора. Для транзисторов типа КТ502Е и КТ503Е при изменении напряжения на коллекторе от 3 до 75 В емкость коллектора изменяется от 20 до 4 пФ.

Для снижения искажений, связанных с рассмотренными изменениями параметров транзисторов, используются специальные схемные решения, к которым относятся: обратная связь по току эмиттера,

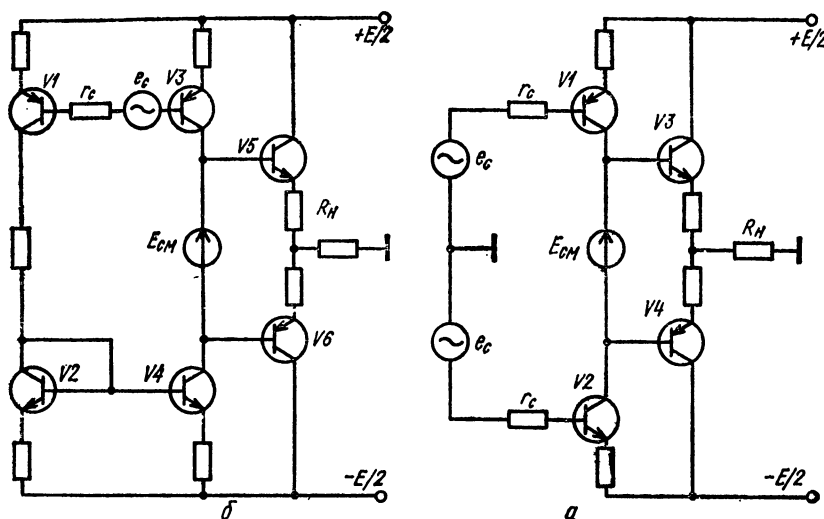


Рис. 3.9

двухтактные схемы возбуждения оконечной ступени и каскодные схемы.

Введение ООС по току эмиттера включением в эмиттерную цепь резистора позволяет существенно уменьшить изменение крутизны при изменении тока эмиттера. Согласно формуле (3.5) при изменении тока от 2 до 18 мА крутизна будет изменяться в девять раз. После включения в эмиттерную цепь резистора сопротивлением 60 Ом крутизна при том же изменении тока будет изменяться в 1,26 раза.

Использование двухтактных схем позволяет снизить искажения каскада, возбуждающего оконечную ступень, примерно на порядок по сравнению с однотактной схемой.

На рис. 3.9, а показана двухтактная схема возбуждения оконечной ступени, позволяющая существенно снизить влияние изменения коэффициента передачи по току транзисторов V1 и V2, так как для каждой попуолны сигнала в одном транзисторе ток возрастает, в то время как в другом ток убывает. Аналогичными свойствами обладает схема, показанная на рис. 3.9, б.

В каскодной схеме (рис. 3.10, а) транзистор V1 включен по схеме с общим эмиттером, а транзистор V2 — по схеме с общей базой. При таком включении обеспечивается работа транзистора V1 при постоян-

ном напряжении на коллекторе, что практически исключает изменение емкости коллекторного перехода. Одновременно исключается изменение коэффициента передачи по току транзистора $V1$, связанное с изменением напряжения на коллекторе.

В связи с тем, что влияние напряжения коллектор — эмиттер на коэффициент передачи по току в схеме с общей базой значительно меньше, чем в схеме с общим эмиттером, каскодная схема обладает значительно более высокой линейностью по сравнению со схемой с общим эмиттером. На рис. 3.10, б показаны зависимости коэффициента гармоник схемы с общим эмиттером (кривые 1 и 2) и каскодной схемы (кривые 3 и 4) от выходного напряжения каскада. Зависимость коэффициента гармоник от частоты для сравниваемых схем (кривые 1 и 3 соответствуют частоте 20 кГц, а кривые 2 и 4 — 1 кГц) свидетельствует о нейтрализации нелинейности коллекторной емкости в каскодной схеме.

Следует отметить, что каскодная схема имеет значительно худшие показатели по использованию напряжения питания, чем схема с общим эмиттером, поскольку напряжение между коллектором $V1$ и отрицательной шиной питания нельзя использовать для получения амплитуды выходного сигнала. Это приводит к необходимости

питать каскад, возбуждающий оконечную ступень, повышенным напряжением. Однако каскодная схема позволяет более оптимально использовать элементную базу. В качестве $V1$ можно применить высокочастотный маломощный транзистор с высоким значением коэффициента передачи по току. При таком сочетании параметров транзисторы имеют, как правило, низкое значение предельно допустимого напряжения между коллектором и базой. В качестве $V2$ можно использовать высоковольтный транзистор с худшими частотными свойствами и невысоким значением коэффициента передачи по току.

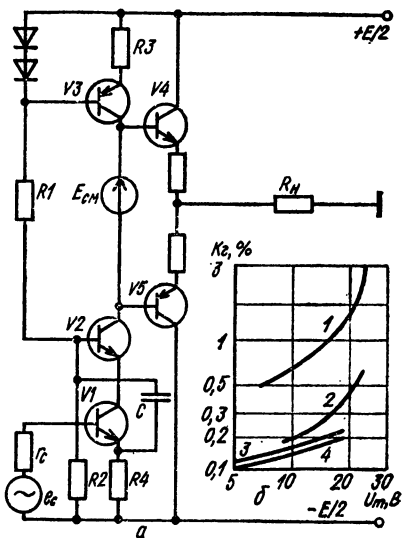


Рис. 3.10

3. ВХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Входной каскад в усилителе мощности выполняет функцию согласования усилителя мощности с источником входного сигнала и определяет такие параметры усилителя мощности, как входное сопротивление и уровень шума, приведенного по входу. Кроме того, во входном каскаде, как правило, входной сигнал суммируется с сигналом, поступающим по петле ООС, охватывающей усилитель. Входные каскады усилителей мощности строятся по различным схемам. В усилителях мощности для аппаратуры высококачественного воспроизведения звука

широко применяются каскады, выполненные по дифференциальной схеме на биполярных и полевых транзисторах.

Анализ работы дифференциальных усилителей и расчетные соотношения достаточно полно освещены в технической литературе, поэтому здесь рассмотрим только те параметры дифференциального усилителя, которые существенны с точки зрения усилителя мощности низкой частоты.

На рис. 3.11, а, б показаны схемы дифференциальных входных каскадов на биполярных и полевых транзисторах. Токи смещения транзисторов $V1$ и $V2$ задаются генератором тока I_0 . Один из входов дифференциального каскада является входом усилителя мощности, другой вход

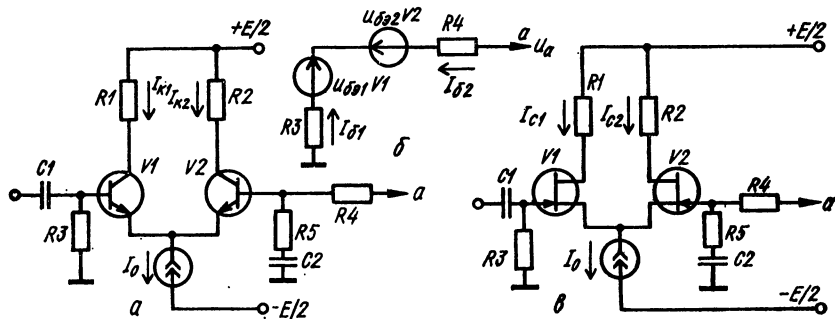


Рис. 3.11

используется для подачи через делитель $R4R5$ сигнала обратной связи с выхода усилителя (точка a). Конденсатор $C2$ исключает действие делителя $R4R5$ по постоянному току. Постоянное напряжение на выходе усилителя мощности должно быть нормировано, так как оно вызывает протекание тока через звуковую катушку громкоговорителя, что приводит к смещению подвижной системы громкоговорителя и в конечном счете к повышению искажений.

Рассмотрим влияние параметров входного каскада (рис. 3.11, а) на величину напряжения на выходе усилителя. При рассмотрении предполагаем, что ток I_0 делится поровну между транзисторами $V1$ и $V2$, т. е. $I_{K1} = I_{K2}$. Для рассмотрения воспользуемся эквивалентной схемой (рис. 3.11, б) и соотношением

$$u_a = I_{C2}R_4 - I_{B1}R_3 + u_{632} - u_{631}.$$

Приняв $R_3 = R_4 = R$, выразив токи базы через коэффициенты передачи по току транзисторов и токи коллекторов $V1$ и $V2$, получим

$$u_a = (u_{632} - u_{631}) + RI_K(1/\beta_{V1} - 1/\beta_{V2}).$$

В этой формуле можно выделить две составляющие постоянного напряжения на выходе усилителя мощности: первая связана с разбросом напряжений между базой и эмиттером транзисторов, вторая — с разностью падений напряжений на резисторах $R3$ и $R4$ от базовых токов транзисторов $V1$ и $V2$. Первая составляющая невелика. Для однотипных транзисторов разность падений напряжений между базой и эмиттером не превышает 10...15 мВ. Вторая составляющая зависит

как от разброса коэффициентов передачи по току, так и от абсолютных значений R и I_k . Возможности уменьшить эту составляющую уменьшением сопротивления резистора $R3$ ограничены требуемой величиной входного сопротивления усилителя, так как резистор $R3$ подключен параллельно входу. Поэтому сопротивление $R3$ нужно считать величиной заданной. Возможность уменьшения I_k также ограничена, так как величина I_k определяет скорость нарастания выходного напряжения. С целью уменьшения величины u_a целесообразно выбирать транзисторы с высокими значениями коэффициента передачи по току. Необходимо отметить, что даже при значительном разбросе β вторая составляющая u_a будет заметно уменьшаться при увеличении абсолютного значения β .

Радикальным способом решения этой проблемы является использование парных транзисторов с нормированным разбросом параметров в паре. Например, транзисторная сборка типа К159НТ1В имеет коэффициент передачи тока не менее 100 при разбросе в паре не более 8 % и разность напряжений между базой и эмиттером не более 3 мВ. Применение такого прибора во входном каскаде при токе 1 мА и $R = 20$ кОм позволяет нормировать постоянное напряжение на выходе усилителя мощности в пределах ± 25 мВ без подстройки.

Постоянное напряжение на выходе усилителя мощности с входным каскадом на полевых транзисторах (рис. 3.11, в) определяется в основном разбросом напряжения между истоками и затворами транзисторов $V1$ и $V2$. Падением напряжения на резисторах $R3$ и $R4$ в данном случае можно пренебречь вследствие малых токов утечки затворов.

Для ориентировочной оценки величины постоянного напряжения на выходе усилителя можно воспользоваться данными о пределах разброса напряжения отсечки полевых транзисторов, которые указываются в технических условиях. Например, для транзистора типа КП103И напряжение отсечки лежит в пределах 0,8...3 В. Считая, что напряжение затвор — исток в схеме на рис. 3.11, в равно половине напряжения отсечки, в наихудшем случае получим $u_a = 1,1$ В. В случае применения транзистора типа КП103И во входном каскаде усилителя мощности необходимо ввести подстройку выходного напряжения. Как и в предыдущем случае, применение парных приборов позволяет существенно уменьшить постоянное напряжение на выходе. Для парных полевых транзисторов типа КП103ИР максимальное значение постоянного напряжения на выходе не будет превышать 100 мВ. Сравнивая биполярные и полевые транзисторы во входном каскаде усилителя мощности с позиции обеспечения минимального значения постоянного напряжения на выходе, можно считать их равноценными.

Специфика работы дифференциального усилителя на входе усилителя мощности низкой частоты связана с перегрузкой по входному напряжению. Номинальное входное напряжение усилителей мощности звуковой частоты, как правило, лежит в пределах от 0,25 до 1,0 В. Ко входам дифференциального каскада прикладывается разность входного напряжения и напряжения обратной связи, которое подается с выхода усилителя через делитель $R4R5$ (рис. 3.11, а). В установившемся режиме эта разность очень мала, но в переходных режимах ко входу

войной способности по входному напряжению за счет того, что на выход передаются приращения тока двух плеч каскада, в то время как при резистивной нагрузке передается приращение только одного плеча. Выходное сопротивление каскада, нагруженного на токовое зеркало, очень велико, так как определяется дифференциальными выходными сопротивлениями транзисторов $V1$ и $V3$. Высокое выходное сопротивление обеспечивает работу следующего каскада в режиме генератора тока на входе, что в большинстве случаев дает заметный выигрыш в коэффициенте гармоник в целом. В схеме входного каскада используется каскодное включение транзисторов. Транзисторы $V3$ и $V4$ разгружают транзисторы $V5$ и $V6$ по коллекторному напряжению, что позволяет в качестве $V5$ и $V6$ использовать парные транзисторы с высоким коэффициентом передачи тока и с низким предельно допустимым напряжением между коллектором и эмиттером.

С целью уменьшения изменений напряжения между коллектором и эмиттером транзисторов $V5$ и $V6$ включен конденсатор $C2$. При действии входного сигнала переменное напряжение с эмиттерной цепи $V5$ и $V6$ через $C2$ подается на базы $V3$ и $V4$, в результате чего напряжение между коллектором и эмиттером $V5$ и $V6$ не изменяется.

Схема входного каскада, построенного на двух дифференциальных усилителях, показана на рис. 3.13. Такая схема используется совместно с двухтактной схемой возбуждения оконечной ступени (см. рис. 3.9, а). К преимуществам этой схемы относится пониженный уровень входных токов. В результате параллельного соединения входов дифференциальных каскадов на транзисторах разного типа проводимости входная цепь каскада в целом потребляет разность их базовых токов.

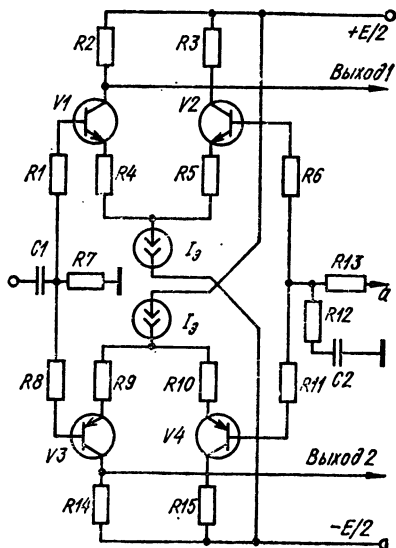


Рис. 3.13

4. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

В усилителях мощности широко используется ООС, охватывающая все каскады усилителя и позволяющая снизить нелинейные искажения, расширить полосу воспроизводимых частот, улучшить фазовую характеристику усилителя мощности. Введение ООС, охватывающей несколько каскадов, требует принятия специальных мер, препятствующих возбуждению усилителя, или, другими словами, обеспечивающих устойчивость.

Рассмотрим соотношения для эквивалентной схемы усилителя (рис. 3.14), охваченного ООС.

Часть выходного напряжения u_3 через делитель $Z_1 Z_2$ подается на инвертирующий вход усилителя, имеющего коэффициент передачи по напряжению K . Коэффициент передачи усилителя с учетом действия ООС найдем как отношение выходного напряжения к напряжению источника сигнала e_c :

$$K_{o.c} = u_3/e_c = K/[1 + KZ_2/(Z_1 + Z_2)].$$

Введем обозначение $\beta_{o.c} = Z_2/(Z_1 + Z_2)$. Тогда получим

$$K_{o.c} = K/(1 + K\beta_{o.c}).$$

В большинстве случаев можно считать $K\beta_{o.c} \gg 1$. С учетом этого предположения

$$K_{o.c} = 1/\beta_{o.c}.$$

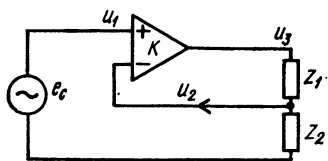


Рис. 3.14

Таким образом, при значительных изменениях коэффициента передачи исходного усилителя коэффициент передачи усилителя, охваченного ООС, можно с очень маленькой ошибкой считать неизменным. При этом величина ошибки будет зависеть от того, насколько строго выполняется соотношение $K\beta_{o.c} \gg 1$. Например, если коэффициент передачи исходного усилителя изменяется с изменением частоты, то коэффициент передачи усилителя, охваченного ООС, остается неизменным, пока выполняется это соотношение. Другими словами, способность ООС исправлять искажения сигнала (в данном случае частотные) зависит от величины $K\beta_{o.c}$. Эту величину называют петлевым усилением: $K_{петл} = K\beta_{o.c}$.

В эквивалентной схеме (рис. 3.14) петлевое усиление можно определить как отношение напряжения на выходе делителя $Z_1 Z_2$ к напряжению на неинвертирующем входе при разомкнутой цепи инвертирующего входа:

$$K_{петл} = u_2/u_1.$$

ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНЫЕ И ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

На рис. 3.15 показаны логарифмические амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики (ЛАЧХ и ФЧХ) усилителя. Использование логарифмического масштаба позволяет заменить операции умножения и деления соответственно сложением и вычитанием, следовательно,

$$K_{петл} = K - 1/\beta_{o.c}.$$

ЛАЧХ петлевого усиления определяется вычитанием из ординат графика $K(f)$ ординат графика $K_{o.c}(f)$ (заштрихованная область на рис. 3.15). Рассматриваемая ЛАЧХ имеет три характерные точки на частотах f_1 , f_2 и f_3 . На частоте f_1 коэффициент передачи исходного усилителя уменьшается на 3 дБ относительно его значения на низких частотах. Эта точка носит название собственной частоты полюса усилителя. На частоте f_2 величина петлевого усиления равна единице или для ло-

гарифмического масштаба $K_{\text{петл}} = 0$ дБ. На частоте f_3 коэффициент передачи исходного усилителя равен единице или 0 дБ. Частота f_3 носит название частоты единичного усиления.

На частотах выше f_1 коэффициент передачи спадает с наклоном 20 дБ на декаду, т. е. уменьшается в 10 раз при увеличении частоты в 10 раз.

Для удобства анализа и проведения приближенных расчетов пользуются линейной аппроксимацией ЛАЧХ, которая дает небольшую ошибку вблизи полюса, как правило, несущественную для анализа устойчивости.

На частоте полюса фазовый сдвиг составляет 45° . При анализе устойчивости для ФЧХ также используется линейная аппроксимация.

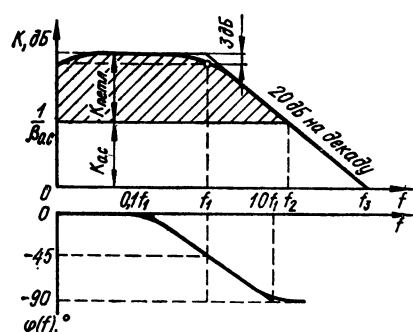


Рис. 3.15

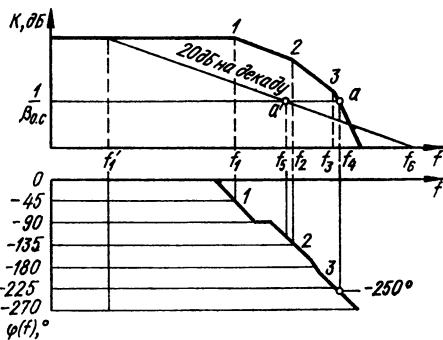


Рис. 3.16

Линейная аппроксимация ЛФЧХ предполагает, что фазовый сдвиг происходит в диапазоне от $0,1f_1$ до $10f_1$ с постоянным наклоном, равным 45° на декаду. При этом предположении возникает небольшая ошибка вблизи частот $0,1f_1$ и $10f_1$, но очень упрощаются оценочные расчеты.

Согласно критерию Найквиста, система, охваченная ООС, будет неустойчива, если на частоте, где петлевое усиление равно единице (0 дБ), фазовый сдвиг больше или равен -180° . Усилитель не будет возбуждаться, если на частоте, где петлевое усиление равно 0 дБ, фазовый сдвиг меньше, чем -180° . Устойчивость усилителя с ООС принято характеризовать запасом по фазе, показывающим, насколько фазовый сдвиг на частоте, где петлевое усиление равно 0 дБ, отличается от 180° . Для усилителей мощности низкой частоты запас по фазе должен быть не менее 45° .

Усилитель, имеющий ЛАЧХ и ФЧХ, показанные на рис. 3.15, будет устойчив и будет иметь запас по фазе не менее 90° . В многокаскадных усилителях мощности число полюсов, как правило, не меньше числа каскадов. Устойчивость таких усилителей зависит от взаимного расположения собственных частот полюсов. В качестве примера рассмотрим ЛАЧХ и ФЧХ, показанные на рис. 3.16.

Усилитель с такими характеристиками имеет три полюса, которые располагаются на частотах f_1, f_2, f_3 . При заданном коэффициенте усиления с обратной связью K_{oc} на частоте f_4 , где петлевое усиление равно 0 дБ, фазовый сдвиг составляет примерно -250° , т. е. усилитель

неустойчив. На частоте f_2 , где расположен второй полюс, фазовый сдвиг составляет — 135° . Если петлевое усиление примет на частоте f_2 значение 0 дБ, то усилитель будет устойчив и запас по фазе составит 45° , что можно достигнуть увеличением $K_{o.c}$. Если $K_{o.c}$ увеличить до значения коэффициента передачи исходного усилителя на частоте f_2 , то будет выполнено условие устойчивости с запасом по фазе 45° . Этот способ малоприменим для практического применения, поскольку коэффициент передачи по напряжению усилителя мощности строго определен условиями стыковки с другими узлами звукоусилительного тракта и, следовательно, им нельзя варьировать в широких пределах. Для обеспечения устойчивости рассматриваемого усилителя необходимо изменить расположение полюсов так, чтобы при заданном значении $K_{o.c}$ был необходимый запас по фазе. Сдвиг второго и третьего полюсов в область более высоких частот в большинстве случаев не представляется возможным, так как их положение чаще всего определяется частотными свойствами транзисторов, работающих в оконечной ступени. Более доступным на практике является сдвиг в сторону низких частот первого полюса введением частотной коррекции в один из каскадов усилителя. Определим положение первого полюса, обеспечивающее устойчивость усилителя. Для этого через точку a' проведем прямую с наклоном 20 дБ/октаву до пересечения с ЛАЧХ исходного усилителя. Проекция точки пересечения на ось частот определит новое значение частоты полюса f'_1 . Положение точки f'_1 на оси частот зависит от величины коэффициента передачи исходного усилителя без обратной связи. Это создает большие неудобства в расчетах, так как коэффициент передачи исходного усилителя без ООС может изменяться в широких пределах при разбросе параметров транзисторов.

Для расчетов значительно удобнее пользоваться частотой f_6 , которая является частотой единичного усиления каскада, определяющего собственную частоту первого полюса (рис. 3.16). Если из условия устойчивости с заданным запасом по фазе определена частота f_5 , на которой петлевое усиление равно 0 дБ, то частота единичного усиления рассчитывается по формуле

$$f_6 = f_5 K_{o.c}, \quad (3.7)$$

где $K_{o.c}$ — коэффициент передачи по напряжению усилителя с ООС, значение которого выражено в относительных единицах.

РАСЧЕТ КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ ЕМКОСТИ

В результате анализа устойчивости усилителя с помощью ЛАЧХ и ФЧХ была выяснена необходимость изменения положения одного из полюсов усилителя для обеспечения устойчивости с заданным запасом по фазе. Изменение расположения полюса достигается частотной коррекцией одного из каскадов усилителя. Расчет корректирующей емкости проведем на примере усилителя мощности, схема которого показана на рис. 3.17, а.

Оконечные транзисторы $V8$ и $V9$ типа КТ816 и КТ817, используемые в усилителе, имеют частоту единичного усиления 3 МГц. Эти тран-

зисторы работают в схеме эмиттерного повторителя, для которой частота среза примерно равна частоте единичного усиления. Следовательно, можно считать, что полюс, определяемый выходным каскадом, находится на частоте 3 МГц. Предоконечные транзисторы $V6$ и $V7$ типа КТ502 и КТ503 дают полюс на частоте 15 МГц. Частотные свойства каскада на транзисторе $V5$, возбуждающего оконечную ступень, требуют более детального рассмотрения. Транзистор $V5$ работает в схеме с общим эмиттером. За счет токового зеркала на транзисторах $V1$ и $V2$ на входе транзистора $V5$ обеспечивается режим генератора тока. Значение входного тока транзистора $V5$ определяется соотношением

$$i_{BX} = u_{BX} S,$$

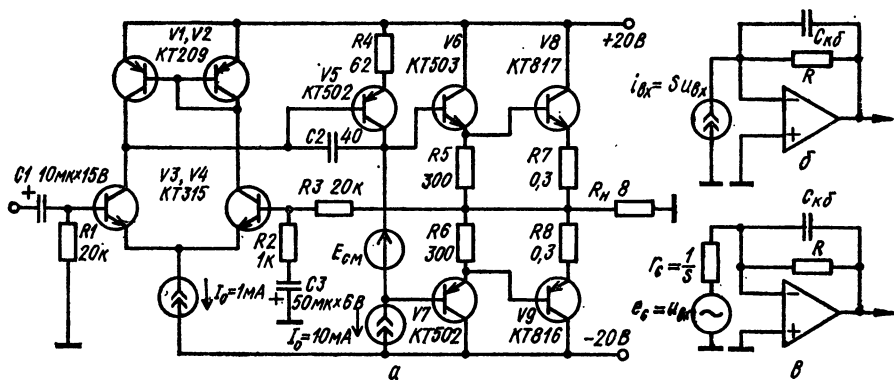


Рис. 3.17

где u_{BX} — напряжение на входе дифференциального каскада; S — крутизна дифференциального входного каскада. Крутизна дифференциального усилителя, нагруженного на токовое зеркало, равна крутизне транзистора (в данном случае транзистора $V3$ или $V4$).

В схеме с общим эмиттером, работающей в режиме генератора тока на входе, частотные свойства существенно зависят от емкости между коллектором и базой транзистора. Для транзистора $V5$ типа КТ502 емкость коллектор — база равна 20 пФ при напряжении коллектор — база 5 В. Эквивалентная схема каскада на транзисторе $V5$ показана на рис. 3.17, б в виде инвертирующего усилителя. Резистор R в цепи обратной связи усилителя показывает, что каскад имеет конечное усиление. Преобразовав генератор тока на входе усилителя в эквивалентный источник с внутренним сопротивлением, равным $1/S$, получим эквивалентную схему, показанную на рис. 3.17, в, для которой частота единичного усиления

$$f_{ед.у.о} = S/(2\pi C_{кб}). \quad (3.8)$$

Итак, частота единичного усиления первых двух каскадов усилителя определяется крутизной входного каскада и емкостью коллектор — база транзистора второго каскада.

Оценим частоту среза двух первых каскадов усилителя. Коэффициент передачи по напряжению первых двух каскадов в области

низких частот, где влиянием емкости коллектор — база транзистора $V5$ можно пренебречь,

$$K_u = S\beta_{V5}\beta_{V6,V7}\beta_{V8,V9}R_H. \quad (3.9)$$

В формуле (3.9) приняты следующие обозначения: S — крутизна входного каскада; β_{V5} — коэффициент передачи по току транзистора $V5$; $\beta_{V6,V7}$ и $\beta_{V8,V9}$ соответственно коэффициенты передачи по току предоконечных и оконечных транзисторов. Коэффициент передачи по напряжению в области низких частот будет изменяться в широких пределах при изменении коэффициентов передачи по току транзисторов. Для оценочного расчета предположим, что минимальное значение коэффициента передачи по току всех транзисторов в усилителе равно 20, а максимальное — 100. Будем считать, что крутизна транзисторов

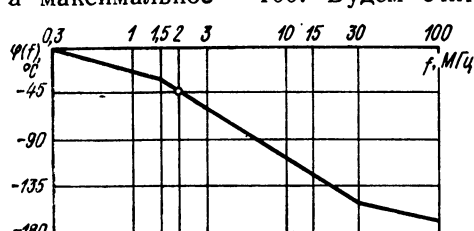


Рис. 3.18

$V3$ и $V4$ при токе 0,5 мА равна 15 мА/В. В этом случае расчет по формуле (3.9) дает следующие значения коэффициента передачи по напряжению:

$$K_{u \min} = 960, \quad K_{u \min} = 59,6 \text{ дБ};$$

$$K_{u \max} = 120 \cdot 10^3,$$

$$K_{u \max} = 101,5 \text{ дБ}.$$

Согласно формуле (3.8) частота единичного усиления

$$f_{\text{ед.ус}} = 15 \cdot 10^{-3} / 6,28 \cdot 20 \cdot 10^{-12} = 1,19 \cdot 10^8 \text{ Гц}.$$

Пользуясь свойствами ЛАЧХ, найдем максимальное и минимальное значения частоты среза по формуле

$$f_{\text{ср}} = f_{\text{ед.ус}} \cdot 10^{K_{\text{дБ}}/20};$$

$$f_{\text{ср min}} = 990 \text{ Гц}, \quad f_{\text{ср max}} = 123 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

Рассчитанные значения частот среза на несколько порядков ниже частот единичного усиления транзисторов первого и второго каскадов, что подтверждает определяющее влияние емкости коллектор — эмиттер транзистора $V5$ на характер ЛАЧХ первых двух каскадов.

Включая между коллектором и базой транзистора $V5$ корректирующий конденсатор $C2$, можно скорректировать ЛАЧХ петлевого усиления так, чтобы обеспечить устойчивость с необходимым запасом по фазе.

Для расчета емкости $C2$ сначала определим частоту, на которой петлевое усиление равно 0 дБ, а фазовый сдвиг не превышает 135° , т. е. имеется запас по фазе в 45° . На этой частоте фазовый сдвиг первых двух каскадов будет близок к 90° . Следовательно, суммарный фазовый сдвиг, обусловленный транзисторами предоконечного ($V6$, $V7$) и оконечного ($V8$, $V9$) каскадов, на этой частоте не должен превышать 45° . Суммарная ФЧХ оконечного и предоконечного каскадов усилителя мощности (рис. 3.18) достигает -45° на частоте 2 МГц. Коэффициент передачи по напряжению рассматриваемого усилителя мощности (рис. 3.17, а) с учетом действия ООС равен отношению сопротивлений резисторов $R2$ и $R3$, т. е. равен 20.

По формуле (3.7) найдем значение частоты единичного усиления первых двух каскадов, при котором обеспечивается устойчивость с запасом по фазе 45° :

$$f_{\text{ед.ус}} = 2 \cdot 20 = 40 \text{ МГц.}$$

Преобразовав формулу (3.8), получим

$$C_{\text{кб}} = S/\pi f_{\text{ед.ус}}.$$

По этой формуле найдем емкость, при которой частота единичного усиления равна 40 МГц:

$$C_{\text{кб}} = \frac{15 \cdot 10^{-3}}{6,28 \cdot 40 \cdot 10^6} = 59 \cdot 10^{-12} \text{ Ф.}$$

Учитывая, что емкость коллектор — база транзистора $V5$ равна 20 пФ, включаем дополнительный конденсатор: $C2 = 40$ пФ (рис. 3.17, а).

Таким образом, корректирующая емкость состоит из емкости коллектор — база транзистора $V5$ и включенной параллельно ей емкости конденсатора $C2$. Емкость коллекторного перехода транзистора $V5$ изменяется с изменением напряжения между коллектором и базой. Это приводит к соответствующим изменениям запаса по фазе, что может привести к динамическому нарушению устойчивости усилителя. Если использовать транзисторы с малой емкостью коллекторного перехода невозможно, то для стабилизации корректирующей емкости можно использовать каскодную схему или увеличивать запас устойчивости по фазе, т. е. выбирать частоту единичного усиления несколько ниже расчетной. Заданное значение частоты единичного усиления можно получить не только включением дополнительного конденсатора $C2$ (рис. 3.17, а), но и уменьшением крутизны транзисторов $V3$ и $V4$. Снижение крутизны входного каскада для достижения заданного значения частоты единичного усиления дает значительные преимущества по сравнению с увеличением коллекторной емкости.

5. СКОРОСТЬ НАРАСТАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ. ДИНАМИЧЕСКИЕ ИНТЕРМОДУЛЯЦИОННЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Скорость нарастания синусоидального сигнала определяется по формуле

$$V_{\text{ивых}} = u_m 2\pi f,$$

где u_m — амплитуда сигнала; f — частота сигнала.

Для оценки скорости нарастания выходного напряжения усилителя мощности низкой частоты воспользуемся схемой, показанной на рис. 3.17, а. В этой схеме основные ограничения на скорость нарастания выходного напряжения накладывает процесс перезарядки соединенных параллельно емкостей конденсатора $C2$ и перехода коллектор — база транзистора $V5$. Эти емкости перезаряжаются выходным током дифференциального каскада ($V3$, $V4$), нагруженного на токовое зеркало ($V1$, $V2$). Максимальное значение тока, перезаряжающего емкости, не может превышать I_0 , т. е. суммарный ток смещения транзис-

торов $V3$ и $V4$. Следовательно, максимальная скорость нарастания выходного напряжения усилителя ограничивается соотношением

$$v_{и\text{ вых}} \leq I_0/C, \quad (3.10)$$

где I_0 — суммарный ток смещения эмиттеров транзисторов $V3$ и $V4$, C — корректирующая емкость.

Для данной схемы расчет максимальной скорости нарастания выходного напряжения по формуле (3.10) дает значение $v_{и\text{ вых}} \leq 1,5 \times 10^7 \text{ В/с} = 15 \text{ В/мкс}$.

Динамические интермодуляционные искажения в усилителе мощности низкой частоты возникают вследствие перегрузки входного каскада при действии на входе усилителя сигналов с высокой скоростью нарастания напряжения. Формула (3.10) по существу определяет критическое значение скорости нарастания, при котором наступает перегрузка входного каскада.

Рассмотрим процесс возникновения динамических интермодуляционных искажений в схеме на рис. 3.17, а. Когда на входе усилителя мощности действует медленно изменяющийся сигнал, напряжение между входами дифференциального каскада ($V3$, $V4$) мало, так как это напряжение равно разности входного сигнала и части выходного сигнала, поступающего на базу транзистора $V4$ по петле ООС. Если на входе усилителя действует сигнал с высокой скоростью нарастания, то напряжение на выходе делителя $R2R3$ усилителя может нарастать медленнее входного. Соответственно медленнее входного напряжения будет нарастать напряжение на базе транзистора $V4$, поступающее по петле ООС. В этом случае разность напряжений между входами дифференциального каскада будет возрастать, и в результате произойдет перегрузка входного каскада. В зависимости от полярности входного напряжения один из транзисторов дифференциального каскада зайдет в область отсечки. Выход из линейной области дифференциального каскада приведет к большим искажениям усиливаемого сигнала. В рассматриваемой схеме усилителя мощности переход одного из транзисторов дифференциального каскада в область отсечки произойдет, когда напряжение между базами транзисторов $V3$ и $V4$ достигнет 63 мВ.

Повышение перегрузочной способности входного каскада при заданном токе смещения транзисторов достигается уменьшением их крутизны. Поскольку крутизна входного каскада и корректирующая емкость определяют частоту единичного усиления согласно формуле (3.8), то снижение крутизны при сохранении заданной из условия устойчивости частоты единичного усиления требует соответствующего уменьшения корректирующей емкости.

В качестве примера рассмотрим, какие изменения можно внести в схему на рис. 3.17, а с целью снижения динамических интермодуляционных искажений. В эмиттерные цепи транзисторов $V3$ и $V4$ включим резисторы сопротивлением 120 Ом. При этом корректирующую емкость можно без нарушения устойчивости уменьшить в три раза. Включение резисторов в эмиттерные цепи транзисторов $V3$ и $V4$ приведет к увеличению линейного участка по входному напряжению

до 180 мВ. Уменьшение корректирующей емкости приведет к увеличению в три раза максимальной скорости нарастания выходного напряжения. Недостатком этого усовершенствования является то, что в качестве корректирующей емкости будет использоваться емкость коллекторного перехода транзистора V_5 , которая изменяется с изменением напряжения между коллектором и базой, а также имеет технологический разброс. Для рассматриваемой схемы возможна замена транзистора $KT502$ на транзистор $KT3107A$, емкость коллекторного перехода которого 7 пФ. Включив параллельно переходу коллектор — база этого транзистора конденсатор емкостью 15 пФ, получим корректирующую емкость 22 пФ.

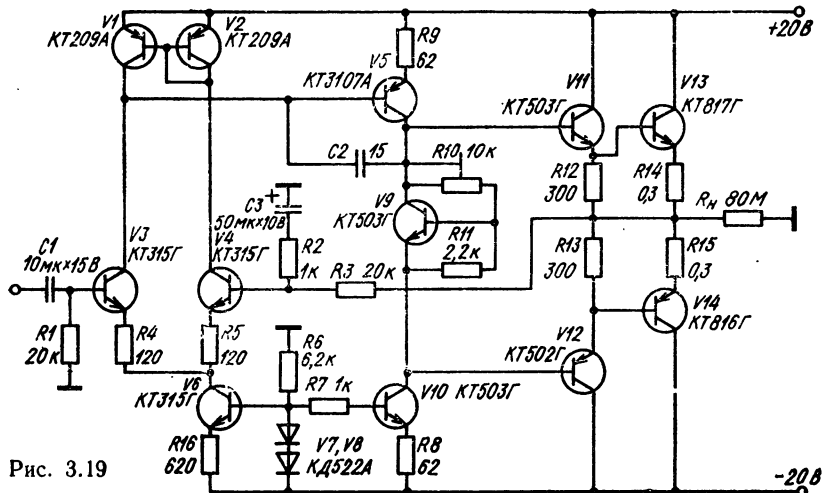


Рис. 3.19

Схема усилителя мощности с рассмотренными усовершенствованиями показана на рис. 3.19. Этот пример показывает, что при расчете корректирующих элементов усилителя мощности низкой частоты необходимо учитывать требования по перегрузочной способности входного каскада и скорости нарастания выходного напряжения.

При проектировании входного каскада усилителя мощности желательно так выбирать соотношение между током смещения и крутизной, чтобы входной каскад оставался в линейной области даже тогда, когда между его входами прикладывается номинальное входное напряжение. После этого по частоте единичного усиления, определенной из условия устойчивости, и по крутизне, определенной из условия перегрузочной способности, рассчитывается корректирующая емкость. Если рассчитанная таким способом емкость окажется равной или меньшей, чем емкость коллекторного перехода, целесообразно использовать каскодную схему или принять другие меры по нейтрализации действия коллекторной емкости транзистора.

Такая последовательность расчета позволит выбрать правильное сочетание параметров усилителя с точки зрения скорости нарастания выходного напряжения и снижения динамических интермодуляционных искажений.

Пример. Рассчитать корректирующую емкость при исходных данных: частота единичного усиления $f_{ед.ус} = 20$ МГц; амплитудное значение номинального входного напряжения $u_m = 350$ мВ; ток смещения входного дифференциального каскада $I_0 = 1$ мА.

Рассчитываем величину крутизны входного каскада

$$S = I_0/u_m = 1 \text{ мА}/0,35 \text{ В} = 2,85 \text{ мА/В}.$$

Для обеспечения заданной крутизны в цепи эмиттеров транзисторов дифференциального каскада необходимо включить резисторы 300 Ом. Рассчитываем корректирующую емкость

$$C = S/2\pi f_{ед.ус} = 2,85 \cdot 10^{-3}/(6,28 \cdot 20 \cdot 10^6) = 22 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}.$$

Рассчитываем максимальное значение скорости нарастания напряжения при перезарядке корректирующей емкости

$$v_{u \text{ вых}} = I_0/C = 10^{-3}/(22 \cdot 10^{-12}) = 45 \text{ В/мкс}.$$

Сравнивая результаты расчета с аналогичными величинами параметров схемы на рис. 3.17, а, приходим к выводу, что рассмотренная последовательность расчета позволяет более оптимально выбрать параметры усилителя с точки зрения динамических интермодуляционных искажений.

6. СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ ДЛЯ БЫТОВОЙ АППАРАТУРЫ ЗВУКОВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ

В бытовой аппаратуре звуковоспроизведения используются схемы усилителей мощности низкой частоты, отличающиеся различным схемотехническим построением. Рассмотрим три усилителя мощности, которые наиболее полно характеризуют различия в подходе к построению схем. На рис. 3.20 показана схема усилителя мощности низкой частоты с двойным дифференциальным каскадом на входе и с двухтактной схемой возбуждения оконечной ступени.

С целью увеличения перегрузочной способности дифференциальных усилителей в эмиттерные цепи транзисторов $V1$, $V2$, $V3$, $V4$ включены резисторы $R8$, $R9$, $R12$ и $R13$, уменьшающие крутизну дифференциальных каскадов до 2 мА/В. Подстроечный резистор $R11$ позволяет установить равные токи смещения дифференциальных каскадов с учетом разброса напряжений стабилизации стабилитронов $V5$ и $V6$.

Для нейтрализации действия емкостей коллектор — база транзисторов $V9$ и $V11$ используются эмиттерные повторители на транзисторах $V7$ и $V8$ с емкостью коллектор — база порядка 7 пФ, которые мало влияют на частоту единичного усиления каскада, возбуждающего оконечную ступень. Коллекторные емкости транзисторов $V9$ и $V11$ имеют порядок 40 пФ, но они могут быстро перезаряжаться через низкое выходное сопротивление эмиттерных повторителей на транзисторах $V7$ и $V8$. Мощность, рассеиваемая на каждом из транзисторов $V9$ и $V11$, составляет 1,7 Вт. Транзисторы $V9$ и $V11$ устанавливаются на небольших теплоотводах на печатной плате.

Подстроечный резистор $R19$ служит для регулировки начального тока смещения оконечных транзисторов, который устанавливают в пределах от 80 до 100 мА. Частота единичного усиления первых двух кас-

кадов усилителя, равная 10 МГц, определяется корректирующими конденсаторами $C3$ и $C4$ и крутизной входных дифференциальных каскадов. Петлевое усиление схемы принимает значение 0 дБ на частоте 500 кГц, при этом запас по фазе составляет около 70° .

Высокая линейность усилителя, обеспечиваемая за счет двойного дифференциального каскада на входе, двухтактной схемы каскада, возбуждающего оконечную ступень, и комплементарных транзисторов на выходе, позволяет получить низкий коэффициент нелинейных искажений при относительно невысоком петлевом усилении. Коэффи-

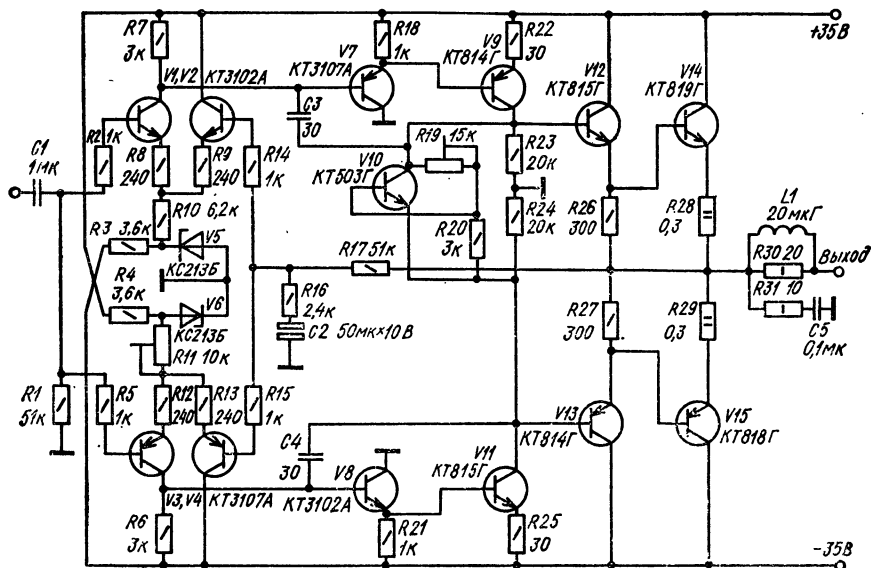


Рис. 3.20

циент гармоник усилителя в диапазоне частот 20...20 000 Гц не превышает 0,1 % при выходной мощности 30 Вт на нагрузке 8 Ом. При выходной мощности 50 Вт на нагрузке 8 Ом коэффициент гармоник не превышает 0,2 % на частоте 1 кГц. Скорость нарастания выходного напряжения усилителя не менее 20 В/мкс, номинальное входное напряжение равно 1 В, входное сопротивление 50 кОм.

В рассмотренном усилителе мощности устойчивость обеспечивается введением корректирующих конденсаторов в каскад, возбуждающий оконечную ступень. При этом коррекция существенно сдвигает частоту среза каскада в область низких частот.

На рис. 3.21 показана схема усилителя мощности низкой частоты, разработанная Жаном Лохстроном и Матти Отала, которая была повторена на отечественных элементах многими радиолюбителями. Схема иллюстрирует совершенно другой подход к обеспечению устойчивости усилителя по сравнению со схемой на рис. 3.20. В этой схеме во все предварительные каскады введена частотная коррекция, сдвигающая их частоты среза в область выше 1 МГц. Результирующая АЧХ

усилителя мощности при разомкнутой петле ООС имеет спад 3 дБ на частоте 1 МГц. Для обеспечения устойчивости петлевое усиление уменьшается с помощью резистора $R6$ и конденсатора $C1$, которые включены в цепь передачи сигнала ООС. В звуковом диапазоне петлевое усиление постоянно и равно 20 дБ. Запас по фазе составляет 80° .

К особенностям рассматриваемой схемы усилителя относится одинаковое усиление по постоянному и переменному напряжению. Это приводит к необходимости использования на входе согласованной па-

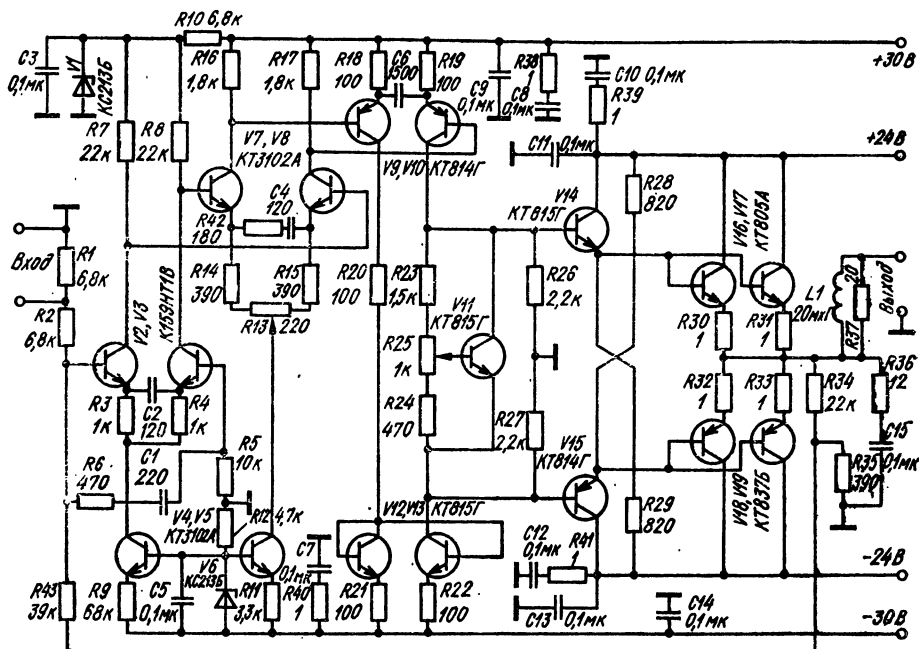


Рис. 3.21

ры транзисторов и подстройки напряжения на выходе, которая осуществляется с помощью резистора $R13$. Каскад, возбуждающий оконечную ступень, выполнен по двухтактной схеме с токовым зеркалом. Резисторы $R18$, $R19$, $R21$, $R22$, включенные в эмиттерные цепи транзисторов этого каскада, повышают его линейность, но ухудшают использование напряжения источника питания.

Оконечная и предоконечная ступени усилителя питаются напряжением ± 24 В, остальные каскады — повышенным напряжением ± 30 В, позволяющим получить необходимый размах напряжения каскада возбуждения.

Предоконечные транзисторы $V14$ и $V15$ находятся в невыключающемся режиме даже при максимальном значении выходного сигнала за счет подачи тока смещения в эмиттерные цепи через резисторы $R28$ и $R29$. В каждом плече оконечной ступени используются по два транзистора, соединенных параллельно. Ток смещения оконечных транзисторов выбран равным 600 мА. Большой начальный ток смещения

обеспечивает невыключающийся режим работы выходных транзисторов до мощности 3 Вт, но требует эффективного теплоотвода. В цепи питания усилителя включены резистивно-емкостные цепочки для предотвращения паразитных колебаний на индуктивностях питающих шин. Усилитель обеспечивает выходную мощность 50 Вт на нагруз-

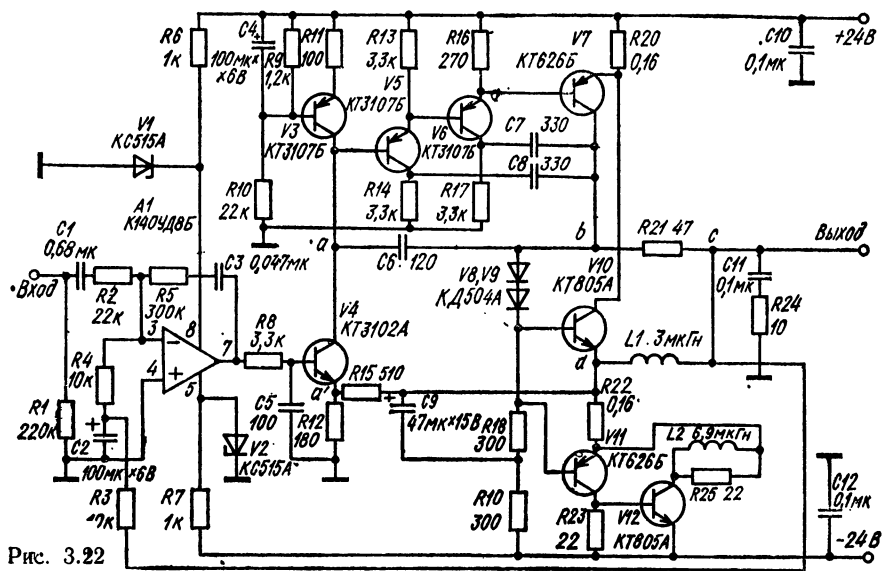


Рис. 3.22

ке 4 Ом при коэффициенте гармоник, не превышающем 0,2 %. При выходной мощности 10 Вт коэффициент гармоник не превышает 0,05 % в диапазоне частот 20...20 000 Гц. Входное сопротивление усилителя около 5 кОм, номинальное входное напряжение 0,35 В. Скорость нарастания выходного напряжения порядка 75 В/мкс.

На рис. 3.22 показана схема английского усилителя Quad 405, переведенная на отечественные элементы О. Решетниковым. В этой схеме используется метод коррекции искажений с помощью так называемой прямой связи (feed forward error correction). Применительно к транзисторному усилителю мощности низкой частоты этот метод позволяет получить очень низкие нелинейные искажения при использовании режима В в оконечной ступени.

Эквивалентная схема, показанная на рис. 3.23, поясняет принцип работы усилителя мощности с компенсацией искажений.

Усилитель А1 обеспечивает уровень выходного сигнала, необходимый для нормальной работы оконечной ступени на транзисторах V1 и V2. Оконечная ступень работает в режиме В, т. е. без начального

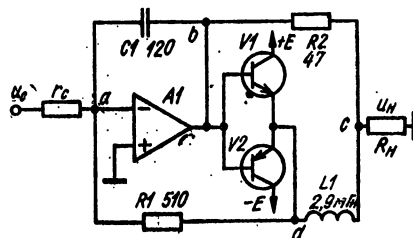


Рис. 3.23

тока смещения. Элементы R_1 , R_2 , C_1 и L_1 образуют мост. С учетом действия элементов моста связь между напряжением на нагрузке u_n и напряжением источника сигнала u_c можно записать в виде соотношения

$$u_n = au_c + bi_6,$$

где a и b — коэффициенты, численные значения которых определяются параметрами входящих в эквивалентную схему (рис. 3.23) элементов; i_6 — базовый ток выходных транзисторов V_1 и V_2 . Поскольку основным источником искажений в данном случае может быть базовый ток выходных транзисторов, то желательно соотношение параметров элементов схемы выбрать так, чтобы $b = 0$.

Условием компенсации искажений является соотношение

$$L_1 = R_1 R_2 C_1.$$

При сбалансированном мосте искажения, возникающие в диагонали моста bd , не попадают на выход в точку c , если коэффициент усиления усилителя A_1 очень велик. Через резистор R_2 в нагрузку поступает сигнал, компенсирующий искажения, вносимые оконечной ступенью.

На входе усилителя мощности (рис. 3.22) используется операционный усилитель типа К140УД8Б, который усиливает входной сигнал и поддерживает с помощью петли ООС, действующей только по постоянному напряжению, потенциал выходной шины усилителя мощности на нулевом уровне. Элементами моста служат R_{15} , C_6 , R_{21} и L_1 . Усилитель обеспечивает выходную мощность 30 Вт на нагрузке 8 Ом при коэффициенте гармоник, не превышающем 0,02 % в диапазоне частот 20...20 000 Гц. Коррекция искажений с использованием «прямой связи» является перспективным направлением повышения качественных показателей усилителей мощности звуковой частоты, позволяющим получать высокие электрические характеристики при простой и экономичной схемотехнике.

Глава 4

АКУСТИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

1. ТРЕБОВАНИЯ К АКУСТИЧЕСКИМ СИСТЕМАМ

Сложность создания высококачественных акустических систем определяется тем, что они являются прежде всего электромеханоакустическими преобразователями.

При любом виде преобразования энергии из одного вида в другой всегда имеют место энергетические и информационные потери. Так известно, что КПД современных электродинамических преобразователей, которые используются в акустических системах, составляет 0,1...4 %, т. е. почти вся выходная мощность усилителей рассеивается в самой акустической системе. Поэтому при расчетах акустических систем в акустические эквивалентные схемы не включают сопротивление излучения, представляющее механоакустическую часть преобразования, и это практически не влияет на точность расчета [1]. При

преобразованиях электрического сигнала в акустический возникают нелинейные, переходные, фазовые искажения, заметно превышающие аналогичные искажения в других звеньях трактов звуковоспроизведения. Так, в лучших образцах акустических систем достигнут уровень коэффициента гармоник порядка 1 % на частотах до 1000 Гц и 0,5 % выше этой частоты.

С появлением электромузыкальных инструментов качество записи, например, на грампластинках также улучшилось, что прежде всего выразилось в расширении диапазона частот, уменьшении гармонических искажений, увеличении динамического диапазона. В музыкальных сигналах увеличилось содержание высокочастотных составляющих,

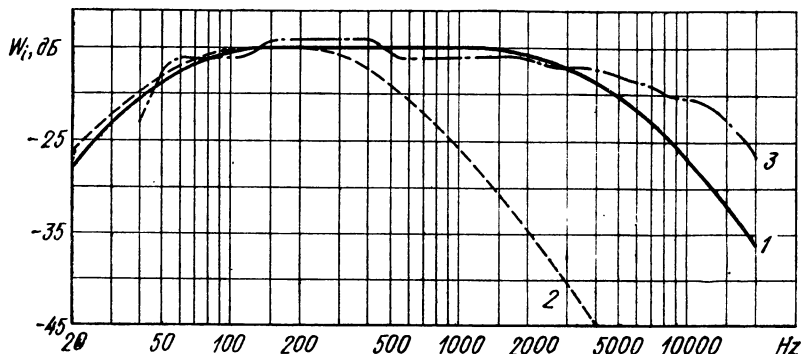


Рис. 4.1

что изменило энергетические соотношения в спектре сигнала. Этот факт нашел отражение и в соответствующих документах МЭК (международной электротехнической комиссии).

На рис. 4.1 показаны кривые, характеризующие акустические сигналы по частотному спектру в $1/3$ октавных полосах. Кривая 1, приведенная в публикации МЭК 1978 г. (268—5), определяет значительно более широкий спектр, чем кривая 2, приведенная в публикации МЭК 1972 г. (268—1). При этом наблюдается увеличение уровня на частотах 2...5 кГц на 15...20 дБ. Для современных джазовых программ характерен более широкий спектр (кривая 3). На частотах 50...4000 Гц эти спектры примерно совпадают, а уровень кривой 1 на частотах выше 16 кГц на 10 дБ ниже. Следовательно, современные музыкальные программы, в первом приближении, до частот 4...5 кГц имеют спектр, аналогичный спектру розового шума, и только на краях диапазона, т. е. ниже 50 Гц и выше 12,5 кГц начинается быстрый спад уровней.

Высококачественная акустическая система должна иметь такие амплитудно-частотные, временные и фазовые характеристики, которые обеспечивали бы неискаженную передачу акустического сигнала с минимальными гармоническими искажениями при достаточно больших уровнях излучаемого давления (порядка 100...105 дБ).

В табл. 15 приведены данные из рекомендаций МЭК и данные по достигнутым параметрам в лучших акустических системах. Ряд параметров, приведенных в таблице, требует пояснения. Рабочий диапазон

частот определяется неравномерностью, которая задана в виде поля допусков. Рекомендация МЭК определяет номинальную мощность, соответствующую номинальному среднему звуковому давлению, равному 94 дБ на расстоянии 1 м от акустической системы. Если учесть, что уровню 0 дБ соответствует звуковое давление $2 \cdot 10^{-5}$ Па, то величине 94 дБ соответствует уровень звукового давления 1 Па.

Таблица 15

Параметр	Нормы МЭК	Достигнутые результаты
Рабочий диапазон частот, Гц, не уже Рассогласование АЧХ двух акустических систем, предназначенных для стереовоспроизведения, дБ Номинальная мощность, Вт, не менее	50—12 500 2,0 Должна соответствовать уровню 94 дБ 1,0	20—35 000 — До 150—200 До 3,0
Среднее $P_{\text{ср}}$ звуковое давление в диапазоне частот 100—8000 Гц при номинальной мощности, Па Суммарный характеристический коэффициент гармоник K_c , %, не более, при мощности, соответствующей $P = P_{\text{ср}} - 4$ дБ в диапазонах частот: 250—1000 Гц 1000—2000 Гц 2000—6300 Гц	2,0 От 2,0 до 1,0 1,0 $\pm 4,0$	1,0 0,5 0,5 —
Расхождение АЧХ звукового давления, снятых под углом 0 и 15° относительно друг друга, дБ Отклонение ФЧХ от линейной в диапазоне частот 200—8000 Гц	—	До $\pm 20^\circ$

Уровень среднего звукового давления определяется по частотной характеристике путем усреднения по формуле

$$P_{\text{ср}} = \sqrt{\left(\sum_{i=1}^n p_i^2 \right) / n},$$

где p_i — значение звукового давления на некоторой частоте i ; n — количество значений p_i в данной полосе частот.

Для акустических систем высокого класса усреднение производится в полосе частот 100...8000 Гц с интервалом в $1/3$ октавы. Таким образом, количество значений p_i $n = 40$.

Суммарный характеристический коэффициент гармоник K_c , %, представляет собой усредненную сумму характеристических коэффициентов гармоник, т. е.

$$K_c = \sqrt{\sum_{i=2}^m (K_i)^2},$$

где K_i — характеристический коэффициент гармоник на частоте i , %; m — номер высшей гармоники.

Коэффициент K_i определяется как отношение уровня гармоники p_{gi} на частоте i к среднему значению уровня звукового давления p_{cp} :

$$K_i = (p_{gi}/p_{cp}) 100.$$

Практически достаточно определить значения 2-й и 3-й гармоник, т. е. суммарный характеристический коэффициент гармоник

$$K_c = \sqrt{(1/p_{cp})^2 [(p_{g2})^2 + (p_{g3})^2]} 100,$$

где p_{g2} и p_{g3} — соответственно уровни звукового давления 2-й и 3-й гармоник.

Норма на расхождение частотных характеристик звукового давления, снятых под углами $\pm 15^\circ$ по отношению к рабочей оси акустической системы, по требованию МЭК имеет величину ± 4 дБ. Для стереопрослушивания это требование представляется важным с точки зрения сохранения качества звучания при смещении слушателя от осей акустических систем.

Одним из важных требований является норма на ФЧХ акустических систем. Минимальные фазовые искажения определяют одновременность излучения гармоник звуковых колебаний сложной формы, что способствует более точной передаче фронта различных сигналов музыкальных инструментов и соответственно улучшает качество звучания. В лучших образцах акустических систем достигнуто отклонение ФЧХ от линейной порядка $\pm 20^\circ$, что требует принятия специальных мер при разработке и конструировании акустических систем.

Высококачественная акустическая система должна обеспечивать диапазон воспроизводимых частот от 30...40 Гц до 20...25 кГц при неравномерности не более ± 4 дБ в полосе частот 100...8000 Гц. Это минимальные требования. Для современной акустической системы категории Hi-Fi желательно добиться неравномерности такого же порядка в диапазоне частот 50...100 Гц и 8...20 кГц. В этом случае при воспроизведении акустического сигнала не нужно будет вводить частотные коррекции в электронный тракт. В большинстве случаев требуемые результаты можно получить, применяя трехполосные акустические системы. В качестве низкочастотного звена необходимо использовать головку громкоговорителя с частотой собственного резонанса порядка 25...35 Гц, при выборе среднечастотных и высокочастотных головок необходимо обращать внимание на их добротность. Наилучшие результаты по передаче переходных процессов обеспечиваются при добротности $Q = 0,5...0,6$ [12]. Частотные диапазоны головок громкоговорителей должны взаимно перекрываться.

Процесс проектирования акустической системы состоит из нескольких этапов. Сначала необходимо выбрать тип низкочастотной головки громкоговорителя исходя из условия обеспечения эффективного воспроизведения нижней частоты рабочего диапазона. Получить эффективное воспроизведение низких частот возможно только при правильном проектировании корпуса акустических систем. Современный уровень развития теории акустических систем позволяет достаточно точно рассчитать необходимый корпус для выбранной головки громкоговорителя. Затем необходимо выбрать средне- и высокочастотные головки гром-

гоговорителя исходя из условия перекрытия диапазона частот и энергетических требований по допустимым подводимым к ним электрическим мощностям. Это, в свою очередь, зависит от разделительных фильтров, которые необходимо рассчитать исходя из особенностей применяемых головок. Окончательно энергетические соотношения проверяются после расчета разделительных фильтров.

2. РАСЧЕТ КОРПУСОВ ЗАКРЫТЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

При расчете корпусов акустических систем [1, 21, 26, 28] в качестве исходного принципа принята необходимость создания акустических систем с плоскими частотными характеристиками в области низких частот. При таких характеристиках обеспечиваются наилучшие переходные и фазовые характеристики.

Головка громкоговорителя имеет определенные электромеханоакустические элементы, которые методом электроакустических аналогов можно представить в виде эквивалентной электрической схемы. Таким же образом можно представить параметры корпусов. Поскольку головка громкоговорителя взаимодействует с корпусом, эти эквивалентные схемы объединяют в единую схему (рис. 4.2, а), описывающую работу акустической системы в целом. Последовательно со схемой громкоговорителя, состоящей из элементов R , M_r , C_r , подключается схема, зависящая от вида исполнения корпуса Z_k . Несмотря на то что эта эквивалентная схема предельно упрощена, основные элементы, определяющие работу акустической системы, в ней сохранены. Этими элементами являются:

активные потери, возникающие в головке громкоговорителя,

$$R = R_m + B^2 l^2 / (R_y + R_s) s_r^2, \quad (4.1)$$

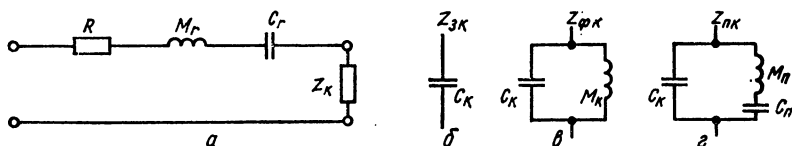


Рис. 4.2

где R_m — потери в механической системе головки; $B^2 l^2$ — коэффициент преобразования электрических сопротивлений в аналогичные акустические сопротивления; B — плотность магнитного потока в зазоре магнитной системы головки; l — длина провода звуковой катушки; s_r — площадь диффузора головки; R_y — выходное сопротивление усилителя; R_s — активное сопротивление звуковой катушки головки;

сумма акустических масс подвижной системы головки громкоговорителя и присоединенной массы воздуха, соколеблющейся с диффузором M_r ;

акустическая гибкость подвеса подвижной системы головки C_r ;

величина, зависящая от вида исполнения корпуса Z_k для закрытого корпуса определяется акустической гибкостью объема C_k (рис. 4.2, б);

для фазоинверсного корпуса — гибкостью объема C_k , массой колеблющегося в отверстии фазоинвертора столба воздуха и присоединенной к отверстию соколеблющейся массы воздуха M_k (рис. 4.2, в); для корпуса с пассивным излучателем — акустической гибкостью объема C_n , массой M_n и гибкостью C_n пассивного излучателя (рис. 4.2, г).

Из эквивалентной схемы акустической системы следует, что закрытый корпус является частным случаем корпуса с фазоинвертором в случае бесконечно малого отверстия фазоинвертора. Исходя из этого целесообразно проанализировать эквивалентную схему для фазоинверсного корпуса, а для расчета закрытого корпуса упростить полученные результаты.

С учетом того, что акустическая система является преобразователем подводимой к ней электрической мощности W в акустическую P , КПД η эквивалентной схемы определяется из выражения

$$\eta = P/W = \eta_1 \eta_2, \quad (4.2)$$

состоящего из двух сомножителей

$$\eta_1 = (\rho/4\pi c) (B^2 l^2 / R_s M_r s_r^2) \quad (4.2a)$$

$$\text{и} \quad \eta_2 = [1 + y_1 (f_r/f)^2 + y_2 (f_r/f)^4 + y_3 (f_r/f)^6 + y_4 (f_r/f)^8]^{-1}, \quad (4.2b)$$

где ρ — плотность воздуха; c — скорость звука в воздухе; f_r — собственная резонансная частота головки громкоговорителя; f — текущая частота.

В формуле (4.2a) величины являются частотно-независимыми параметрами воздушной среды и применяемой головки громкоговорителя. Частотную характеристику преобразования определяет выражение (4.2b), так как оно содержит частотно-зависимую переменную f_r/f и является уравнением фильтра верхних частот четвертого порядка. Форма частотной характеристики определяется коэффициентами y_1, y_2, y_3, y_4 , выраженными через параметры фильтра:

$$y_1 = 1/Q^2 - 2 - 2V_r/V - 2(f_k/f_r)^2; \quad (4.3)$$

$$y_2 = (1 + V_r/V)^2 + (f_k/f_r)^2 [4 + 2V_r/V + (f_k/f_r)^2 - 2/Q^2]; \quad (4.4)$$

$$y_3 = (f_k/f_r)^2 [(1/Q^2)(f_k/f_r)^2 - 2 - 2V_r/V - 2(f_k/f_r)^2]; \quad (4.5)$$

$$y_4 = (f_k/f_r)^4, \quad (4.6)$$

где $Q = (\sqrt{M_r/C_r})/R$ — добротность головки громкоговорителя;

$$V_r = \rho c^2 C_r \text{ и } V = \rho c^2 C_k \quad (4.7)$$

— эквивалентные объемы воздуха, соответствующие акустическим гибкостям подвеса громкоговорителя V_r и объема корпуса V ; $f_k = (1/2\pi)(1/\sqrt{M_k C_k})$ — резонансная частота корпуса.

Следовательно, форма частотной характеристики полностью определяется элементами эквивалентной схемы, т. е. акустическими параметрами головки громкоговорителя и корпуса.

Важным свойством формулы (4.2 б) является то, что при равенстве коэффициентов y_1, y_2, y_3, y_4 нулю характеристика преобразования не зависела бы от частоты. Однако физически выполнение этого условия

невозможно. Действительно, если принять $f_k/f_r = 0$, коэффициенты y_3 и y_4 также будут равны нулю. Будет также равно нулю второе слагаемое формулы (4.4). Но при этом в целом $y_2 \neq 0$, так как первое слагаемое $(1 + V_r/V)^2$ ни при каких соотношениях V_r/V не может быть равно нулю. Частотная характеристика будет максимально приближена к плоской, если одновременно привести к нулю возможно большее количество коэффициентов y . Необходимо иметь в виду, что при $f > f_r$, т. е. выше резонансной частоты головки громкоговорителя, наибольший вес будет иметь коэффициент y_1 , и в меньшей степени y_2 , так как составляющая f_r/f будет убывать тем быстрее, чем выше показатель степени, и вклад составляющих с высоким показателем степени будет мал.

Для закрытой акустической системы естественно принять, что отношение $f_k/f_r = 0$, так как акустический элемент корпуса представлен только гибкостью C_k , т. е. корпус собственного резонанса не имеет. В этом случае коэффициенты $y_3 = y_4 = 0$ и

$$\eta = [1 + y_1 (f_r/f)^2 + y_2 (f_r/f)^4]^{-1}, \quad (4.8)$$

что соответствует фильтру верхних частот второго порядка. Действительно, если гибкости C_k и C_r объединить в одну эквивалентную гибкость

$$C' = (C_k C_r) (C_k + C_r)^{-1}, \quad (4.9)$$

то акустическая система представляет собой фильтр второго порядка. Для того чтобы получить в этом случае максимально плоскую частотную характеристику, необходимо коэффициент y_1 , как наиболее влияющий на частотную характеристику, приравнять нулю. Тогда из формулы (4.3) при $y_1 = 0$ определим

$$Q = 1/\sqrt{2(1 + V_r/V)}, \quad (4.10)$$

откуда следует, что при $V \rightarrow \infty$, т. е. при неограниченном росте объема корпуса $Q \rightarrow 0,707$. Следовательно, плоскую линейную характеристику можно получить при добротности головки громкоговорителя не более 0,707. В зависимости от эквивалентного акустического объема V_r и добротности Q из формулы (4.10) находим оптимальный объем корпуса

$$V = V_r/(1/2Q^2 - 1). \quad (4.11)$$

Для закрытого корпуса при $y_1 = 0$ коэффициент

$$\eta_2 = [1 + (1 + V_r/V)^2 (f_r/f)^4]^{-1}, \quad (4.12)$$

откуда легко определить частоту среза f_c при условии $\eta_2 = 0,5$, что соответствует спаду частотной характеристики на 3 дБ;

$$f_c = f_r \sqrt{1 + V_r/V}. \quad (4.13)$$

С учетом выражения (4.11) формула (4.13) принимает вид

$$f_c = 0,707 f_r / Q. \quad (4.14)$$

Таким образом, частота среза может быть равна частоте резонанса головки громкоговорителя только при предельном значении добротности $Q = 0,707$, что можно реализовать в бесконечно большом корпусе.

Определим резонансную частоту головки громкоговорителя в закрытом корпусе, т. е. резонансную частоту акустической системы f_p . Для головки громкоговорителя резонансная частота определяется как

$$f_r = 1/(2\pi \sqrt{M_r C_r}), \quad (4.15a)$$

а для головки громкоговорителя в закрытом корпусе

$$f_p = 1/(2\pi \sqrt{M_r C'}), \quad (4.15b)$$

где C' находится по формуле (4.9).

Из формул (4.15a и 4.15b) легко определить

$$f_p = f_r \sqrt{1 + C_r/C_k} = f_r \sqrt{1 + V_r/V_k}. \quad (4.16)$$

Из сравнения формул (4.13) и (4.16) видно, что частота среза и резонансная частота акустической системы совпадают. Таким образом, только по резонансной частоте головки громкоговорителя и ее добротности можно рассчитать резонансную частоту акустической системы и частоту среза и тем самым определить ход частотной характеристики в области низких частот.

Если для головки громкоговорителя Q , f_r и V_r неизвестны, то необходимо измерить эти величины. Для определения добротности Q с достаточной степенью точности можно применить импедансный метод. В схеме измерения (рис. 4.3) $R2$ — магазин сопротивлений с классом точности не менее 0,5. Резистор должен иметь сопротивление $R_1 \leq 0,05 Z_{\min}$, где Z_{\min} — наименьшее значение модуля полного сопротивления головки громкоговорителя. Практически $R_1 = 0,1 \dots 0,2$ Ом.

Порядок измерения следующий. Сигнал со звукового генератора 1 через усилитель мощности 2 подается на головку громкоговорителя Γp .

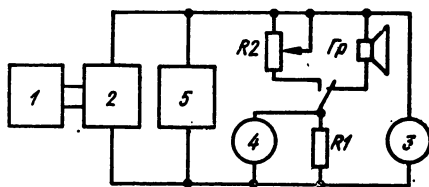


Рис. 4.3

В процессе измерения этот сигнал контролируется при помощи вольтметра 3 и поддерживается в течение всего измерения постоянным. Медленно изменяя частоту генератора от низших частот к высшим, измеряют при помощи вольтметра 4 напряжение на резисторе $R1$, который при помощи переключателя подсоединен к головке громкоговорителя. Находят такое значение напряжения, при котором показание вольтметра 4 минимально u_{\min} , что соответствует максимальному значению модуля полного электрического сопротивления. Не изменяя частоты, переключателем подключают резистор $R1$ к магазину сопротивлений $R2$ и подбирают такое сопротивление, при котором на резисторе $R1$ получается напряжение, равное u_{\min} . Полученное сопротивление будет равно максимальному значению модуля полного электрического сопротивления Z_{\max} . Переключив резистор $R1$ на головку громкоговорителя, продолжают увеличивать частоту до тех пор, пока на

резисторе $R1$ не будет получено максимальное напряжение u_{\max} . Затем подключают $R1$ к магазину сопротивлений $R2$ и устанавливают с его помощью на $R1$ напряжение u_{\max} , получая, таким образом, минимальное значение модуля полного электрического сопротивления Z_{\min} , так как оно равно установленному значению $R2$.

Частотомером δ определяют частоту f_r резонанса головки громкоговорителя, которой соответствует значение Z_{\max} . Затем необходимо найти частоту f_1 , на которой модуль полного электрического сопротивления

$$Z_1 = Z_{\min} \sqrt{Z_{\max}/Z_{\min}}.$$

Для этого находят соответствующее этой величине напряжение

$$u_1 = \sqrt{u_{\max} u_{\min}}$$

и устанавливают его на резисторе $R1$, предварительно подключив его к головке громкоговорителя, изменением частоты генератора. После установки напряжения u_1 частотомером δ измеряют полученную таким образом частоту f_1 . Затем разность частот $\Delta f = f_1 - f_r$ и значения Z_{\min} и Z_{\max} подставляют в формулу

$$Q = \sqrt{\frac{Z_{\min}}{Z_{\max}}} \frac{1 + (\Delta f/f_r)}{2 (\Delta f/f_r) + (\Delta f/f_r)^2} \quad (4.17)$$

и находят добротность головки громкоговорителя. Для получения наиболее точного значения добротности измерения желательно производить при установке головки громкоговорителя на экране размером 1600×1350 мм для учета влияния присоединенной массы воздуха. Установка на экране не изменяет резонансную частоту головки, как это следует из формулы (4.11). При измерениях необходимо подключать головку к усилителю проводом той же длины и площади сечения, которым будет снабжена акустическая система, так как практически сопротивление подсоединенного провода составляет $0,4 \dots 1$ Ом и влияет на добротность. Если низкочастотное звено акустической системы содержит разделительный фильтр и его активное сопротивление окажется более $0,5$ Ом, то необходимо также учесть при измерении добротности головки громкоговорителя это сопротивление.

Уровень сигнала, подаваемого при измерениях, должен быть

$$u = \sqrt{0,1WR} \text{ при } W > 1 \text{ Вт};$$

$$u = \sqrt{W_0 R} \text{ при } 0,1 \text{ Вт} < W < 1 \text{ Вт},$$

где W — номинальная мощность головки громкоговорителя; W_0 — стандартная мощность, равная $0,1$ Вт.

Определить эквивалентный объем акустической гибкости можно двумя способами. Первый способ — использовать корпус, объем V которого точно определен. В этот корпус вставляют измеряемую головку и находят ее резонансную частоту f_p . Затем, исходя из формулы

$$(4.16), \text{ находят эквивалентный объем } V_r = V \left[\left(\frac{f_p^2}{f_r^2} \right)^2 - 1 \right]. \text{ При этом}$$

следует иметь в виду, что объем корпуса должен быть уменьшен на

величину, равную объему головки. В корпусе не должно быть поглощающего материала, а также щелей и других отверстий. Другой способ — к диффузору головки прикрепить груз известной массы M_d . Масса груза должна быть 5...20 г, в зависимости от предполагаемой массы подвижной системы. Измеряют значение частоты резонанса головки с дополнительным грузом f_d и определяют массу подвижной системы по формуле

$$M_r = M_d / [(f_r^2 / f_d^2) - 1]. \quad (4.18)$$

Затем по формулам (4.18) и (4.7) находят эквивалентный объем

$$V_r = \rho c^2 [(f_r^2 / f_d^2) - 1] (4\pi f_r^2 M_d)^{-1}. \quad (4.19)$$

По найденным значениям Q и V_r определяют необходимый объем корпуса, а также резонансную частоту акустической системы.

3. РАСЧЕТ КОРПУСОВ ФАЗОИНВЕРСНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Для расчета корпуса с фазоинверсным отверстием необходимо рассмотреть эквивалентную схему, показанную на рис. (4.2, а, в). В соответствии с этой схемой M_k — масса воздуха, движущегося в фазоинверсной трубе. Корпус акустической системы в этом случае будет иметь собственный резонанс, частота которого $f_k = 1/2\pi \sqrt{M_k C_k}$. Максимально гладкая частотная характеристика будет тогда, когда наибольшее количество коэффициентов y будет равно 0. Для фазоинверсного корпуса накладывается ограничение $y_4 \neq 0$, так как $y_4 = (f_k / f_r)^4$ и $f_k \neq 0$, т. е. возможно условие $y_1 = y_2 = y_3 = 0$, при котором решение уравнений (4.3) — (4.5) дает $Q = 0,383$; $V_r / V = 1,41$; $f_k / f_r = 1$. В этом случае получается максимально плоская частотная характеристика и коэффициент

$$\eta_2 = [1 + (f_r / f)^8]^{-1}. \quad (4.20)$$

Отсюда следует, что форма частотной характеристики определяется отношением f_r / f . Частота среза f_c , на которой наблюдается спад частотной характеристики на 3 дБ, из формулы (4.20) определяется как $f_c = f_r$. Таким образом, у фазоинверсной акустической системы, имеющей максимально гладкую частотную характеристику, резонансная частота корпуса и частота среза частотной характеристики равны резонансной частоте головки громкоговорителя.

Добротность головки не всегда будет оптимальной, т. е. $Q = 0,383$, поэтому полученные гладкие частотные характеристики не будут максимально плоскими. Такие характеристики получаются при выполнении условия $y_1 = y_2 = 0$. Решение уравнений (4.3), (4.4), приводит к следующим соотношениям:

$$V_r / V = [(0,75 / Q^2) - 1] [2(1 - Q^2)]^{-1} - 1; \quad (4.21)$$

$$f_k / f_r = \sqrt{0,125 / (1 - Q^2)} / Q, \quad (4.22)$$

из которых видно, что объем корпуса и резонансная частота однозначно определяются значением добротности. Из выражения (4.21) можно

получить предельное значение Q , при котором реализуются плоские характеристики. Для физической реализации фазоинверсной системы должно выполняться неравенство

$$[(0,75/Q^2) - 1]/2(1 - Q^2) > 1,$$

откуда получается $Q < 0,563$, т. е. плоские частотные характеристики можно реализовать только при этом условии. В случае, когда $Q < 0,383$, резонансная частота корпуса и соответственно частота среза повышаются, а объем корпуса — уменьшается; когда $0,383 < Q < 0,563$, резонансная частота корпуса и частота среза становятся меньше f_r , а размер корпуса — больше, чем при максимально плоской частотной характеристике, но появится небольшой подъем около 0,5 дБ на частотной характеристике. Если $Q > 0,563$, то на частотной характеристике появится подъем на 1 дБ при $Q = 0,61$, и на 6 дБ при $Q = 1$. Наличие подъема приводит к появлению переход-

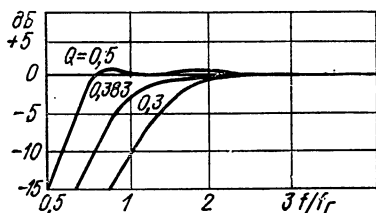


Рис. 4.4

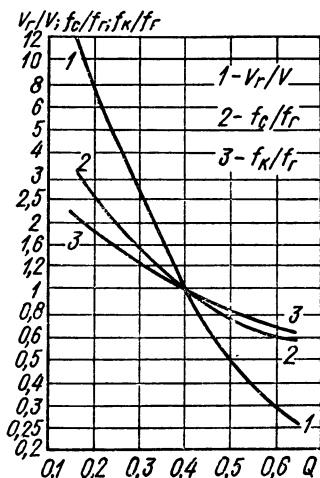


Рис. 4.5

ных искажений, что субъективно воспринимается как «бубнение». На рис. 4.4 показаны плоские частотные характеристики при различных добротностях головки громкоговорителя.

По формулам (4.21) и (4.22) можно рассчитать основные параметры фазоинверсной системы приблизительно, так как принималось, что добротность корпуса $Q_k = \infty$. Практически реализовать такой корпус невозможно из-за неизбежных потерь в нем. При правильном изготовлении корпуса можно получить добротность $Q_k \approx 10$. Для этого случая используется расчетная номограмма (рис. 4.5). Для определения объема корпуса необходимо провести вертикальную прямую из точки, соответствующей добротности, до пересечения с кривой 1.

Аналогично по этому рисунку можно найти значения для частоты среза (кривая 2) и резонансной частоты корпуса (кривая 3), проводя вертикальную прямую вверх до пересечения с кривыми, выражающими зависимость f_c/f_r и f_k/f_r . Приведенный расчет приблизительный, так как заранее не известна добротность корпуса. После изготовления акустической системы можно определить добротность корпуса. Если она будет близка к 10, то можно считать, что расчет произведен точно. При изменении добротности корпуса в два раза для получения плоской

частотной характеристики объем корпуса должен быть изменен на $\pm 3\%$, частота резонанса — на $\pm 5\%$.

Если учесть, что параметры головок имеют некоторый разброс, то в пределах добротностей корпуса $Q_k = 6 \dots 25$ фазоинверсную систему можно изготовить с параметрами, мало отличающимися от расчетных. При этом необходимо соблюсти оптимальность соотношений основных параметров V_r/V , Q и f_k/f_r . При отклонении величины Q от оптимальной Q_0 на частотной характеристике при $Q/Q_0 = 2$ наблюдается подъем 6 дБ при $Q/Q_0 = 0,5$ — провал 6 дБ на частоте, соответствующей второму максимуму модуля полного электрического сопротивления (рис. 4.6, а).

При отклонении отношения V_r/V от оптимального $(V_r/V)_0$ в два раза в области частоты среза появится завал частотной характеристики на 6 дБ, а при отклонении, равном

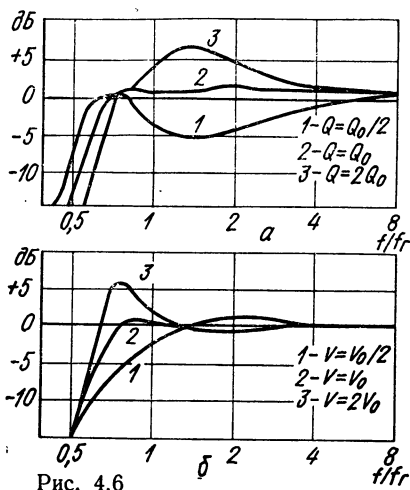


Рис. 4.6

0,5, на той же частоте появится подъем на 6 дБ, как это видно из рис. 4.6, б. Из рис. 4.6, в следует, что в случае отклонения отношения f_k/f_r от оптимального $(f_k/f_r)_0$ при $(f_k/f_r)/(f_k/f_r)_0 = 0,65$ вблизи частоты среза появится завал, равный 6 дБ, и при $(f_k/f_r)/(f_k/f_r)_0 = 1,5$ появится подъем на 6 дБ, причем максимум подъема сместится в область более высоких частот.

По формуле

$$l_r/S_r = 3097/f_k^2 V, \quad (4.23)$$

где l_r и S_r — соответственно длина и площадь трубы фазоинвертора, находится длина этой трубы. Трубу следует делать возможно более короткой, для чего необходимо уменьшить площадь сечения, но так, чтобы она была не менее величины

$$S_r = (3790 \pi f_r^{3/2} V_r^{1/2} W_r) / (c^{3/2} f_k Q_r^{1/2}),$$

где W_r — номинальная мощность головки громкоговорителя.

Определив площадь сечения трубы, по формуле (4.23) находят длину трубы фазоинвертора. Из-за соколеблющейся массы воздуха вблизи отверстия эффективная длина трубы возрастает на величину $l_n = 1,7 \sqrt{S_r/\pi}$. Поэтому фактическая длина трубы $l_\phi = l_r - l_n$. Объем воздуха в корпусе V определяется как разность геометрического объема и объемов, занимаемых головками громкоговорителей, трубой фазоинвертора и другими предметами, находящимися внутри корпуса.

4. ФАЗОИНВЕРТОР С ПАССИВНЫМ ИЗЛУЧАТЕЛЕМ

Фазоинверсная акустическая система с пассивным излучателем представляет собой разновидность фазоинверсной системы, в которой вместо трубы роль акустической массы выполняет диафрагма. Такую диафрагму можно выполнить специально или использовать диффузор стандартного громкоговорителя, у которого изъят магнит, звуковая катушка и центрирующая шайба. Пассивный излучатель в эквивалентной схеме (рис. 4.2, в) можно представить элементами C_n и M_n ; вместе с гибкостью объема V он создает комплексное сопротивление $Z_{кп}$. Поэтому эквивалентная схема представляет фильтр пятого порядка.

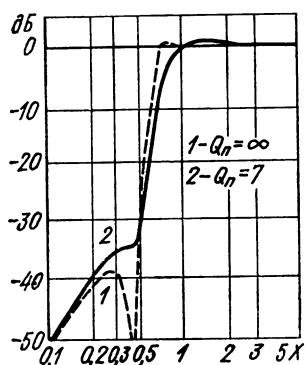


Рис. 4.7

Для приближенного расчета в работе [26] приводятся номограммы, позволяющие получить необходимый результат.

На некоторой частоте при взаимодействии пассивного излучателя с громкоговорителем акустическое излучение полностью компенсируется. Ниже этой частоты излучение системы восстанавливается. Это иллюстрируется частотной характеристикой системы с пассивным излучателем, рассчитанной без учета потерь (рис. 4.7, кривая 1).

Для удобства расчета вводится понятие нормированной частоты, на которой наблюдается нулевое излучение

$$x = f_n / f_r, \quad (4.24)$$

где f_n — собственная резонансная частота пассивного излучателя.

Нормированную частоту можно определить через параметры головки громкоговорителя и пассивного излучателя

$$x = \sqrt{(C_r M_r) / (C_n M_n)}. \quad (4.25)$$

Из рис. 4.7 и формулы (4.25) видно, что нормированная частота должна быть возможно ниже частоты среза с тем, чтобы обеспечивалось эффективное излучение в области низких частот, что можно достичь увеличением массы и гибкости пассивного излучателя. Однако существенно снизить собственную частоту резонанса пассивного излучателя конструктивно непросто. При увеличении массы увеличивается и деформация подвеса, что сказывается на подвижности пассивного излучателя. К аналогичным результатам приводит и увеличение гибкости. Исходя из этого можно принять величину $x = 0,2 \dots 0,6$. При этом необходимую гибкость обеспечивает стандартный латексный подвес диффузора, а необходимую массу можно получить приклеиванием к диффузору дополнительного груза.

Для получения плоской частотной характеристики $N = 0$ дБ необходимо иметь головку с добротностью $0,3 \dots 0,4$. Если допускается неравномерность частотной характеристики $N = 0,5$ дБ, можно использовать головку с добротностью $0,4 \dots 0,5$. Методы измерения основных параметров головок изложены в гл. 4.2. Можно использовать в качестве пассивного излучателя диффузор от применяемой головки. Оп-

ределить параметры пассивного излучателя можно следующим образом. Расположить пассивный излучатель напротив какого-либо громкогоговорителя на расстоянии 0,4...0,5 м. На пассивном излучателе закрепить вибродатчик массой M_b . Изменяя плавно частоту, по максимуму сигнала вибродатчика определить резонансную частоту f_n . Затем приклеить к диффузору точно известную массу (порядка (5...10) 10^{-3} кг) и, произведя аналогичное измерение, получить значение резонансной

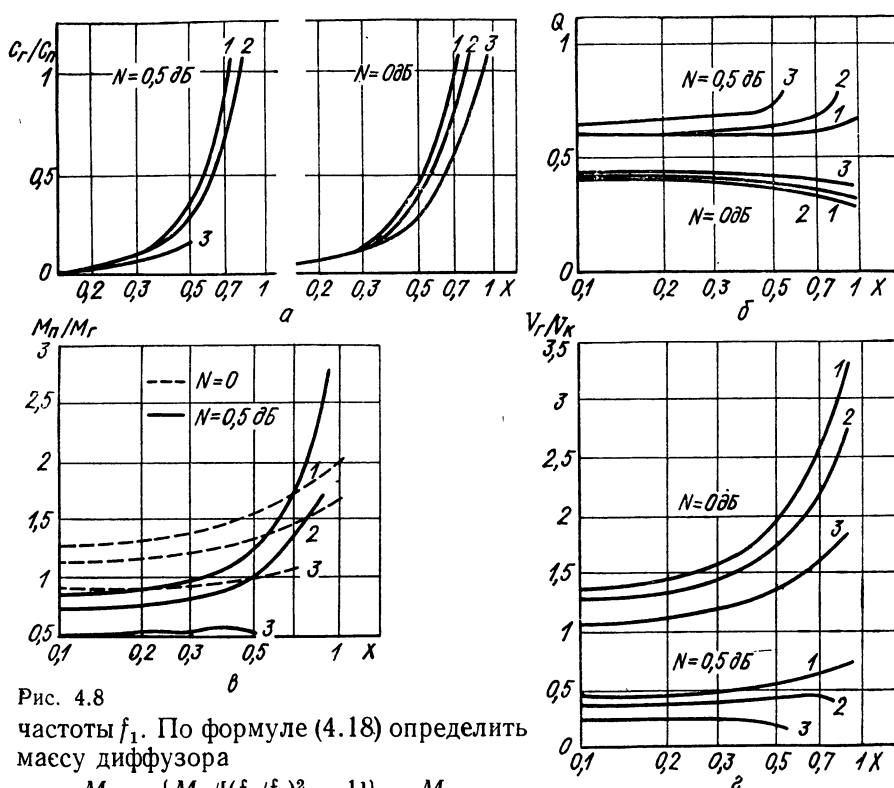


Рис. 4.8

частоты f_1 . По формуле (4.18) определить массу диффузора

$$M_n = \{M_d / [(f_n/f_1)^2 - 1]\} - M_b.$$

При отсутствии вибродатчика можно с меньшей точностью провести подобные измерения, наблюдая за колебанием пассивного диффузора визуально, освещая его прерывистым светом для получения стробоскопического эффекта. Зафиксировать частоты, на которых будут наблюдаться резонансные колебания, и вычислить M_n , опустив в этом случае величину M_b . По формуле (4.15) вычислить значение гибкости C_n .

Параметры акустической системы определяют по номограммам, показанным на рис. 4.8, а — г. Эти номограммы представлены семействами кривых, параметром которых является добротность корпуса Q_k , равная 5; 10; 20 (соответственно кривые 3, 2, 1). Добротность пассивного излучателя Q_n принимается равной ∞ . Основным параметр — нормированная частота x — определяется по номограмме на рис. 4.8, а.

Гибкость подвижной системы громкоговорителя и пассивного излучателя — параметр, управлять которым практически невозможно, поэтому полагают гибкость подвеса громкоговорителя и пассивного излучателя заданными и по номограмме на рис. 4.8, а определяют нормированную частоту исходя из соотношения C_r/C_n .

Полученное значение нормированной частоты и известное значение добротности головки Q_r позволяют определить по номограмме (рис. 4.8, б) тип частотной характеристики по заданной добротности корпуса. Если возможно попасть в допуски по этой номограмме, то необходимо переходить к дальнейшему расчету. Если нет, то отказаться от предполагаемой головки или пассивного излучателя и выбрать другие. Начальную стадию расчета необходимо повторить.

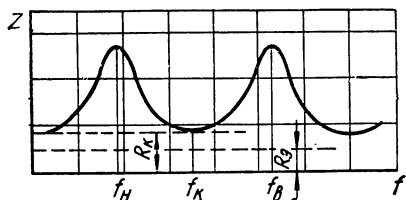


Рис. 4.9

По номограмме на рис. 4.8, в определяют массу подвижной системы пассивного излучателя, исходя из массы подвижной системы головки громкоговорителя и типа частотной характеристики. По номограмме на рис. 4.8, г находят необходимый объем корпуса акустической системы из соотношения объема корпуса к эквивалентному объему головки. Приведенные соотношения находят в виде точки пересечения вертикальной прямой, проведенной из заданного значения нормированной частоты, с кривыми, соответствующими выбранному типу частотной характеристики и добротности корпуса.

Добротность акустической системы определяют следующим образом. По схеме измерения (см. рис. 4.3) находят величины, определяющие добротность корпуса по формуле

$$Q_k = \frac{f_k V}{f_r V_r Q_l} \left[\frac{(R_r - R_k) R_3}{(R_r - R_3)(R_k - R_3)} \right], \quad (4.26)$$

где f_k — резонансная частота корпуса; f_r — резонансная частота головки; R_r — сопротивление головки на частоте f_r ; R_k — минимальное значение модуля полного электрического сопротивления на частоте f_k ; R_3 — сопротивление катушки головки постоянному току.

Ряд параметров, входящих в эту формулу, определяют из частотной характеристики модуля полного электрического сопротивления фазоинверсной акустической системы (рис. 4.9). Через параметры резонансных частот f_H , f_B и f_K определяют отношение

$$V/V_r = (f_B f_H)^2 / [(f_B^2 - f_K^2)(f_K^2 - f_H^2)], \quad (4.27)$$

где f_H , f_B — частоты первого и второго максимумов модуля полного электрического сопротивления.

Величина Q_l — часть полной добротности, обусловленная электромагнитным торможением звуковой катушки в магнитном поле, определяется из выражения

$$1/Q_l = (1/Q) - (1/Q_m), \quad (4.28)$$

$$\text{где } Q_m = \sqrt{Z_{\max}/Z_{\min}} [1 + (\Delta f/f_r)] / [2\Delta f/f_r + (\Delta f/f_r)^2] \quad (4.29)$$

— механическая добротность подвижной системы головки громкоговорителя.

Величины, входящие в формулу (4.29), измеряют по схеме, показанной на рис. 4.3, способом, описанным в гл. 4.2. Электрическую добротность Q_l получают после подстановки в выражение (4.28) значений из формул (4.17) и (4.29). После преобразований

$$Q_l = \left(\frac{V \sqrt{Z_{\max} Z_{\min}}}{Z_{\max} - Z_{\min}} \right) \frac{1 + (\Delta f/f_r)}{2\Delta f/f_r + (\Delta f/f_r)^2}. \quad (4.30)$$

Таким образом, проведя предварительные вычисления по формулам (4.27) и (4.30) и подставив результаты в выражение (4.26), получают значение добротности корпуса. Если результат расчета окажется близок к предположенному с точностью до 50%, можно считать, что акустическая система соответствует расчету.

Добротность пассивного излучателя незначительно влияет на частотную характеристику акустической системы. Из рис. 4.7 (кривая 2) следует, что частотная характеристика в целом сохраняется, но в области частот среза уровень спадает на 2 дБ при добротности $Q_n = 7$ и в области частот вблизи $x = 0,45$ излучение полностью не компенсируется, т. е. провал в частотной характеристике несколько сглаживается. При дальнейшем уменьшении добротности провал будет сглаживаться, но при этом будет уменьшаться отдача вблизи частоты среза. Таким образом, можно принять, что добротность пассивного излучателя порядка 10...20 является оптимальной. Обычно в реальных условиях $Q_n = 10...20$, если пассивный излучатель не задемпфирован слишком плотной тканью, закрывающей отверстие этого излучателя.

5. РАСЧЕТ ЛАБИРИНТНОЙ АКУСТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Лабиринтная акустическая система представляет собой свернутую трубу, через которую колебания тыльной стороны головки громкоговорителя поступают в окружающую среду, где складываются с колебаниями фронтальной стороны головки, чем достигается улучшение отдачи на низких частотах, т. е. система является по существу фазоинверсной. Схема лабиринтной акустической системы показана на рис. 4.10 (H — высота, a — ширина, b — глубина корпуса). Для расчета такой системы необходимо, чтобы лабиринт представлял собой узкую трубу, т. е. диаметр лабиринта должен быть $d \ll 0,61\lambda$ или каждая сторона, если лабиринт в сечении представляет собой прямоугольник, была $a \ll 0,5\lambda$. Это условие можно считать достаточным при $d = a < 0,1\lambda$.

Условие распространения волны в узкой трубе не зависит от того, прямая ось трубы или труба будет выполнена в виде лабиринта [6].

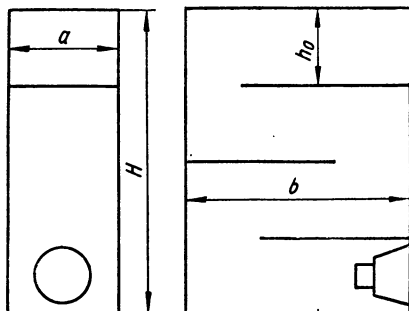


Рис. 4.10

Длина волны в лабиринте соизмерима с длиной лабиринта и поэтому его можно представить в виде системы с распределенными параметрами. Так как лабиринт является открытой с двух сторон трубой, его входное сопротивление [5]

$$Z_k = (j\rho c/S) \operatorname{tg} 2\pi l/\lambda, \quad (4.31)$$

где S — площадь сечения трубы; l — длина трубы; λ — длина волны.

Из этого выражения следует, что входное сопротивление знакопеременно, причем при $l/\lambda < 0,25$ труба представляет собой акустическую массу, в пределах $0,25 < l/\lambda < 0,5$ — гибкость, при $l/\lambda = 0,25$ — бесконечное сопротивление, при $l/\lambda = 0,5$ акустическое сопротивление трубы равно 0. По мере увеличения отношения l/λ знак и величина сопротивления также будут периодически меняться.

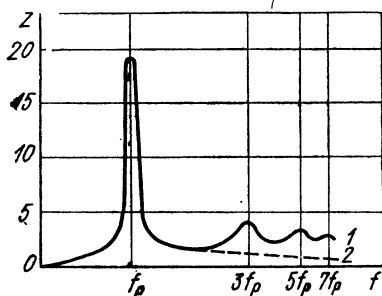


Рис. 4.11

В трубе с потерями входное сопротивление не достигает бесконечности и нуля и характер его изменения имеет вид, показанный на рис. 4.11 (кривая 1). Для линии с потерями на определенных частотах в трубе возникает резонанс, аналогичный резонансу параллельного контура с сосредоточенными параметрами [13]. Резонансная кривая такого контура показана на рис. 4.11 (кривая 2).

Вблизи первой резонансной частоты кривые входного сопротивления трубы и контура практически совпадают, поэтому лабиринт можно интерпретировать в виде контура, соответствующего фазоинверсной системе с объемом V и массой трубы M_k . Таким образом, для расчета лабиринтной системы можно использовать расчетные соотношения, приведенные в гл. 4.3. Основное значение для расчета лабиринтной системы имеет первый резонанс, определяемый условием

$$c/f_k = \lambda = 4l. \quad (4.32)$$

Расчет начинают с определения возможной добротности корпуса по формуле [6]

$$Q_k = 4l^2/\pi d^2(2N - 1), \quad (4.33)$$

где N — номер резонанса; d — диаметр трубы, эквивалентной площади сечения лабиринта.

Для удобства расчета эту формулу можно представить в другом виде:

$$Q_k = l^3/V(2N - 1).$$

Если принять, что высококачественная акустическая система может иметь примерно следующие параметры: $f_k = 50$ Гц и $V = 30$ дм³, то добротность на первом резонансе будет $Q_k = 200$. Активные потери в корпусе могут снизить эту величину в несколько раз, но все же ее добротность будет достаточно большой, что позволит применить для расчета формулы (4.21) и (4.22).

Учитывая параметры головки Q , V_r , f_r , находят значения объема корпуса системы V и резонансную частоту f_k . По формуле (4.32) находят эффективную длину трубы лабиринта, представляющую собой сумму

$$l = l_r + \Delta l,$$

где l_r — собственно длина трубы лабиринта; Δl — поправка, вызванная краевым эффектом открытого конца трубы, определяемая с достаточной степенью точности как $\Delta l = 1,7 \sqrt{V/\pi l}$. По найденному значению l_r находят сечение трубы $S = V/l_r$.

Из схемы лабиринта (см. рис. 4.10) следует, что внутренний объем корпуса разделен рядом перегородок. Перегородки должны быть расположены так, чтобы площадь сечения трубы была равна S во всех ее частях. Обозначим внутреннюю высоту корпуса h , ширину a и длину l , тогда объем корпуса $V = abh$. При этом должно выполняться соотношение

$$l_r = kb, \quad (4.34)$$

где k — количество отрезков трубы, образованных перегородками. Длина перегородок

$$l_n = b - (S/a); \quad (4.35)$$

высота системы $H = h_0 k$, где $h_0 = S/a$ — высота каждого отрезка трубы. Тогда высоту системы можно выразить как

$$H = nS/a. \quad (4.36)$$

Обычно выбирают отношение высоты H к ширине a в пределах $m = 1,5 \dots 2$, но в общем случае это отношение имеет вид $h = ma$, поэтому формулу (4.36) можно представить как

$$k = ma^2/S, \quad (4.37)$$

т. е. при заданном произвольном значении m и выбранной ширине акустической системы a определяют количество отрезков, из которых состоит лабиринт. Ширина акустической системы должна быть больше диаметра головки d_r , т. е. $a = d_r + (10 \dots 30)$ мм.

По формулам (4.34) и (4.37) находят длину акустической системы

$$b = l_r/k = V/ma^2. \quad (4.38)$$

Конструктивный объем должен быть больше вычисленного на величину, занимаемую головкой и пластинами перегородок. Объем, занимаемый пластинами, определяется по формуле

$$\Delta V = l_n a (k - 1) t = at [b - (S/a)] (k - 1),$$

где t — толщина пластины (обычно 4...6 мм).

При определении количества отрезков трубы по формуле (4.37) значение m может оказаться не целым числом. Поэтому его округляют до ближайшего целого числа и уточняют конструктивные параметры по формулам (4.37) и (4.38).

6. ПРЕИМУЩЕСТВА И НЕДОСТАТКИ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Одним из основных параметров акустических систем является частотная характеристика в области низких частот. При определенном типе головки низкочастотного громкоговорителя и рассчитанном по ее параметрам корпусе частотные характеристики, оптимальные с точки зрения линейности, будут отличаться в зависимости от вида корпуса. На рис. 4.12 показаны АЧХ для фазоинверсной системы с трубой (кривая 1) и с пассивным излучателем (кривая 2), для закрытой акустической системы (кривая 3). Добротность головки $Q_g = 0,63$, добротность корпусов $Q_k = 89$ и добротность пассивного излучателя $Q_n = 7$.

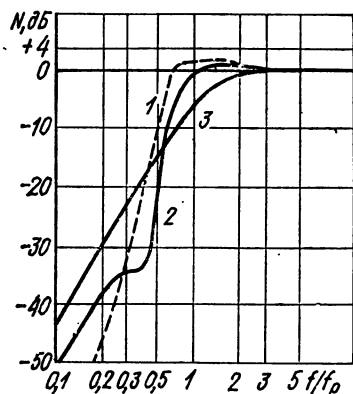


Рис. 4.12

Из сопоставления кривых 1 и 2 видно, что фазоинверсная система с трубой воспроизводит более широкий диапазон частот, чем система с пассивным излучателем. Кроме того, крутизна спада у системы с трубой меньше, чем у системы с пассивным излучателем, поскольку первая из них представляется фильтром четвертого порядка, а вторая — пятого.

Из сопоставления кривых 1 и 2 видно, что фазоинверсная система с трубой воспроизводит более широкий диапазон частот, чем система с пассивным излучателем. Кроме того, крутизна спада у системы с трубой меньше, чем у системы с пассивным излучателем, поскольку первая из них представляется фильтром четвертого порядка, а вторая — пятого.

Лабиринтная система эквивалентна фазоинверсной, системе с трубой, но в области частот, выше резонансной, имеет ряд спадающих по амплитуде максимумов излучения на частотах $(2N - 1) f_k$. Эти максимумы определяют неравномерность АЧХ порядка нескольких децибел. Параметры лабиринтной системы определяются конструкцией корпуса и поэтому настройка такой системы очень затруднена. Конструктивная и технологическая сложность изготовления и настройки корпусов лабиринтных систем определила их малую применяемость. Наилучшие акустические характеристики при достаточной простоте изготовления и настройки имеет фазоинверсная система с трубой, что объясняет ее широкое применение.

Из сравнения фазоинверсных и закрытых акустических систем следует (рис. 4.12), что закрытые системы существенно уступают фазоинверсным по отдаче на низких частотах, так как имеют значительно более высокую частоту среза. Однако закрытые системы имеют меньшую крутизну спада и на частотах ниже $0,4...0,5 f_p$ более высокую отдачу. Для высококачественных закрытых систем используются головки с резонансными частотами 25...35 Гц, что приводит к заметной отдаче на частотах порядка 15...20 Гц, но является определенным недостатком, так как на этих частотах имеются помехи, например, типа рокота двигателей ЭПУ. Поэтому в некоторых высококачественных усилителях устанавливают низкочастотные фильтры, подавляющие этот диапазон частот. Фазоинверсные акустические системы практически такие частоты не излучают вследствие большой крутизны спада частотных характеристик, что является их преимуществом.

7. КОНСТРУКЦИЯ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

По результатам расчетов, приведенных выше, определяются общие требования к акустическим свойствам корпусов акустических систем. Только в случае применения лабиринтной системы расчет достаточно однозначно определяет конструкцию корпуса, в остальных случаях выбор конструкции произволен, хотя существуют некоторые рекомендации [4].

С точки зрения акустических свойств форма внутреннего объема безразлична только на низких частотах, где линейные размеры меньше длины волны, но на средних частотах форма корпуса существенно вли-

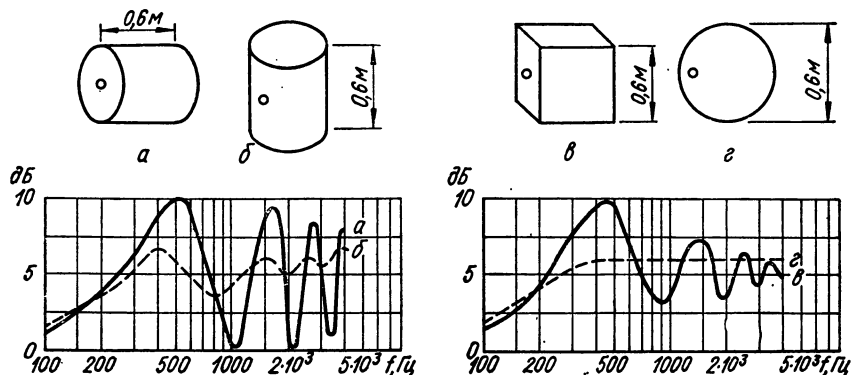


Рис. 4.13

яет на частотную характеристику. Во-первых, значительное влияние оказывают интерференционные явления, вызванные взаимодействием поля, излучаемого головкой, и поля, образованного отражением от стенок корпуса. Проведенные исследования корпусов различных конфигураций показали, что наиболее равномерную частотную характеристику можно получить при использовании шарообразного корпуса. Различные варианты исполнения корпусов и частотные характеристики этих корпусов показаны на рис. 4.13.

Наихудшие результаты получаются при использовании корпуса в виде горизонтального цилиндра (рис. 4.13, а). Неравномерность частотной характеристики достигает 10 дБ на первом максимуме, частота которого соответствует длине волны, равной линейному размеру системы. Неравномерность частотной характеристики вызвана тем, что интерференционное поле в основном формируется передней панелью. Поэтому цилиндрическая система, у которой головка громкоговорителя размещена на цилиндрической поверхности (рис. 4.13, б), имеет более равномерную характеристику, вследствие того что передняя панель создает рассеянное поле, а плоские верхняя и нижняя поверхности влияют мало, так как мал уровень звука, отражаемого ими в направлении оси излучения головки.

Корпус кубической формы (рис. 4.13, в) также создает неудовлетворительную интерференционную картину, в результате чего возникает

большая неравномерность частотной характеристики. Минимальное влияние на частотную характеристику оказывает корпус шарообразной формы (рис. 4.13, а) вследствие равномерного рассеяния звука по всем направлениям. Однако изготовление шарообразной акустической системы значительного объема довольно сложно. Цилиндрический корпус изготовить значительно легче, так как вместо цилиндра можно применить многогранник и чем больше будет граней, тем ближе он по своим свойствам приблизится к цилиндру.

Один из способов уменьшения интерференционных явлений — максимальное сокращение площади передней панели, а также асимметричное расположение головки на панели. Из рис. 4.14 следует, что наименее благоприятно симметричное расположение головки.

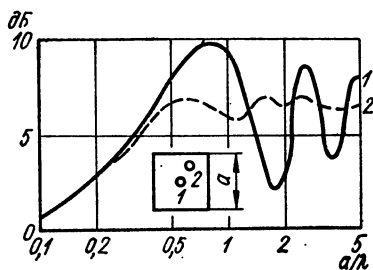


Рис. 4.14

нее благоприятно симметричное расположение головки. Неравномерность частотной характеристики можно снизить, за счет асимметричного расположения головки, на величину 6...7 дБ. Для улучшения частотной характеристики головку среднечастотного громкоговорителя также желательно размещать на передней панели асимметрично.

На неравномерность частотной характеристики влияют также резонансные явления внутри корпуса. При определенном соотношении линейных размеров корпуса и частоты сигнала в полости корпуса образуются стоячие волны, что приводит к появлению пиков и провалов. Для сферического корпуса такие искажения не характерны, но в корпусах прямоугольной формы они существенно ухудшают частотную характеристику. Основным способом уменьшения неравномерности АЧХ является снижение добротности корпуса в области резонансных частот. Практически это достигается введением в полость звукопоглощающего материала, который размещается равномерно внутри объема, либо наносится на стенки. Обычно используются вата, войлок, стекловолокно. Для этих материалов характерен малый показатель затухания: на низких частотах порядка 0,01...0,03, на средних — порядка 0,08...0,4. Для закрытых акустических систем рекомендуется применять такие материалы в количестве 8...10 кг на 1 м³ объема. В фазоинверсных системах звукопоглощающий материал необходимо размещать так, чтобы не была закрыта труба фазоинвертора и колебания тыльной стороны диффузора головки достигали трубы без заметного ослабления.

Плотное заполнение закрытых систем звукопоглощающим материалом типа стекловолокна приводит к почти полному устранению резонансных явлений вследствие резкого увеличения потерь. При этом происходит изотермический процесс распространения колебаний в звукопоглощающем материале, в результате которого уменьшается скорость звука c в такой среде в 1,2 раза по сравнению со скоростью в свободном пространстве. Вследствие уменьшения скорости звука увеличивается гибкость объема воздуха в корпусе примерно в 1,4 ра-

за, как это следует из выражения $C_k = V_k/\rho c^2$. Тем самым достигается расширение воспроизводимого диапазона частот, но одновременно уменьшается на 1...3 дБ уровень излучения на низких частотах. Заметные искажения частотной характеристики появляются в результате вибраций стенок корпуса. Стенки возбуждаются при воздействии на них звуковых колебаний, а также передаче вибрации непосредственно от головки. Колебания стенок имеют существенно нелинейный характер, что приводит к увеличению общего уровня нелинейных искажений. Основное средство уменьшения колебания стенок — увеличение их толщины. Для акустических систем высокого класса толщина стенок должна быть не менее 20...25 мм.

Для того чтобы уменьшить передачу возбуждения от стенки к стенке, необходимо обеспечить максимальную жесткость корпуса. При жестком креплении увеличивается значение резонансных частот, ослабить которые легче, чем низкочастотные. Современные акустические системы поэтому изготавливают неразборными и головки крепятся к панели снаружи.

Сборку корпусов производят при помощи шипового соединения с обязательной склейкой столярным клеем или клеем ПВА. Места стыков усиливают брусками, поставленными на клей и привинченными шурупами. Стенки желательно усиливать ребрами жесткости в виде брусков для повышения резонансных частот стенок. Следует также применять вибропоглощающие покрытия типа синтетического линолеума, рубероида, антишумовой мастики и т. д. Нанося вибропоглощающее покрытие толщиной 10 мм на внутреннюю поверхность корпусов, можно уменьшить звукоизлучение стенок на 10...15 дБ.

Необходимо обеспечить также тщательную герметизацию корпуса, так как даже незначительные отверстия заметно уменьшают отдачу на низких и средних частотах, приводят к щелевым потерям и уменьшению добротности корпуса. На рис. 4.15 показаны кривые, характеризующие влияние таких потерь на частотную характеристику в зависимости от величины отверстия. Кривая 1 соответствует потерям при отверстии 2 мм, а кривая 2 — 8 мм. Из рисунка видно, что потери могут достигать 4...5 дБ в области частот до 600 Гц, а в области частот 1000...3000 Гц наблюдается подъем 4...5 дБ за счет синфазного сложения излучений головки и отверстия. Общая неравномерность частотной характеристики достигает 9 дБ. При сборке корпуса необходимо места стыков и отверстия тщательно герметизировать специальным составом или пластилином. Громкоговорители должны крепиться через герметичную прокладку или устанавливаться на герметик.

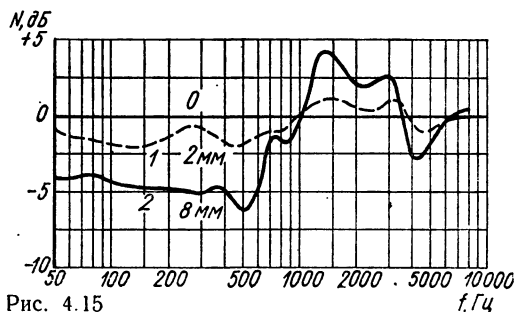


Рис. 4.15

Определенное влияние на частотную характеристику оказывает декоративное оформление, выполненное в виде решеток или радио-

тканей. При наличии мелких и глубоких отверстий в решетках или плотной радиоткани на низких и высоких частотах может появиться ухудшение отдачи на 3...5 дБ. Кроме того, решетки могут резонировать, что проявится в виде дребезга и призвуков. Поэтому в высококачественных системах лучше всего не применять декоративные элементы или делать их легко съемными с тем, чтобы во время работы системы их можно было снимать.

Панель с головками нельзя устанавливать так, чтобы по периметру получалось подобие козырька, который создает отражение, ухудшающее за счет интерференционных явлений частотную характеристику. Величина неравномерности в этом случае может достигать 5...10 дБ.

8. РАЗДЕЛИТЕЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ГОЛОВОК ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ МНОГОПОЛОСНЫХ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Акустические системы категории Hi-Fi содержат несколько головок громкоговорителей, каждая из которых воспроизводит определенную полосу частот. Поэтому головки включаются через разделительные фильтры, ограничивающие частотные диапазоны подаваемого на головки электрического напряжения. Пример схемы трехполосного фильтра показан на рис. 4.16. Низкочастотное звено состоит из элементов $L1$, $C1$, среднечастотное — из $L2$, $L3$, $C2$, $C3$ и высокочастотное — $L4$, $C4$. Все звенья представляют собой фильтры второго порядка, которые обеспечивают при частотно-независимой нагрузке крутизну

спада вне полосы пропускания 12 дБ на октаву.

При выборе частот разделения необходимо иметь в виду, что расширение полосы воспроизведения одним звеном сужает полосу другого звена. Это приводит к перераспределению энергии, подводимой к акустической системе, между звеньями. Например, если ввести частоту раздела 200 Гц, то нагрузка среднечастотной головки будет в 1,5 раза больше, чем низкочастотной, которая будет недогружена. При этом потребуется более мощная среднечастотная головка. Выбирать

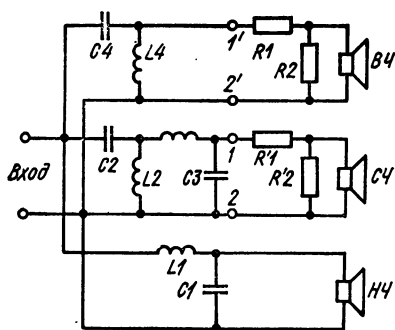


Рис. 4.16

частоту раздела слишком высокой нельзя, так как низкочастотная головка будет работать вне поршневого режима, вследствие чего появится значительная неравномерность частотной характеристики вблизи верхней границы диапазона и интермодуляционные искажения. Обычно у низкочастотных головок с диаметром диффузора 25...30 см граница поршневого диапазона не превышает 1 кГц. Исходя из этого частоту раздела между низко- и среднечастотными звеньями можно установить в диапазоне 800...1000 Гц. Эффективное воспроизведение до частот

5...6 кГц обеспечивают среднечастотные головки, от 5...6 до 25...30 кГц — высокочастотные.

Фильтр второго порядка при условии оптимального согласования с головками рассчитывается по формулам

$$L = Z_r / \sqrt{2} \pi f_R; \quad C = 1 / \sqrt{8} f_R Z_r,$$

где Z_r — модуль полного сопротивления головки; f_R — частота разделения.

Эти формулы универсальны и могут быть использованы для расчета всех звеньев фильтра при условии определения модуля сопротивления головки на частоте разделения. Необходимо иметь в виду, что сопротивление головок частотно-зависимо и может для низкочастотной головки отличаться на частоте разделения от номинального сопротивления в 4—8 раз. Поэтому, затухание сигнала вне полосы пропускания не достигнет значения 12 дБ на октаву, но, в зависимости от типа головки, будет находиться в пределах 9...11 дБ на октаву.

Для обеспечения одинаковой нагрузки модули полных сопротивлений всех применяемых головок должны быть одинаковыми. Однако головки могут иметь разную чувствительность. Как правило, более чувствительными являются средне- и высокочастотные головки. В таком случае для обеспечения равномерной отдачи по звуковому давлению чувствительности можно сбалансировать при помощи дополнительных сопротивлений R_1 , R_2 и R'_1 , R'_2 , как показано на рис. 4.16.

Звуковое давление пропорционально напряжению и поэтому, если необходимо уменьшить звуковое давление в g раз, достаточно уменьшить во столько же раз напряжение на головке. Этого можно достичь последовательным включением добавочного сопротивления. Однако такое включение нежелательно, так как, с одной стороны, увеличится модуль полного сопротивления и, с другой, — добротность головки. Увеличение добротности сверх допустимой приведет к ухудшению переходных процессов. Схема включения добавочных сопротивлений, показанная на рис. 4.16, значительно меньше влияет на добротность. При расчете сопротивлений полагается, что их величины обеспечат уменьшение входного напряжения в g или g' раз и модуль сопротивления в точках 1, 2 и 1', 2' останется равным модулю сопротивления головок. Путем несложных преобразований можно получить выражения для определения величин добавочных сопротивлений:

$$R_1 = (g - 1) Z_r / g; \quad R_2 = Z_r / (g - 1);$$

$$R'_1 = (g' - 1) Z'_r / g'; \quad R'_2 = Z'_r / (g' - 1).$$

Окончательно значения этих сопротивлений корректируются после определения частотной характеристики звукового давления акустической системы.

К элементам фильтра предъявляются определенные требования. Поскольку величины емкостей лежат в пределах от единиц до нескольких десятков микрофард, применяют бумажные конденсаторы, однако с ними получаются большие габариты фильтров. Для уменьшения размеров можно использовать электролитические биполярные

конденсаторы, но при этом следует иметь в виду, что добротность и стабильность у них ниже, чем у бумажных, а это приводит к уменьшению крутизны спада характеристики затухания фильтра и тем самым уменьшает его эффективность.

Особые требования предъявляются к индуктивностям, включенным последовательно с головками. Наибольшую индуктивность имеет низкочастотное звено. Во избежание внесения дополнительного сопротивления в цепь низкочастотной головки активное сопротивление индуктивности должно составлять величину не более $(0,05...0,1) Z_r$. Для этого катушку индуктивности наматывают толстым проводом диаметром не менее 1,5 мм. Для уменьшения длины провода можно использовать сердечник, обязательно незамкнутый во избежание перемагничивания и появления, как следствие этого, нелинейных искажений. Вопрос конструктивного расчета катушек индуктивности широко освещен в технической литературе и поэтому здесь не приводится.

После определения частот разделения необходимо проверить соответствие номинальной мощности головок мощности, которая поступает от усилителя. Для этого воспользуемся данными, приведенными на рис. 4.1 (кривая 3), на котором показаны усредненные в $1/3$ октавных полосах уровни мощности сигнала $W_i = W \cdot 10^{-1,42}$, где W — мощность сигнала в полосе частот 50...20 000 Гц. Для расчета с точностью до ± 1 дБ уровни мощности сигнала W_i принимаются одинаковыми в полосе частот 50...4000 Гц.

Так как полоса частот 50...20 000 Гц содержит $27 \frac{1}{3}$ октавных полос, для удобства расчета полосу с центральной частотой 50 Гц обозначим № 1 и полосу с центральной частотой 20 кГц — № 27. Тогда частоты разделения будут определяться номером, лежащим в интервале от 1 до 27.

Для низкочастотного звена уровень мощности при частоте разделения m определится $W_{n1} = \sum_{i=1}^m W_i = W_i m$, где m — частота разделения, определяющая количество полос, в которых производится суммирование. Для фильтра низких частот второго порядка необходимо учесть также уровни сигнала и выше частоты раздела. Спад частотной характеристики фильтра составляет 12 дБ на октаву, поэтому достаточно определить уровни сигнала на ближайших четырех частотах. Расчет показывает, что уровень сигнала на этих частотах

$$W_{n2} = \sum_{i=m}^{m+4} W_i = 0,66 W_i.$$

Таким образом, общий уровень сигнала на низкочастотной головке

$$W_{н.с} = W_{n1} + W_{n2} = W_i (m + 0,66). \quad (4.39)$$

Если частота разделения k между высокочастотным и среднечастотным звеньями лежит выше 4 кГц, то определение уровня сигнала сложнее, так как в полосе частот 4...12,5 кГц сигнал убывает со скоростью 3 дБ на октаву. Поэтому от частоты разделения m до частоты 4 кГц,

которой соответствует полоса № 20, уровень сигнала

$$W_{c1} = \sum_{i=m}^{19} W_i = (19 - m) W_i.$$

Уровень сигнала на частотах $m - 4$ определится как и для низкочастотного звена и составит

$$W_{c2} = \sum_{i=m-4}^m W_i = 0,66 W_i.$$

Путем несложных преобразований можно определить уровень сигнала в полосе от частоты № 20 до частоты разделения в области высоких частот k , получив эту зависимость в виде геометрической прогрессии

$$W_{c3} = \sum_{i=20}^k W_i = [(1 - 0,79^{k-19})/0,21] W_i.$$

Уровень сигнала на четырех частотах выше частоты разделения определяется так:

$$W_{c4} = \sum_{i=k}^{k+4} W_i = 0,44 W_i.$$

Таким образом, после суммирования всех составляющих получится уровень сигнала на среднечастотной головке

$$W_{c.c} = W_{c1} + W_{c2} + W_{c3} + W_{c4} = W_i [21,1 - m + (1 - 0,79^{k-19})/0,21]. \quad (4.40)$$

Аналогично определится уровень сигнала в высокочастотном звене

$$W_{в.с} = W_i [4,4 - (1 - 0,79^{k-20})/0,21]. \quad (4.41)$$

Мощность, которую необходимо подать на головки громкоговорителей для обеспечения требуемого уровня звукового давления p_{cp} , находится из выражения

$$W = W_0 (p_{cp}/p_0)^2,$$

где $W_0 = 0,1$ Вт — мощность, при которой определяется среднее стандартное звуковое давление p_0 .

Отсюда находят уровень мощности в $1/3$ октавной полосе

$$W_i = W_0 10^{-1,42} (p_{cp}/p_0)^2$$

и по формулам (4.39) — (4.41) — величины мощностей, подаваемых на каждую головку громкоговорителя.

В случае включения средне- и высокочастотной головок через добавочные сопротивления (рис. 4.16) мощность, подаваемая на эти головки, уменьшится в g^2 раз.

В качестве примера определим мощности, поступающие на головки, при условии одинакового у всех головок среднего стандартного звукового давления $p_0 = 0,15$ Па при частотах разделения 600 и 6000 Гц и $p_e = 3$ Па. В результате расчета по приведенным выше формулам получаются следующие значения мощностей, подаваемых на головки:

$W_{н.с} = 19$ Вт, $W_{с.с} = 16,5$ Вт, $W_{в.с} = 4$ Вт. Отсюда следует, что мощности низко- и среднечастотной головок для воспроизведения джазовых программ должны быть примерно одинаковы. Мощность высокочастотной головки может быть в четыре раза меньше. При других частотных разделениях соотношения изменятся, но общая тенденция сохранится.

Глава 5

КОНСТРУКЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНО-КОММУТАЦИОННЫХ УСТРОЙСТВ

1. РЕКОМЕНДАЦИИ К РАСЧЕТУ МОЩНОСТИ УСИЛИТЕЛЯ

Усилитель является связующим звеном между источником сигнала или несколькими источниками и акустической системой. Поэтому, начиная конструировать усилитель, нужно рассматривать его как составную часть единого комплекса с заданными входными и выходными параметрами, обеспечивающую необходимые эксплуатационные удобства и выполненную в едином художественном стиле. Определяющим параметром является выходная мощность. От нее зависят и размеры, и масса усилителя, и выбор элементов, и структура мощного каскада. Поэтому прежде всего нужно измерить или рассчитать эффективность и рабочую мощность имеющихся в распоряжении громкоговорителей, если в паспорте эти величины не указаны. Для приближенных расчетов можно воспользоваться значением среднего стандартного звукового давления применяемой низкочастотной головки, приводимого в справочниках и измеряемого при подводимой мощности 100 мВт. Низкочастотная головка, как правило, является определяющим звеном, так как имеет самую низкую эффективность. Остальные головки сопрягаются с ней с помощью аттенуаторов. Рабочая мощность — это необходимый минимум мощности для комнаты средних размеров (20...25 м²) из расчета передачи динамического диапазона 60 дБ. Для стереофонического тракта — это суммарная мощность обоих каналов усилителя. Для неискаженной передачи пиков потребуется дополнительная мощность, поэтому значение рабочей мощности следует удвоить. Для озвучивания комнаты больших размеров мощность усилителя увеличивают пропорционально площади помещения, однако превышать номинальную мощность акустической системы не следует.

Для передачи динамического диапазона фонограммы 60 дБ при уровне шума в комнате 35...40 дБ необходимо обеспечить звуковое давление 100 дБ. Для акустической системы, например «Электроника 100 АС-060», рабочая мощность составляет 4 Вт при давлении 96 дБ. Требуемый уровень звукового давления в этом случае будет достигнут при мощности на 4 дБ ($100 - 96 = 4$) большей, чем рабочая, т. е. 10 Вт. При выборе необходимой мощности усилителя не следует забывать, что санитарная норма бытовых шумов для жилых помещений составляет 80 дБ, а при длительном воздействии звукового давления выше

100 дБ у слушателей возникают болезненные ощущения в ушах. Это в полной мере относится и к любителям Ni-Fi . Минимальную рекомендуемую электрическую мощность P Вт для помещения объемом V м³, при выбранном уровне звука L дБ и времени реверберации t_p , с, можно рассчитать по формуле $P = 10^{-3} \cdot 3,2VL / \eta t_p$, где η — КПД громкоговорителя, %. Для комнаты объемом 50 м³ $t_p = 0,75$ с, для 100 м³ $t_p = 0,85$ с, для 1000 м³ $t_p = 1$ с.

2. ТЕПЛОВОЙ РАСЧЕТ РАДИАТОРА

Размеры усилителя в целом определяются размерами радиатора, поэтому конструирование обычно начинают с него. Площадь радиатора можно рассчитать по формуле

$$P_{\text{рас}} = \alpha S (t_k - t_{\text{ср}}),$$

где $P_{\text{рас}}$ — рассеиваемая мощность, Вт; α — коэффициент теплообмена, Вт/(м² · град); S — площадь радиатора, см², t_k — температура корпуса транзистора, °C; $t_{\text{ср}}$ — температура окружающей среды, °C.

Для условия свободной конвекции (без принудительного охлаждения) коэффициент α принимается равным 10 Вт/(м² · град). При установившемся термодинамическом равновесии системы образуется четыре уровня температуры: коллекторного перехода, корпуса транзистора, радиатора и воздуха. Допустимая температура коллекторного перехода конкретных транзисторов приводится в справочной литературе. Как правило, для германиевых транзисторов она не превышает 85, для кремниевых — 125 °C. Так как тепловое сопротивление переход — корпус $R_{\text{тк}}$ мощных транзисторов колеблется в широких пределах (например, от 1,66 °C/Вт для КТ803А до 3,3 °C/Вт для КТ805Б), при тепловом расчете радиатора это необходимо учитывать. Чем больше $R_{\text{тк}}$ транзистора, тем ниже должна быть температура радиатора и больше его размеры, с одной стороны, и чем больше мощность усилителя, тем меньше должна быть величина $R_{\text{тк}}$, — с другой, иначе она может стать ограничивающим фактором. При этом не следует забывать, что температура перехода должна быть на 30...40 °C ниже предельно допустимой.

В квазикомплементарных и комплементарных усилителях с общим коллектором корпус транзистора необходимо изолировать от радиатора. Для этой цели чаще всего применяют слюду толщиной 40—60 мкм, обладающую достаточной электрической прочностью. Слюда ухудшает эффективность радиатора на 20...50 % в зависимости от толщины прокладки, что требует соответствующего увеличения его площади.

Номограмма для определения площади радиатора в зависимости от рассеиваемой мощности и температуры перегрева показана на рис. 5.1. Для уменьшения теплового сопротивления корпус — радиатор применяют различные смазки, например пасту КПТ-8 (ГОСТ 19783—74), имеющие высокую теплопроводность. В любительских условиях можно воспользоваться техническим вазелином или другой консистентной смазкой. Поверхность под транзистор обрабатывают с высокой

чистотой (не ниже 2,5) и плоскостностью с целью улучшения теплового контакта и исключения вероятности прокола слюдяной прокладки.

Для увеличения площади теплообмена с окружающей средой применяют ребристые или игольчатые радиаторы с толщиной основной пластины 5 мм, ребер ~2 мм и высотой 15...20 мм. Расстояние между ребрами колеблется от 5 до 12 мм. При более плотном расположении ребер ухудшаются условия конвекции и снижается эффективность радиатора. Принудительный обдув нецелесообразен, так как значительно повышает уровень шума в комнате и, в конечном итоге, приводит к увеличению необходимой мощности усилителя.

В любительских условиях радиатор проще всего изготовить из алюминиевой пластины толщиной 2...4 мм. Площадь пластины можно рассчитать, пользуясь диаграммой (рис. 5.1), но при этом нужно помнить о снижении

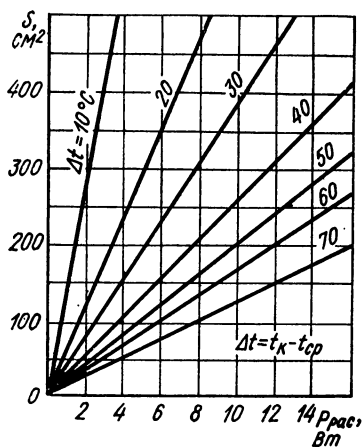


Рис. 5.1

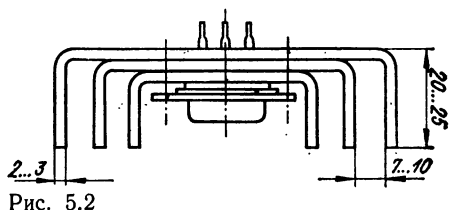


Рис. 5.2

эффективности в случае применения диэлектрической прокладки. Если радиатор получается слишком громоздким, то можно увеличить его площадь отгибкой краев или применить сборный радиатор (рис. 5.2). Здесь особенно важно обеспечить надежный тепловой контакт между отдельными пластинами. Допускается использование в качестве радиатора и плоскости несущей конструкции усилителя. Можно применить радиатор, состоящий из медного стержня с закрепленными на нем транзисторами и медными охлаждающими пластинами.

3. КОМПОНОВКА

Учитывая назначение и состав усилительно-коммутационного устройства, составляют его функциональную схему, стараясь уменьшить количество соединений. При компоновке принимают во внимание: удобство пользования, минимальные паразитные связи, наилучший тепловой режим, художественное оформление. Все эти составляющие одинаково важны при конструировании, но компоновку усилителя следует начать с прорисовок внешнего вида, а не заканчивать ими, как часто бывает на практике. Только после этого можно приступить к детальной проработке отдельных блоков и узлов, расчету электрической схемы, раскладке печатных плат и межблочных соединений. Основным источником наводок в мощном усилителе являются источник

питания и выходной каскад. Поэтому целесообразно выделить эти устройства в отдельный блок. Для упрощения отладки усилителя очень удобно размещать функционально законченные узлы на отдельных печатных платах. При этом получается минимальное количество межблочных соединений и паразитных связей, а также появляются дополнительные удобства при отработке конструкции и схемы отдельных блоков.

Плотность упаковки печатных плат при одностороннем печатном монтаже для переносной аппаратуры колеблется в пределах 1,5...2 элемента на 1 см², для стационарной 0,5...1, для крупногабаритных элементов силовых каскадов со значительным тепловыделением плотность упаковки еще меньше. Для получения высокой надежности коэффициент использования элементов по мощности не должен превышать 0,5.

Для усилителей с выходной мощностью до 50 Вт на канал применяется традиционная компоновка с размещением радиатора на задней стенке усилителя. При мощности усилителя свыше 50 Вт радиаторы располагают на боковых стенках корпуса.

По своему происхождению паразитные связи разделяются на магнитные и электростатические наводки, а также связи через общее сопротивление. Наводки передаются через компоненты электромагнитного поля, связи через общее сопротивление — через гальванические цепи усилителя, в основном через цепи питания. Для ослабления наводок используют электростатические и магнитные экраны, удаляют источники наводок от цепей, чувствительных к ним, создают режимы работы, при которых мешающие поля минимальны. Для ослабления связей через общее сопротивление применяют развязки электрических цепей, фильтрацию и тщательно продумывают электромонтаж и межблочные соединения.

Паразитные наводки приводят к появлению на выходе элемента напряжений и токов, не соответствующих его основному назначению. Под паразитной наводкой фона понимают появление на выходе усилителя напряжений, имеющих частоту, равную или кратную частоте питающей сети, возникающих вследствие паразитной связи между электронными частями прибора и частями, относящимися к системе питания. Устранение паразитных наводок сводится к выявлению источника и приемника наводки и паразитной связи между ними. Наводки чаще всего бывают комплексные. Для устранения наводки приходится пересматривать конструкцию аппарата. Поэтому предварительный учет возможных источников и каналов наводки является обязательным условием правильного конструирования радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Паразитная емкостная связь. Между двумя близкорасположенными проводниками существует паразитная емкость или емкость монтажа, которая редко присутствует в расчетах УНЧ. Но нередко она играет решающую роль в вопросе устойчивости усилителя, пагубно влияя на его фазовую характеристику в области сверхзвуковых частот. При чисто емкостной наводке напряжение наводки

$$U_{\text{нав}} = E_{\text{ист}} C_{\text{пар}} / (C_B + C_{\text{пар}}),$$

где $E_{\text{ист}}$ — напряжение источника наводки; $C_{\text{пар}}$ — паразитная емкость монтажа; C_B — емкость приемника наводки относительно корпуса.

Под коэффициентом паразитной емкостной связи понимают отношение $\beta = U_{\text{нав}}/E_{\text{ист}}$, показывающее, какая часть напряжения источника наводки возникает на приемнике.

При конструировании усилителя с целью уменьшения паразитных связей следует разносить возможно дальше входные и выходные цепи усилителя и применять, в случае необходимости, экранирование с помощью медных или алюминиевых экранов, соединяя их электрически с корпусом усилителя.

Паразитная индуктивная связь. В пространстве, окружающем любую цепь, по которой протекает ток, возникает магнитное поле. Только переменное поле наводит в соседнем проводнике ЭДС, величина которой пропорциональна частоте. Если в цепи A протекает ток I_A , то в другой цепи B , находящейся в магнитном поле цепи A , появится наведенная ЭДС $E_B = I_A \omega M_{\text{пар}}$, где $M_{\text{пар}}$ — паразитная взаимная индуктивность между цепями A и B . При этом в цепи B будет протекать ток $I_B = E_B/Z_B$, где Z_B — полное сопротивление цепи B . Коэффициент паразитной индуктивной связи $\beta = E_B/E_A$, где E_A — ЭДС источника наводки.

Источниками магнитной наводки в низкочастотной аппаратуре являются силовые и выходные трансформаторы с большой индуктивностью и значительным полем рассеяния. Приемниками наводок являются воспроизводящие магнитные головки в магнитофонах, магнитные звукосниматели электропроигрывающих устройств, катушки коррекции, межкаскадные трансформаторы, катушки фильтров и прочее.

Для уменьшения паразитных индуктивных связей в звуковом диапазоне пермаллоевыми экранами экранируют приемники наводок, реже экранируют источники — силовые трансформаторы. Стремятся расположить приемники помех возможно дальше от их источников, ориентируют в пространстве эти элементы относительно друг друга для достижения минимальной индуктивной связи, уменьшают размеры катушек индуктивности во входных цепях и в усилителях предварительного усиления, сводят к минимуму их количество. Для уменьшения потоков рассеяния силовых и выходных трансформаторов снижают степень насыщения их сердечников и применяют витые сердечники и тороидальную намотку. Хороший результат дает применение двойных или тройных экранов с диамагнитными прокладками, чаще всего медными.

Паразитная связь через общее полное сопротивление. В конструкциях узлов РЭА часто обнаруживаются паразитные общие сопротивления $R_{\text{общ}}$, входящие одновременно в цепи источников и приемников наводки. В таком случае на входе приемника образуется напряжение

$$U_{\text{нав}} = E_{\text{ист}} Z_{\text{общ}} / (Z_{\text{ист}} + Z_{\text{общ}}).$$

Так как обычно $Z_{\text{ист}} \gg Z_{\text{общ}}$, то, пренебрегая $Z_{\text{общ}}$ в знаменателе, получим

$$U_{\text{нав}} = E_{\text{ист}} Z_{\text{общ}} / Z_{\text{ист}}.$$

Коэффициент паразитной обратной связи

$$\beta = U_{\text{нав}}/E_{\text{ист}} = Z_{\text{общ}}/Z_{\text{ист.}}$$

Для уменьшения таких наводок цепи питания разводят проводами с большой площадью сечения. Для уменьшения $Z_{\text{ист}}$ в фильтрах выпрямителей применяют конденсаторы большой емкости. Все провода, идущие от выпрямителя к усилителю, замыкают на конденсатор фильтра, и напряжение питания снимают непосредственно с этого конденсатора двумя проводами: плюс и минус. Никогда нельзя использовать несущую конструкцию в качестве земляной шины, так как в ней возникают контурные токи, влияние которых на работу устройства труд-

Таблица 16

Ширина провода, мм	Односторонняя печатная плата						Двусторонняя печатная плата					
	Емкость, пФ/см, между двумя одинаковыми проводниками при расстоянии, мм			Емкость, пФ/см, между проводником и экраном при расстоянии, мм			Емкость, пФ/см, между двумя параллельными одинаковыми проводниками, нанесенными на обе стороны платы при ее толщине, мм					
	0,5	1,0	2,0	0,5	1,0	2,0	0,5	0,8	1,0	1,5	2,0	2,5
0,3	0,42	0,26	0,21	0,53	0,42	0,32	0,84	0,72	0,66	0,60	0,54	0,51
0,5	0,47	0,38	0,28	0,60	0,46	0,40	1,08	0,90	0,75	0,72	0,63	0,60
1,0	0,60	0,47	0,38	0,70	0,60	0,46	1,75	1,32	1,08	0,90	0,75	0,73
2,0	0,70	0,60	0,47	0,81	0,70	0,60	2,70	1,98	1,75	1,35	1,08	1,02

но предугадать. Целесообразно общий провод вести проводником большого сечения и заземлять его на шасси в одной точке, находя ее экспериментальную по минимуму фона.

Через источник питания протекают токи всех частот, составляющих спектр сигнала источника наводки. Эти токи дают падение напряжения на всех сопротивлениях, включенных в цепь питания. Часть сопротивления $Z_{\text{общ}}$ оказывается включенной в цепи приемника наводки и напряжение $U_{\text{нав}}$, снимаемое с $Z_{\text{общ}}$, является наводимым напряжением. Величина $Z_{\text{общ}}$ зависит от частоты. Для очень низких частот и постоянного тока — это, в основном, сопротивление силовых диодов и приведенное сопротивление обмоток силового трансформатора или внутреннее сопротивление химических источников тока, для звуковых частот — активное сопротивление соединительных проводов и емкостное сопротивление выходного конденсатора фильтра. На высоких частотах величина $Z_{\text{общ}}$ зависит, в основном, от индуктивности соединительных проводов и конденсаторов фильтра питания. При этом могут образовываться резонансные контуры, являющиеся возможной причиной высокочастотной генерации. По этой причине следует размещать выходные конденсаторы фильтра в непосредственной близости от выходного каскада усилителя и соединять их с усилителем кратчайшими проводами. Чтобы уменьшить реактивное сопротивление конденсаторов фильтра на высоких частотах, их шунтируют керамическими конденсаторами сравнительно малой емкости. Нередко последовательно с этими конденсаторами включают низкоомные резисторы с целью уменьшения

добротности колебательного контура, образованного этими конденсаторами с индуктивностью монтажа и нагрузки.

К этому же виду паразитной связи относится связь через общие отрезки проводов и общие участки корпуса, по которому протекают блуждающие токи. Вероятность появления такой связи возрастает с повышением частоты. Для уменьшения вероятности появления паразитной связи через общее сопротивление применяют развязывающие фильтры по питанию, причем устанавливают их таким образом, чтобы все питающие провода, проходящие от одного каскада к другому, перекрещивались на развязывающем конденсаторе. Это требование ка-

Таблица 17

Диаметр провода, мм	Индуктивность прямого провода, нГ, при длине, мм			Индуктивность, нГ, 100 мм прямого провода, параллельного корпусу, при расстоянии от корпуса, мм			Емкость, пФ, 100 мм провода, параллельного корпусу при расстоянии от корпуса, мм			Емкость на 100 мм, пФ, между двумя параллельными проводами при расстоянии, мм		
	50	100	200	1	10	100	1	10	100	2	10	50
0.1	70	150	330	74	116	142	1.5	0.9	0.7	0.75	0.5	0.04
0.5	50	120	260	41	84	110	2.7	1.4	0.8	1.4	0.75	0.05
1.0	40	100	230	28	70	96	4.0	1.6	0.9	2.0	0.9	0.06
2.0	35	80	200	14	56	80	8.0	1.8	1.0	5.0	1.3	0.07

сается и конденсаторов фильтра в источнике питания, где величина пульсации напряжения наиболее велика и по цепям которого протекают максимальные токи. Для уменьшения паразитных связей через общее сопротивление питающие проводники должны быть минимальной длины и максимально возможного сечения, особенно в силовых каскадах. В табл. 16 и 17 приводятся сведения о реактивных параметрах проводов.

ЭКРАНИРОВАНИЕ МАЛОСИГНАЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

При очень малых уровнях напряжений в соединениях входных и промежуточных цепей усилителя, измеряемых единицами милливольт и меньше, а также при большом импедансе соединяемых устройств экранирование следует вести особенно тщательно, учитывая следующие основные правила.

1. Сигнал передают двумя проводами, не используя оплетку в качестве токоведущего провода.

2. Экранирующую оплетку заземляют с одного конца около входного каскада усилителя.

3. Не допускается соприкосновение оплетки с оголенными проводами, а также с корпусом усилителя, для чего оплетку изолируют хлорвиниловой трубкой.

4. В особо ответственных случаях оба сигнальных провода в оплетке свивают бифилярно, чем достигается минимальная разность по-

тенциалов наводимой в них ЭДС. При этом, однако, не следует забывать, что между этими проводами увеличивается емкость.

5. Оплетку присоединяемого источника сигнала соединяют через разъем с оплеткой вводного провода усилителя и при этом изолируют ее от корпуса усилителя.

6. При соединении нескольких экранированных проводов проверяют экспериментально необходимость соединения их оплеток во избежание появления контурных токов.

7. Корпус воспроизводящей магнитной головки изолируют от шасси и соединяют с оплеткой подводимого провода.

8. При заземлении экрана обеспечивают надежный контакт между оплеткой и корпусом, тщательно пропаивая все жилки оплетки.

9. Слабосигнальные экранированные провода жестко закрепляют к корпусу во избежание появления микрофонного эффекта.

10. В особых случаях место заземления экранирующей оплетки находят экспериментально.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Виноградова Э. Л. Конструирование громкоговорителей со сглаженными частотными характеристиками.— М. : Энергия, 1978.— 48 с.
2. Волин М. Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре.— М. : Радио и связь, 1981.— 296 с.
3. Галченков Л. Блок регулирования громкости и тембра.— Радио, 1980, № 4, с. 37—39.
4. Есио Т. Экраны и корпуса.— Акустика, 1972, т. 28, № 9, с. 25—32.
5. Иофе В. К., Корольков В. Г., Сапожков М. А. Справочник по акустике.— М. : Связь, 1979.— 312 с.
6. Исакович А. М. Общая акустика.— М. : Наука, 1973.— 496 с.
7. Кинг Г. Руководство по звукотехнике.— Л. : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1980.— 384 с.
8. Малинин Р. М. Справочник радиолюбителя-конструктора.— М. : Энергия, 1973.— 408 с.
9. Раковский В. В. Измерения в аппаратуре записи звука кинофильмов.— М. : Искусство, 1962.— 403 с.
10. Рачев Д. Вопросы любительского высококачественного звуковоспроизведения.— Л. : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1981.— 184 с.
11. Решетников О. Снижение искажений в усилителях мощности.— Радио, 1979, № 12, с. 40—42.
12. Скучик Е. Простые и сложные колебательные системы.— М. : Мир, 1971.— 557 с.
13. Харкевич А. А. Теоретические основы радиосвязи.— М. : Гостехиздат, 1957.— 347 с.
14. Хухтиков Н., Богданов Ю. Переменный резистор с показательной характеристикой.— Радио, 1982, № 6, с. 29.
15. Bauer B. B. Stereophonic Earphones and Binaural Loudspeakers.— Journal of the Audio Engineering Society, 1961, N 2, p. 148—151.
16. Day P. I. Combined rumble and scratch filter.— Wireless World, 1973, N 1458, p. 606.
17. Eras E. Parametrischer Equalizer.— Funkschau, 1982, N 8, s. 117—121.
18. Feldman L. New RIAA Equalization for Records.— Radio-Electronics, 1978, N 4, p. 52—58.
19. Fellot D. Wien bridge and op-amp select notch filters bandwidth.— Electronics, 1978, N 25, p. 124.
20. Kerwin W. J., Huelsman L. P., Newcomb R. W. State-variable Synthesis for Insensitive Integrated Circuit Transfer Functions.— IEEE Journal of Solid-state Circuits, 1967, N 3, p. 87—92.
21. Lea S. M., Zampton M. Z. The theory of maximally flat loudspeaker systems.— IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 1972, N 5, p. 200—203.
22. Linsley Hood J. L. Simple class A Amplifier and Modular Pre-amp.— Wireless World, 1970, N 1422, p. 607—611.
23. Lohstron J., Ojala M. An audio power amplifier for ultimate quality requirements.— IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 1973, N 6, p. 545—551.
24. Moore R. C. Linear pot and op-amp provide tapered audio volume control.— Electronics, 1975, N 17, p. 83—84.
25. Newcomb A. L., Young R. N. Practical loudness: an active circuit design approach.— Journal of the Audio Engineering Society, 1976, N 1, p. 32—35.
26. Nomura Y., Kitamura Z. An Analysis of Design Conditions for a Phase-Inverter Speaker System with a Drone Cone.— IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics, 1973, N 5, p. 397—407.

27. **Pike W. S.** Op-amp tone control.— *Wireless World*, 1981, N 1544, p. 83—85.
28. **Thiele A. H.** Loudspeakers in vented boxes.— *Journal of the Audio Engineering Society*, 1971, N 6, p. 382—391.
29. **Thomas A. A.** Filter design with voltage-controlled voltage sources.— *Wireless World*, 1981, N 1545, p. 79—81.
30. **Thomas M. V.** Baxandall tone control revisited.— *Wireless World*, 1974, N 1465, p. 341—343.
31. **Thomas M. V.** Improving the Stereo Headphone Sound Image.— *Journal of the Audio Engineering Society*, 1977, N 7/8, p. 474—478.
32. **Walker C., Clinch W.** Multisection tone equalizer.— *Wireless World*, 1980, N 1534, p. 43—46.
33. **Vorverstärker- IC** mit 160 kHz Leistungsbandbreite.— *Elektronik*, 1981, N 3, s. 109.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
 <i>Глава 1</i>	
Классификация и характеристики систем высококачественного звуковоспроизведения	4
1. Состав комплекса бытового высококачественного звуковоспроизведения	4
2. Классификация аппаратуры звуковоспроизведения	6
3. Параметры, влияющие на верность звуковоспроизведения	15
 <i>Глава 2</i>	
Предварительные усилители	21
1. Линейные усилители	21
2. Регуляторы тембра	30
3. Противопомеховые фильтры	49
4. Усилители-корректоры	59
5. Усилители для головных телефонов	91
 <i>Глава 3</i>	
Усилители мощности	95
1. Оконечные ступени бестрансформаторных усилителей мощности	95
2. Схемы возбуждения оконечных ступеней	103
3. Входные каскады усилителей мощности	107
4. Устойчивость усилителей мощности	111
5. Скорость нарастания выходного напряжения усилителей мощности. Динамические интермодуляционные искажения	117
6. Схемы усилителей мощности для бытовой аппаратуры звуковоспроизведения	120
 <i>Глава 4</i>	
Акустические системы	124
1. Требования к акустическим системам	124
2. Расчет корпусов закрытых акустических систем	128
3. Расчет корпусов фазоинверсных акустических систем	133
4. Фазоинвертор с пассивным излучателем	136
5. Расчет лабиринтной акустической системы	139
6. Преимущества и недостатки различных типов акустических систем	142
7. Конструкция и изготовление акустических систем	143
8. Разделительные фильтры и энергетические параметры головок громкоговорителей многополосных акустических систем	146
 <i>Глава 5</i>	
Конструкция усилительно-коммутационных устройств	150
1. Рекомендации к расчету мощности усилителя	150
2. Тепловой расчет радиатора	151
3. Компоновка	152
Список литературы	158

