

# РАДИОХОББИ

Сухов Н. Е.

## ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ аудиотехники и акустических систем своими руками

+ тестовый CD



Сухов Н. Е.

**ТЕСТОВЫЙ CD**

и книге «Лучшие конструкции аудиотехники  
и акустических систем своими руками»

<http://radiohobby.ru>  
[www.rh.com.ru](http://www.rh.com.ru)

77

аудиотестовых  
фонограмм

**НИТ**  
ИЗДАТЕЛЬСТВО

Рассмотренные наиболее удачные, проверенные на практике и доступные для повторения схемные решения. Лучшая книга для радиолюбителей-практиков и любителей качественного звука

**ВПЕРВЫЕ в СНГ!**  
К книге прилагается тестовый аудиоCD, содержащий 77 тестовых сигналов для испытания разнообразных аудиоустройств

Сухов Н. Е.

РАДИОХОББИ

**ЛУЧШИЕ КОНСТРУКЦИИ  
АУДИОТЕХНИКИ  
И АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ  
СВОИМИ РУКАМИ**

+ тестовый аудио CD



---

Наука и Техника, Санкт-Петербург  
2012

Сухов Н. Е.

**РАДИОХОББИ. Лучшие конструкции аудиотехники и акустических систем своими руками. Книга +тестовый аудио CD.** — СПб.: Наука и Техника, 2012. — 288 с.

ISBN 978-5-94387-840-4

В настоящее время радиолюбители-практики, любители качественного звука имеют неограниченные возможности для создания своими руками полезных аудиоустройств, а также сабвуферов, акустических систем. Для аудиофилов создана эта самая схмотехническая книга. Особое внимание уделено регуляторам громкости и тембра, предусилителям, устройствам динамической обработки звукового сигнала, цифровым аудиопроцессорам, устройствам записи-воспроизведения звука и другим узлам аудиотехники, как профессиональной, так и High-End.

Книга поможет радиолюбителю создать свои первые акустические системы, правильно расположить акустику для достижения наилучшего качества звучания.

Приводятся практические описания десятков схем и конструкций аудиотехнических устройств разной степени сложности. Полезен раздел тестирования собранного аудиоконкомплекса и другой аудиотехники. Николай Сухов, автор-составитель книги, очень авторитетен среди радиолюбителей. Его журнал «Радиолюбби» по рейтингу не уступает лучшим журналам для радиолюбителей, а в ряде случаев их превосходит. В книге систематизированы наиболее интересные конструкции, опубликованные в журналах «Радиолюбби». Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей и для тех, кто умеет держать в руках паяльник, и любит музыку.

Эта практическая книга впервые в СНГ сопровождается тестовым аудиодиском «Аудиотестовые фонограммы», предназначенным для испытания различной аудиоаппаратуры (CD-плееров, компьютерных CD-ROM, MD проигрывателей, усилителей, акустических систем).



9 785943 878404

ISBN 978-5-94387-840-4

Автор и издательство не несут ответственности за возможный ущерб, причиненный в ходе использования материала данной книги.

Контактные телефоны издательства  
(812) 412-70-25, 412-70-26  
(044) 516-38-66

Официальный сайт: [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru)

© Сухов Н. Е.

© Наука и Техника (оригинал-макет), 2012

ООО «Наука и Техника».

Лицензия № 000350 от 23 декабря 1999 года.

198097, г. Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, д. 29.

Подписано в печать . Формат 70×100 1/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Объем 18 п. л.

Тираж 1500 экз. Заказ №

**ЛП**

Отпечатано с готовых диапозитивов

в ГП ПО «Псковская областная типография»

180004, г. Псков, ул. Ротная, 34

# СОДЕРЖАНИЕ

О тестовом аудио CD, прилагаемом к книге.....	6
<b>Глава 1. Регуляторы громкости и тембра .....</b>	<b>16</b>
Авторегулятор уровня с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями .....	16
Электронный регулятор уровня с большим динамическим диапазоном .....	17
Восьмиполосный графический эквалайзер .....	19
Пассивный регулятор тембра, не нарушающий глубины и целостности звуковой картины High-End комплекса .....	20
High-End решения регуляторов тембра ВЧ и НЧ Т. Гизбертса .....	21
Десятиполосный графический эквалайзер П. Стаугарда .....	24
Стереорегулятор громкости на цифровых потенциометрах DS1802С.....	24
Электронный регулятор громкости на ИМС KA2250 .....	24
Семиполосный графический эквалайзер на основе специализированной ИМС LA3607.....	24
УМЗЧ с кнопочным регулятором громкости.....	28
Электронный регулятор громкости и тембра LM1036.....	29
Современный предварительный усилитель с микропроцессорным управлением.....	31
Девятиполосный графический эквалайзер.....	49
Регулятор громкости на современной ИМС PGA2311РА.....	52
<b>Глава 2. Устройства динамической обработки звукового сигнала .....</b>	<b>55</b>
Декодер Dolby для «Домашнего театра».....	55
Микрофонный «свистоподавитель» .....	55
Внутренняя схемотехника популярной электрогитары Fender Stratocaster и ламповый пульт для нее .....	58
Джиттероподавитель Нила Дауни .....	60
Устройство подавления джиттера Ричарда Брайса.....	61
Высококачественный подавитель импульсных помех.....	63
Dolby B, Dolby C, Dolby S.... dbx? .....	70
Рэй Милтон Долби, фирма и компандер «В» .....	70
Схемотехника DOLBY B.....	73
Схемотехника Dolby C.....	85
Чем же Dolby C отличается от Dolby B? .....	86
Схемотехника Dolby S.....	98
Децилинейный компандер dbx.....	116
Схемотехника dbx II .....	120
Применение процессора пространственного звучания Dolby Surround Pro Logic µPC1892 .....	124
<b>Глава 3. Малошумящие и корректирующие предусилители.....</b>	<b>131</b>
Цепочка коррекции АЧХ пьезозвукоснимателя для подключения к обычному винил-корректору .....	131
Малошумящий предусилитель-корректор с взвешенным входом.....	131
Профессиональные RIAA-винилкорректоры .....	136
Высококачественный винил-корректор Джеффа Маколэя .....	140
Сверхмалошумящий согласующий предусилитель для MC головки звукоснимателя.....	141
Ламповый винил-корректор с непосредственной связью между каскадами.....	142

Простой транзисторный усилитель-корректор Creek Audio Limited OBH-8 для магнитной головки звукоснимателя .....	144
Микрофонный предусилитель с балансным входом .....	145
Ламповый винил-корректор с пассивной RIAA-коррекцией .....	147
Серия прецизионных винил-корректоров .....	148
Аудиосигнальная часть профессионального сценического радиомикрофона .....	151
Бестрансформаторный предусилитель с балансными входом и выходом для студийного конденсаторного микрофона .....	156
Современные ламповые винил-корректоры .....	157
Шумовые параметры операционных усилителей .....	163
Краткий анализ шумовых параметров различных типов ОУ с биполярным входом .....	169
Краткий анализ шумовых параметров различных типов ОУ с полевым входом .....	172
Шумовые характеристики малошумящих ОУ зарубежного производства .....	174
Винил-корректор с отключаемым рокот-фильтром .....	175
Ламповый микрофонный предусилитель Г. Хаза .....	175
Винил-корректор Дэрсси Стэггса с корректирующими LR-цепочками .....	177
Сверхмалошумящие винил-корректоры Марсепя ван де Жевеля с активным лонижением тепловых шумов .....	178
Микрофонный предусилитель с балансным входом .....	181
Микрофонный усилитель с компрессором .....	183
<b>Глава 4. Предусилители и усилители для Hi-Fi наушников .....</b>	<b>184</b>
Аудиомикшер Роберта Пенфолда .....	184
Преобразователи несимметричный вход/симметричный выход и симметричный вход/несимметричный выход .....	184
Комбинированный фильтр для подавления низкочастотных помех от вибраций ЭПУ грамзаписи .....	187
Усилитель для головных телефонов .....	188
Гибридный линейный усилитель Эрно Борбли .....	188
Ламповый усилитель для головных телефонов .....	189
<b>Глава 5. Устройства записи-воспроизведения звука .....</b>	<b>192</b>
Динамический шумоподавитель NR-2 фирмы Nakamichi .....	192
Пассивный послеЦАПовый ФНЧ для High-End CD-проигрывателя .....	193
High-End 24-битовый аудиоЦАП для компьютерного CD-ROM .....	195
Внешний аудиоЦАП «DAC 2000» Т. Гизбертса .....	199
Недорогой высококачественный аудиоЦАП с S/PDIF входом .....	205
Hi-Fi 24-разрядный аудиоЦАП .....	205
Портативный MP3-плеер Wakamatsu Tsusho WAKA-MP3 .....	213
MP3-плеер YAMP-3 .....	215
MP3-плеер на Multi Media Card .....	217
<b>Глава 6. Выбор громкоговорителей для создания акустических систем .....</b>	<b>222</b>
Определение и обозначения .....	222
Технические характеристики динамической головки .....	223
Параметры Тилля-Смолла .....	223
Параметры отечественных динамических громкоговорителей .....	225

<b>Глава 7. Характеристики акустических систем</b> .....	<b>228</b>
Определение и обозначения.....	228
Частотные и фазовые характеристики акустических систем .....	229
Мощностные характеристики акустических систем .....	232
Импульсные и переходные характеристики.....	233
Характеристика направленности .....	234
Искажения в акустических системах .....	235
<b>Глава 8. Расстановка акустических систем</b> .....	<b>236</b>
Оборудуем комнату для прослушивания.....	236
Добиваемся качественного звука правильной расстановкой АС.....	237
Выбор высоты стоек для акустических систем .....	239
<b>Глава 9. Типы акустического оформления сабвуферов</b> .....	<b>241</b>
Акустический экран.....	241
Закрытый ящик.....	241
Фазоинвертор.....	242
Громкоговоритель с пассивным излучателем .....	243
Полосовой громкоговоритель одинарный (4-го порядка).....	244
Полосовые и квазиполосовые громкоговорители .....	245
Аутсайдеры акустического оформления низкочастотной акустики .....	246
Сравнение схем построения сабвуферов .....	247
<b>Глава 10. Создаем своими руками акустическую систему</b> .....	<b>249</b>
Широкополосные и высокочастотные динамики.....	249
Характеристики динамика 100ГДШ33-8 .....	250
Характеристики динамика 100ГДШ33-16 .....	253
Особенности конструкции акустических систем TQWP.....	256
Изготовление корпуса .....	256
<b>Глава 11. Измерения в звукотехнике</b> .....	<b>264</b>
Измеритель действительной мощности, отдаваемой усилителем звуковой частоты в акустическую систему .....	264
Светодиодный индикатор мощности, подаваемой на акустическую систему .....	266
Комбинированный измеритель уровня: простой, дешевый и прецизионный .....	266
Простой генератор на фиксированную частоту 1 кГц.....	269
Генератор на фазовращателях .....	271
Генератор с мостом Вина-Робинсона .....	274
Простой режекторный фильтр .....	278
Режектор на мосте Вина.....	280
Ступенчатый аттенюатор, ослабляющий выходное напряжение ступенями по 10 дБ .....	280
Тестер для определения «условной полярности» любого динамика .....	281
Измерительный звуковой генератор Флавио Деллепаина .....	282
Ламповый анализатор спектра для High-End аудиосистем .....	284
<b>Литература</b> .....	<b>285</b>

## О ТЕСТОВОМ АУДИО CD, ПРИЛАГАЕМОМ К КНИГЕ

К книге прилагается тестовый аудио CD «Аудиотестовые фонограммы», разработанный в лаборатории и под руководством автора книги Н. Сухова.

Аудиотестовые фонограммы предназначены для испытания различной аудиоаппаратуры — аудиоCD-плееров, компьютерных CD-ROM, магнитофонов, MD, усилителей, акустических систем и др.

Состав и назначение тест-сигналов и фонограмм приведены в табл. 1.



### **Примечание.**

*Тест-сигналы на треках №№1—68 синтезированы непосредственно «в цифре» на компьютере в 32-разрядном коде с последующим оптимизированным преобразованием в 16-разрядный, поэтому свободны от погрешностей аналого-цифрового преобразования.*

Ряд тест-сигналов требует для анализа результатов испытаний применения специальных средств измерения — вольтметров, осциллографов, спектроанализаторов.



### **Примечание.**

*Для исключения методологической погрешности измерений следует помнить, что уровень шумов необходимо измерять вольтметром истинных среднеквадратических значений, а при спектральном анализе посредством звуковых карт на персональном компьютере и соответствующего программного обеспечения (Spectra Lab, Pinguin Audio Meter и др.) необходимо учитывать собственную неравномерность АЧХ (рис. 4, рис. 5), собственные шумы и нелинейность звуковой карты.*

При хранении и применении CD-R следует избегать попадания на него прямого солнечного света, а также загрязнения его поверхности пылью, отпечатками пальцев и т. п.

**Совет.**

Вопросы, связанные с проблемами аудиоизмерений, рекомендуем обсуждать в он-лайн-конференции журнала «РадиоХобби» (официальный сайт журнала <http://radiohobby.QRZ.ru>).

Состав и назначение тест-сигналов и фонограмм

Таблица 1

Track №	Длительность, мин:с	Содержание	Примечание
1	0:00-1:00	Синусоида 1 кГц 0 дБ, левый и правый каналы	Предельный уровень. Для измерения коэффициента гармоник и динамического диапазона. (Номинальный уровень записи CD обычно на 12–15 дБ ниже)
	1:00-1:30	Синусоида 1 кГц 0 дБ, только левый канал	Идентификация ЛК, измерение переходного затухания в ПК
	1:30-2:06	Синусоида 1 кГц 0 дБ, только правый канал	Идентификация ПК, измерение переходного затухания в ЛК
2	1:04	Цифровой ноль (пауза)	Для измерения уровня шума
3	5:04	Непрерывные серии тональных посылок: синхрои́мпульс длительностью 250 мкс с уровнем 0 дБ и частотой 4 кГц; остальные импульсы с уровнем –20 дБ: 1 кГц (длительность 5 мс), 2 кГц (5 мс), 4 кГц (2 мс), 8 кГц (2 мс), 10 кГц (1 мс), 12 кГц (1 мс), 14 кГц (1 мс), 16 кГц (1 мс), 18 кГц (1 мс), 20 кГц (1 мс), промежутки между этими импульсами по 0,5 мс; последний в каждой серии — НЧ импульс длительностью 50 мс, частота которого изменяется по «кольцу» 20-31-40-63-80-125 Гц каждые 4 с. В конце каждой серии 25-миллисекундная пауза перед синхрои́мпульсом следующей серии тональных посылок. Общая длительность одной серии 100 мс. Для облегчения понимания состава этого сложного тест-сигнала на рис. 1 приведено его упрощенное изображение	Для оперативного визуального наблюдения АЧХ на экране осциллографа. Очень удобен для измерения АЧХ магнитофонов и других устройств звукозаписи. Синхрои́мпульс в начале каждой серии имеет повышенную на 20 дБ амплитуду и предназначен для синхронизации ждущей развертки осциллографа. Кроме того, он блокирует на требуемом уровне систему АРУЗ, обеспечивая измерение АЧХ при стандартном уровне записи –20 дБ.
4	5:12	Стационарные синусоиды с уровнем –20 дБ длительностью 10 с с паузами по 4 с, из ряда: 2 Гц, 5 Гц, 10 Гц, 20 Гц, 31,5 Гц, 40 Гц, 63 Гц, 80 Гц, 125 Гц, 200 Гц, 315 Гц, 400 Гц, 1 кГц, 2 кГц, 4 кГц, 8 кГц, 10 кГц, 12 кГц, 14 кГц, 16 кГц, 18 кГц, 20 кГц	Для измерения АЧХ «по точкам»
5	1:03	Синусоида с непрерывно изменяющейся по линейному закону от 20 Гц до 20 кГц частотой (свип-тон). Уровень около –20 дБ	Для автоматического измерения АЧХ самодискомом и контроля паразитных резонансов
6	0:20	Синусоида частотой 1 кГц с уровнем –6 дБ	Сигналы с 6 по 51 в режиме «кольцевого» воспроизведения заменяют генератор НЧ
7	0:20	20 Гц, –6 дБ	Измерение АЧХ в стандартных точках звукового диапазона
8	0:21	25 Гц, –6 дБ	
9	0:20	31,5 Гц, –6 дБ	
10	0:20	40 Гц, –6 дБ	
11	0:20	50 Гц, –6 дБ	
12	0:20	63 Гц, –6 дБ	
13	0:20	80 Гц, –6 дБ	
14	0:20	100 Гц, –6 дБ	



Таблица 1 (продолжение)

Трек №	Длительность, мин:с	Содержание	Примечание
15	0:20	125 Гц, -6 дБ	Измерение АЧХ в стандартных точках звукового диапазона
16	0:20	160 Гц, -6 дБ	
17	0:20	200 Гц, -6 дБ	
18	0:20	250 Гц, -6 дБ	
19	0:20	315 Гц, -6 дБ	
20	0:20	400 Гц, -6 дБ	
21	0:20	500 Гц, -6 дБ	Измерение АЧХ в стандартных точках звукового диапазона
22	0:20	630 Гц, -6 дБ	
23	0:20	800 Гц, -6 дБ	
24	0:20	1000 Гц, -6 дБ	
25	0:20	1250 Гц, -6 дБ	
26	0:20	1600 Гц, -6 дБ	
27	0:20	2000 Гц, -6 дБ	
28	0:20	2500 Гц, -6 дБ	
29	0:20	3150 Гц, -6 дБ	
30	0:20	4000 Гц, -6 дБ	
31	0:20	5000 Гц, -6 дБ	
32	0:20	6300 Гц, -6 дБ	
33	0:20	8000 Гц, -6 дБ	
34	0:20	10000 Гц, -6 дБ	
35	0:20	12500 Гц, -6 дБ	Для подробного измерения АЧХ «по точкам» в области высших звуковых частот
36	0:20	16000 Гц, -6 дБ	
37	0:20	20000 Гц, -6 дБ	
38	0:20	1000 Гц, -6 дБ	
39	0:20	1000 Гц, -6 дБ	
40	0:20	10000 Гц, -6 дБ	
41	0:20	11000 Гц, -6 дБ	
42	0:20	12000 Гц, -6 дБ	
43	0:20	13000 Гц, -6 дБ	
44	0:20	14000 Гц, -6 дБ	
45	0:20	15000 Гц, -6 дБ	
46	0:20	16000 Гц, -6 дБ	
47	0:20	17000 Гц, -6 дБ	
48	0:20	18000 Гц, -6 дБ	
49	0:20	19000 Гц, -6 дБ	
50	0:20	20000 Гц, -6 дБ	
51	0:26	1000 Гц, -6 дБ	
52	1:04	Белый шум с уровнем около -20 дБ, синфазный (моно), межканальный коэффициент корреляции равен 1 (рис. 2)	Для измерения АЧХ спектроанализатором с постоянной полосой анализа
53	1:04	Белый шум с уровнем около -20 дБ, поканально независимый, межканальный коэффициент корреляции равен 0 (рис. 3)	Для измерения АЧХ спектроанализатором с постоянной полосой анализа
54	1:04	Розовый шум с уровнем около -20 дБ, синфазный (моно), межканальный коэффициент корреляции равен 1	Для измерения АЧХ третьоктавным спектроанализатором (рис. 4, рис. 5)

Таблица 1 (продолжение)

Track №	Длительность, мин:с	Содержание	Примечание
55	1:04	Розовый шум с уровнем около -20 дБ, поканально независимый, межканальный коэффициент корреляции равен 0	Для измерения АЧХ третьоктавным спектроанализатором
56	1:18	Синусоида 1 кГц с точными уровнями 0, -20, -40, -60 и -80 дБ длительностью по 15 с	Для оценки линейности компандеров, АЦП-ЦАП (уровень измерять узкополосным фильтром или спектроанализатором)
57	0:27	Синусоида 1 кГц с точными уровнями -50, -60, -70, -80 и -90 дБ длительностью по 5 с	Для оценки линейности High-End ЦАП (уровень измерять узкополосным фильтром или спектроанализатором). При слуховом контроле в высококачественных системах среди шумов должен быть слышен сигнал уровнем -80 дБ; системы студийного уровня должны обеспечивать различимость сигнала -90 дБ
58	1:03	Сумма двух синусоид частотами 11 и 12 кГц и уровнем -10 дБ каждая	Для измерения интермодуляционных искажений на ВЧ (магнитофоны)
59	1: 0 4	Сумма двух синусоид частотой 60 Гц и 7 кГц с соотношением уровней 4:1	Для измерения интермодуляционных искажений (УМЗЧ)
60	1: 04	Сумма меандра с частотой повторения 1 кГц и уровнем -6 дБ и синусоиды 15 кГц с уровнем -20 дБ (спектр рис. 6)	Для оценки динамических интермодуляционных искажений. Амплитуда синусоидальной «насадки» сразу за фронтами меандра не должна «просаживаться» (рис. 7)
61	0: 12	Сумма 40 синусоид частотой 60, 80, 100, 200, 300, 400, 500, 600, 700, 800, 900 Гц, 1, 1.5, 2, 2.5, 3, 3.5, 4, 4.5, 5, 5.5, 6, 6.5, 7, 7.5, 8, 8.5, 9, 9.5, 10, 11, 12, 13, 14, 15, 16, 17, 18, 19, 20 кГц и одинаковой амплитудой. Такой сигнал имеет очень большой коэффициент формы (отношение пикового значения к среднеквадратическому).	Для испытания индикаторов, детекторов уровня, систем с АРУ. Среднеквадратическое значение сигнала -16,1 дБ, а пиковое 0 дБ
62	1: 04	Синусоида частотой 3150 Гц (20 с), 3150 Гц +1% (20 с), 3150 Гц -1% (20 с)	Для калибровки детонметров (канала измерения отклонения скорости от номинальной)
63	1:04	Частотномодулированная (модуляция синусоидой 4 Гц) несущая 3150 Гц с эквивалентным коэффициентом детонации 1% (20 с), 0,2% (20 с) и 0,01% (20 с)	Для калибровки детонметров
64	1:04	Синусоида частотой 1 кГц и уровнем 50% от предельного (10 с), такая же синусоида с кратковременным (в течение 10 мс через каждые 100 мс) выбросом амплитуды до 60% от предельного (10 с), 70% от предельного (10 с), 80% от предельного (10 с), 90% от предельного (10 с) и 100% от предельного (10 с). Форма сигнала изображена на рис. 8	Для оценки динамической перегрузочной способности УМЗЧ
65	1:02	Меандр 1 кГц, -6 дБ	Для оценки переходной характеристики (рис. 9)
66	1:03	Напряжение треугольной формы с частотой повторения 1 кГц и амплитудой -6 дБ (рис. 10, спектр рис. 11)	Для оценки линейности по осциллографу
67	1:03	Напряжение пилообразной формы с периодом повторения 0,5 мс и амплитудой -6 дБ (рис. 12, спектр рис. 13)	Для контроля фазировки по осциллографу
68	1:03	Импульсы длительностью 100 мкс с периодом повторения 1 мс и амплитудой -6 дБ (рис. 14)	Для измерения импульсной характеристики и оценки типа ЦАП

Таблица 1 (продолжение)

Track №	Длительность, мин:с	Содержание	Примечание
69	0:41	Текстово-музыкальная идентификация каналов. Сначала левый канал (left channel), затем правый канал (right channel)	Контроль размещения АС
70	1:35	Текстово-музыкальная проверка правильности фазировки каналов. Один и тот же музыкальный монофонический фрагмент записан три раза — первый и третий синфазно, а второй — противофазно	При правильной фазировке левого и правого каналов первый и третий фрагменты должны ощущаться исходящими точно из середины между акустическими системами, а второй — с размытой и неопределенной пространственной локализацией музыкальных инструментов
71	0:17	Белый шум равной мощности (-30 дБ) длительностью по 2 с, чередующийся ЛК -> (ЛК+ПК, т.е. в фазе) -> ПК -> (ЛК-ПК, т.е. в противофазе).	Для регулировки баланса каналов «левый — фронтальный — правый — тыловой» в Dolby Pro Logic и других системах 3D-audio
72	0:53	72 и 73 треки записаны «живьем» в концертном зале киевской филармонии. Применены микрофоны АКГ и фазолинейный тракт вплоть до АЦП без какой-либо дополнительной обработки. Эти фонограммы на аппаратуре высокой верности воспроизведения должны создавать реальное ощущение «атмосферы концертного зала»	Субъективная оценка точности передачи «атмосферы зала»
73	12:11		
74	3:29	Студийная запись игры на пианино	Для тестирования акустических систем (СЧ звена) и компандерных шумоподавителей (модуляционные шумы)
75	2:53	Студийная запись игры на органе	Для тестирования акустических систем (СЧ и НЧ звена)
76	2:11	Студийная запись игры на контрабасе	Для тестирования акустических систем (НЧ звена) и компандерных шумоподавителей (модуляция «шипения» НЧ сигналом)
77	1:58	Студийная запись игры на ударных инструментах	Для тестирования акустических систем (НЧ звена) и компандерных шумоподавителей (быстродействие)

Общая длительность диска 73:06

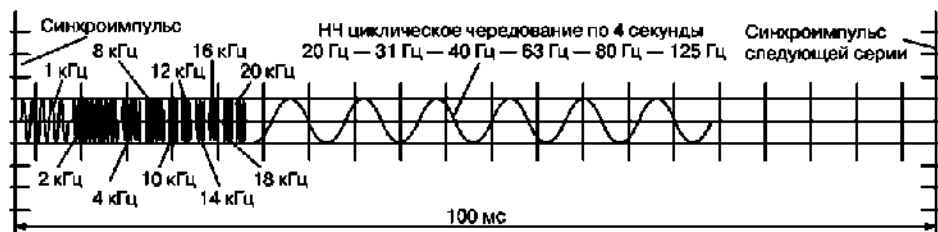


Рис. 1. Трек 3



Рис. 2. Трек 52. Синфазный белый шум на стереогониометре

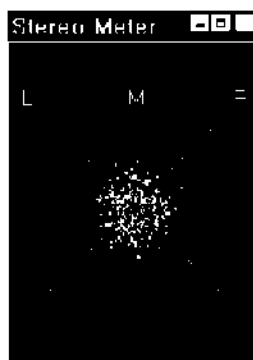


Рис. 3. Трек 53. Поканально независимый белый шум на стереогониометре

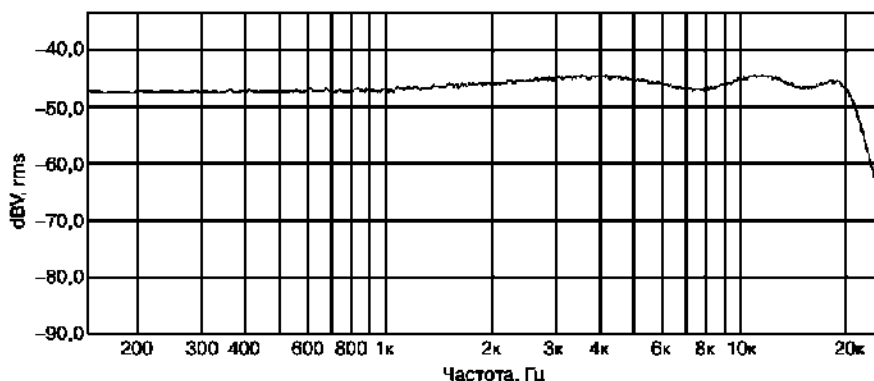


Рис. 4. АЧХ звуковой карты на белом шуме

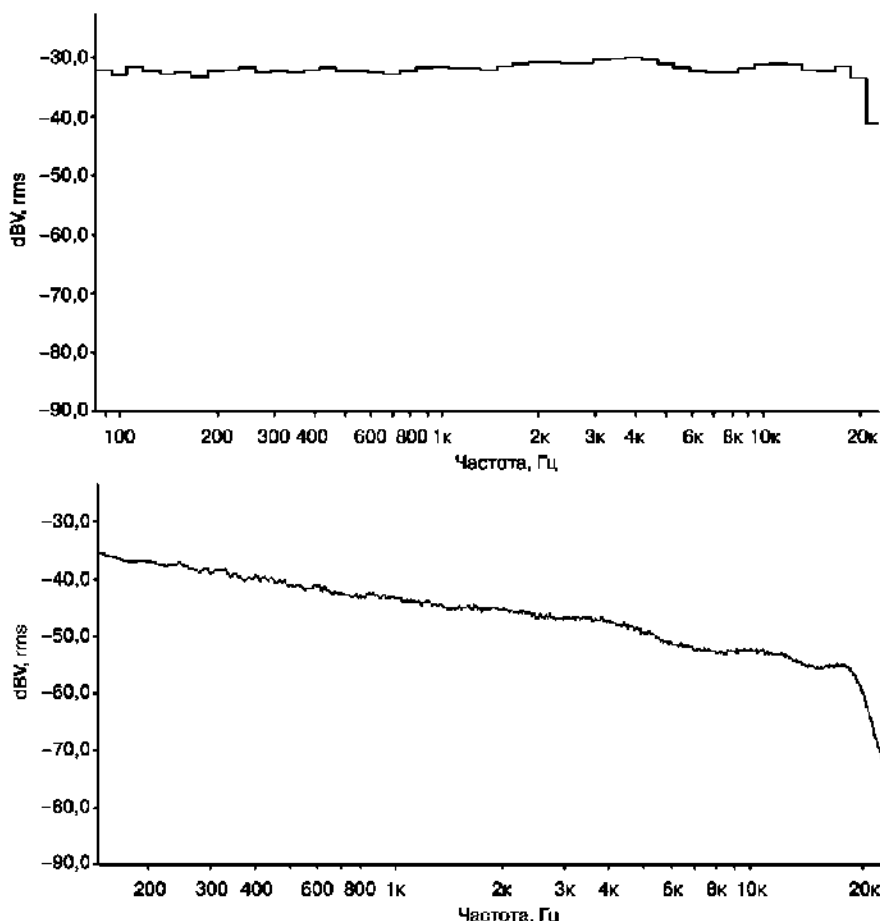


Рис. 5. АЧХ звуковой карты на розовом шуме в 1/6 октавных полосах (слева) и тот же сигнал при анализе с постоянной шириной полосы (справа — наклон 3 дБ/октава), трек 54

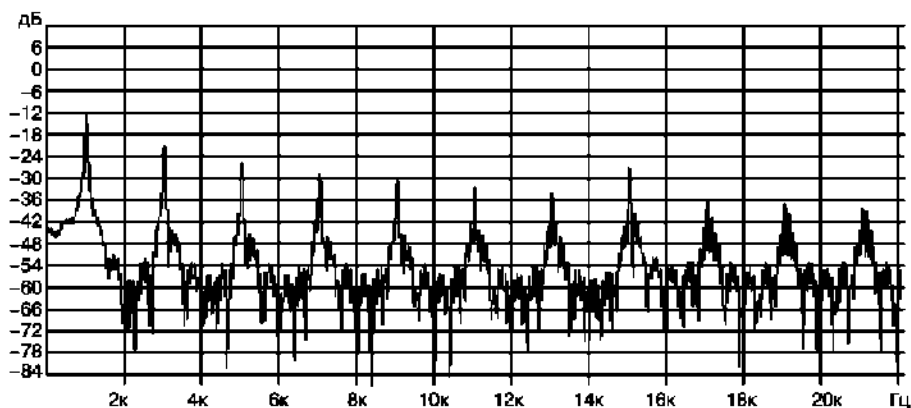


Рис. 6. Трек 60. Спектр сигнала для исследования динамической интермодуляции

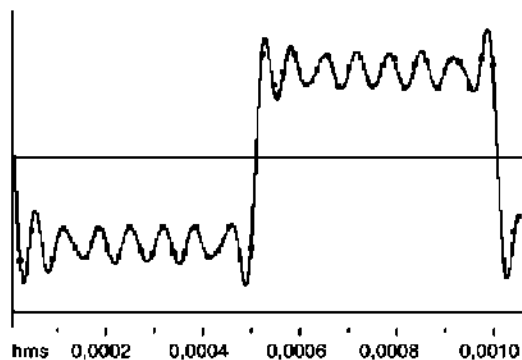


Рис. 7. Трек 60. Сигнал для исследования динамической интермодуляции

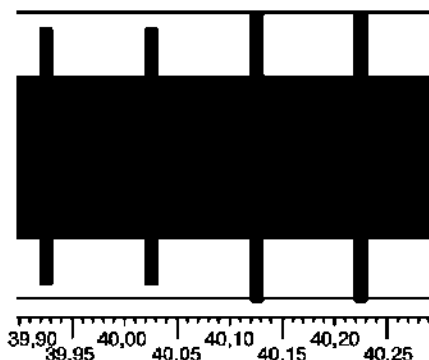
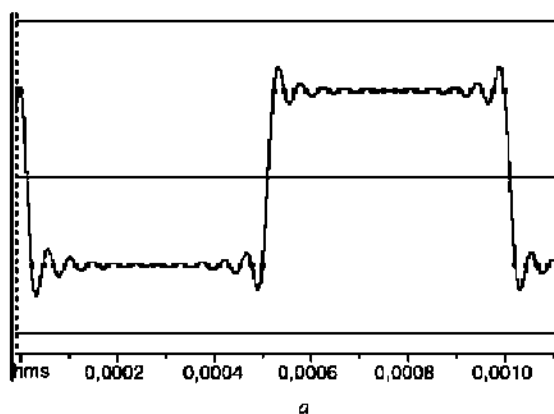
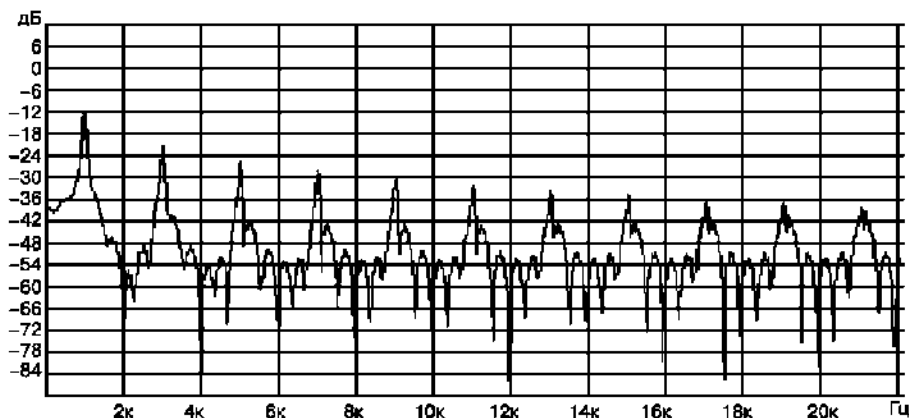


Рис. 8. Трек 64. Сигнал для исследования динамического запаса мощности



а



б

Рис. 9. Трек 65. Меандр (а) и его спектр (б)

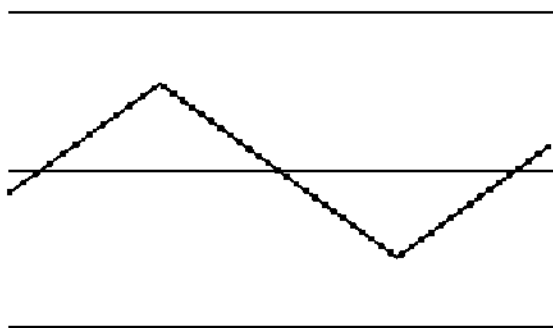


Рис. 10. Трек 66

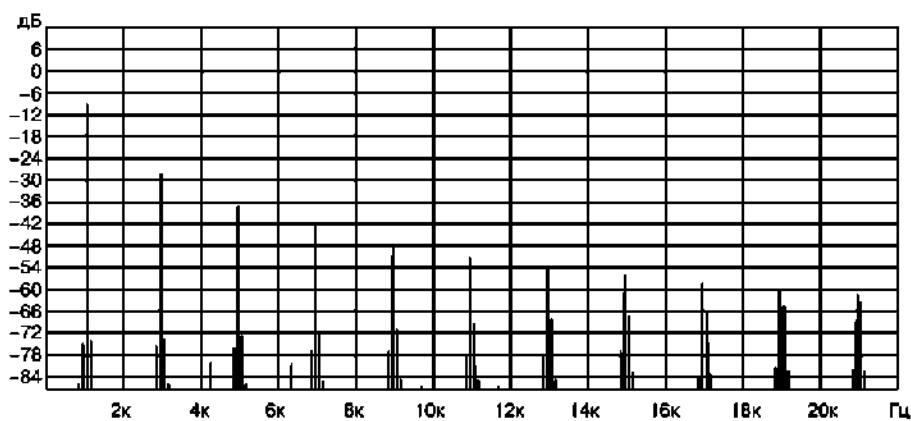


Рис. 11. Трек 66

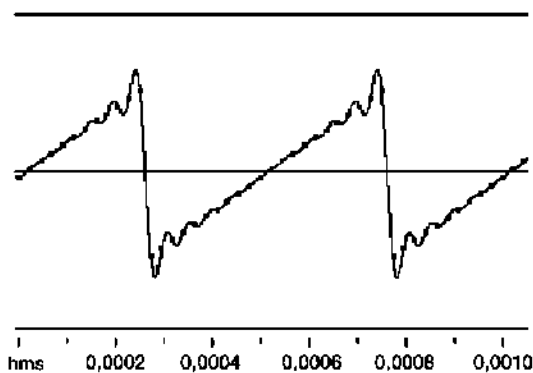


Рис. 12. Трек 67

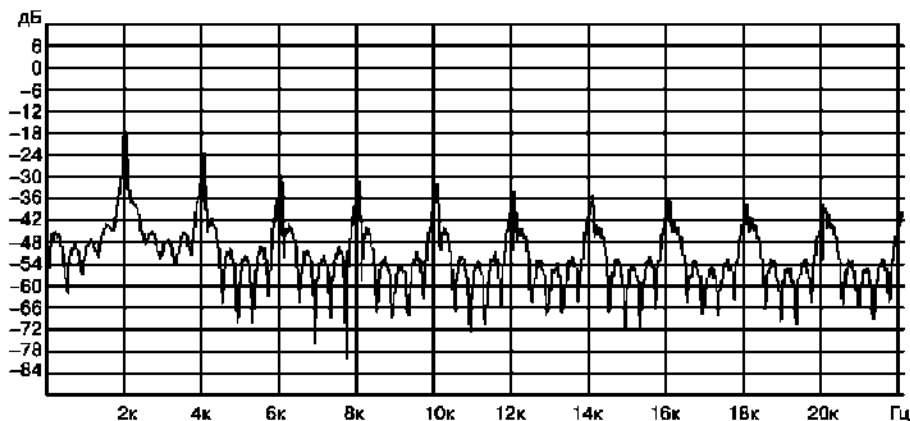


Рис. 13. Трек 67

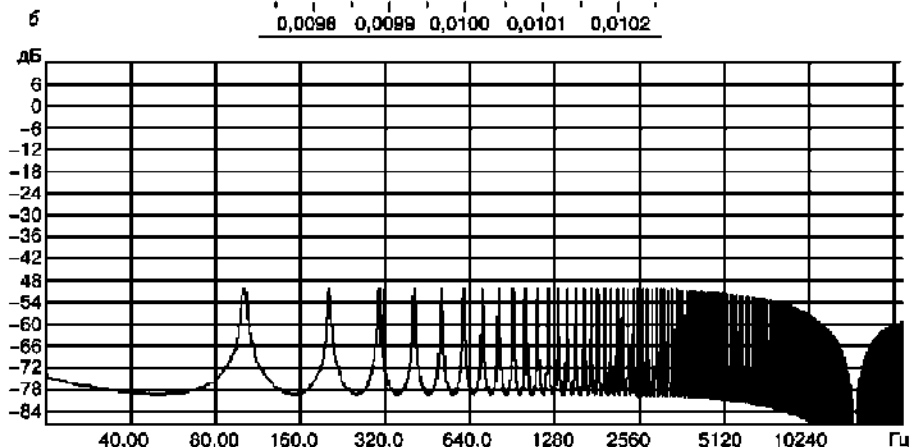
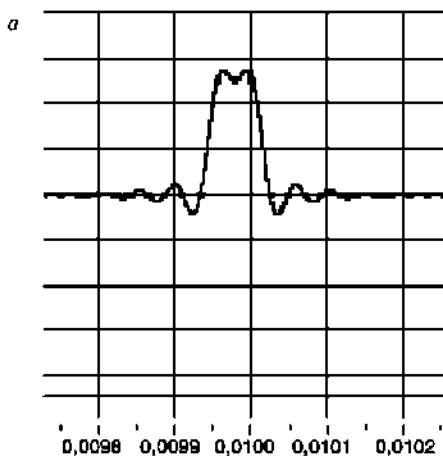


Рис. 14. Трек 68. Сигнал для исследования импульсной характеристики (а) и его спектр (б)



## РЕГУЛЯТОРЫ ГРОМКОСТИ И ТЕМБРА

### Авторегулятор уровня с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями

Японский журнал «Дэмпа Кагаку» опубликовал схему звукового автоматического регулятора уровня, отличающегося большим (более 40 дБ) диапазоном и малыми нелинейными искажениями (рис. 1.1). Основу устройства образует операционный усилитель с токовым выходом и изменяемой крутизной CA3080.

Вход и выход микросхемы обрамляют эмиттерные повторители, а на вход управления (вывод 5 ИМС 3080) через регулятор чувствительности (переменный резистор 500 кОм) поступает напряжение с двухполупериодного детектора уровня, выполненного на трех оставшихся транзисторах. Триммером 2,2 кОм, включенным между инвертирующим и неинвертирующим входами микросхемы, минимизируют коэффициент гармоник при максимальном входном сигнале [7].

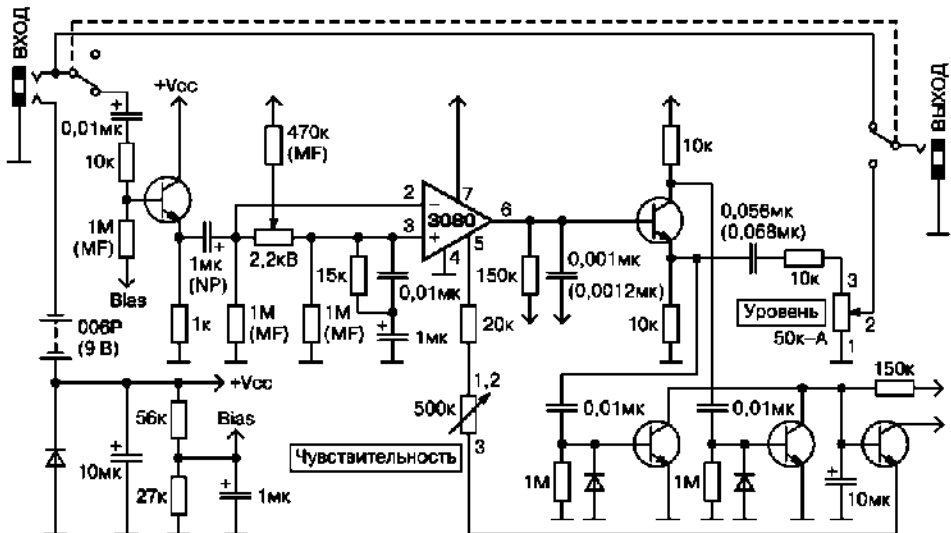


Рис. 1.1. Схема звукового автоматического регулятора уровня

## Электронный регулятор уровня с большим динамическим диапазоном

Микросхема TDA1524 — регулятор громкости, баланса и тембра, как по ВЧ, так и по НЧ, с электронным управлением каждой из этих характеристик. Несмотря на привлекательность, ее применение в Hi-Fi аппаратуре сдерживается несколькими факторами:

- ♦ слишком большая чувствительность (порядка 70 мВ);
- ♦ большой коэффициент усиления, порядка 15 дБ (при максимальном управляющем напряжении);
- ♦ повышенный уровень шума (порядка 80 дБ).

При эксплуатации TDA1524 был замечен еще один недостаток: баланс (если ручка баланса не находится в среднем положении) изменяется при регулировке уровня. Причем чем больше разбаланс между каналами, тем сильнее он изменяется при регулировке уровня. Таким образом, этот фактор также сдерживает применение TDA1524 в Hi-Fi аппаратуре.



### Примечание.

*При установке такого узла в звуковой тракт с входным уровнем порядка 250—500 мВ приходится ослаблять сигнал до 60—70 мВ с тем, чтобы микросхема работала в нормальном режиме, а это не приводит к улучшению параметров тракта, и, в первую очередь, шумовых.*

Вместе с тем, TDA1524 (при положении баланса в среднем положении) позволяет практически синхронно регулировать уровень в обоих каналах. Применение TDA1524 в звуковом тракте позволяет довольно легко согласовать ее с системой дистанционного управления.

Был разработан вариант применения этой ИС в канале записи Hi-Fi магнитофона, предназначенный только для регулировки уровня. Совместно с цифровой системой управления стал возможен режим «Fader» (редактирование, причем с регулируемой скоростью снижения и увеличения уровня). Несложно также ввести режим «Autofader».

Принципиальная схема регулятора уровня приведена на рис. 1.2. Это устройство имеет коэффициент передачи, близкий к 1 (при  $U_{\text{упр}}=2,8$  В). На входе устройства стоит делитель R1R2, ослабляющий сигнал на 10 дБ. Он применен для того, чтобы на вход устройства можно было безбоязненно подать сигнал со стандартным уровнем 0,775 В.

Далее сигнал усиливается примерно на 10 дБ микросхемой DA1. Таким образом, общий коэффициент передачи равен 1. Микросхема включена в несколько необычном режиме. Для создания линейной АЧХ цепи регулировки тембра исключены.

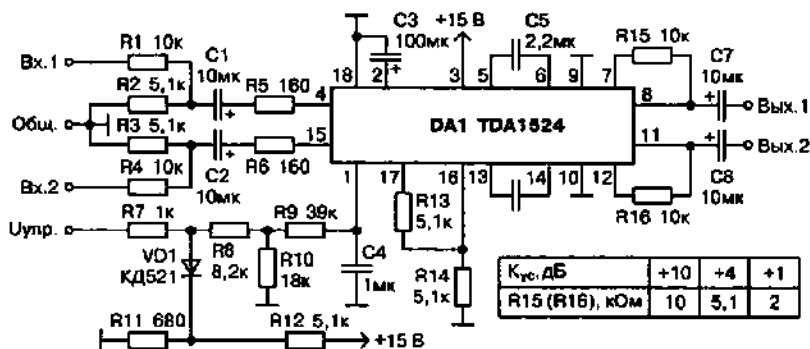


Рис. 1.2. Принципиальная схема регулятора уровня

Для удобства разводки печатной платы выводы 9, 10 соединены с общим проводом. Емкости  $C_5, C_6$  значительно увеличены — так, что на частоте 30 Гц завал АЧХ не превышает 0,3 дБ. На вывод регулировки баланса (16) подано половинное напряжение с внутреннего стабилизатора DA1 (17).

Особо следует остановиться на резисторах  $R_{15}, R_{16}$ . Они создают местную обратную связь в DA1, и от их сопротивления зависит коэффициент усиления микросхемы. Эта зависимость приведена в таблице на рис. 1.2. Кроме того, при применении этих резисторов максимальное выходное напряжение DA1 повысилось на 2 дБ.

Если на вход устройства будет подаваться сигнал не более 250 мВ, то входной делитель  $R_1R_2$  можно не ставить. В этом случае  $R_{15}, R_{16}$  устанавливаются по 2 кОм. При этом динамический диапазон расширяется до 110 дБ(!).

Коэффициент гармоник на выходе DA1 составил в этом случае 0,072% (при  $K_{г}$  генератора 0,05%). Переходное затухание между каналами — 70 дБ (на частоте 10 кГц). Было испытано несколько экземпляров TDA1524 — разброс по параметрам оказался незначительным.

Зависимость между  $U_{уп}$  и  $K_{у}$  нелинейна. В цепи формирования сигнала управления стоит простейший аппроксиматор  $R_7VD_1R_{11}R_{12}$ , затем делитель  $R_8R_{10}$  для согласования по уровню сигнала управления, выдаваемого ЦАПом и номинального сигнала, требуемого для TDA1524. Цепь  $R_9C_4$  сглаживает «ступеньки» в сигнале управления, т. е. регулирование уровня происходит без характерных «цифровых» щелчков.



#### Внимание.

В случае применения однополярного питания электролитические конденсаторы принципиально необходимы.

Наличие электролитических конденсаторов, как известно, приводит к появлению «ионных» искажений, однако в этом случае они намного меньше искажений самой ИС. Перевод TDA1524 на двухполярное питание усложнило бы стыковку с другими узлами и, в первую очередь, по цепи управляющего напряжения. Кроме того, постоянное напряжение на выходе DA1 несколько отличается от половинного напряжения питания, хотя и достаточно близко к нему.

Регулятор уровня совместно с устройством цифрового управления можно выполнить в виде отдельной конструкции, снабдив блоком питания 15 В/100 мА.

Предлагаемый регулятор уровня можно с успехом применять при перезаписи с компакт-дисков (CD) на кассетный магнитофон, оснащенный современными устройствами шумоподавления: Dolby C/S или dbx. В случае применения системы dbx запись на компакт-кассете будет практически эквивалентна качеству звучания CD как по частотному, так и динамическому диапазону [68].

### Восьмиполосный графический эквалайзер

Восьмиполосный графический эквалайзер Йозефа Гилзки (рис. 1.3) обеспечивает регулировку АЧХ на 20 дБ в 8 независимых частотных полосах с центральными частотами 50, 100, 250, 500, 1000, 2200, 5000 и 12000 Гц (табл. 1.1). На схеме показана только одна корректирующая ячейка (IC2a), остальные семь отличаются только номиналами элементов, которые указаны в табл. 1.1 [15].

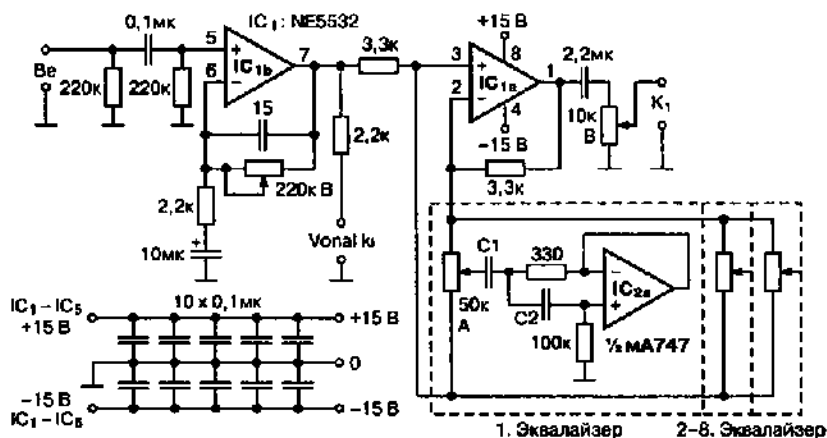


Рис. 1.3. Принципиальная схема 8-полосного графического эквалайзера

Номиналы конденсаторов C1 и C2 для различных частот

Таблица 1.1

$F_0$ [Гц]	50	100	250	500	1000	2200	5000	12000
C1 [F]	4,7 $\mu$	2,2 $\mu$	680 n	330 n	150 n	68 n	33 n	10 n
C2 [F]	68 n	33 n	18 n	10 n	5,1 n	2,2 n	1 n	510 p

### Пассивный регулятор тембра, не нарушающий глубины и целостности звуковой картины High-End комплекса

Как и любой энтузиаст High-End-овского направления в аудиотехнике, Джон Крэбб выступает против любого лишнего звена на пути звукового сигнала. Тем не менее, он считает, что значительная часть фонограмм и аудиокомплексов все же требует некоторой корректировки тембрального баланса. Для этой цели им разработан пассивный регулятор тембра (рис. 1.4), не нарушающий глубины и целостности звуковой картины любого High-End комплекса. Тщательный отбор компонентов (отклонение от номиналов не более 0,5%) исключает рассогласование стереоканалов по АЧХ и ФЧХ в дискретных точках регулировки тембра ВЧ (левая часть схемы) и НЧ (правая). А небольшая (но достаточная для High-End) глубина регулировки тембра (6 дБ с дискретностью 2 дБ) позволила обойти основной недостаток пассивных регуляторов — значительное (в некоторых регуляторах до 30 дБ) ослабление сигнала.

В данном случае ослабление сигнала составляет всего 7 дБ, что не приводит к сколь-нибудь ощутимому ухудшению динамического диапазона

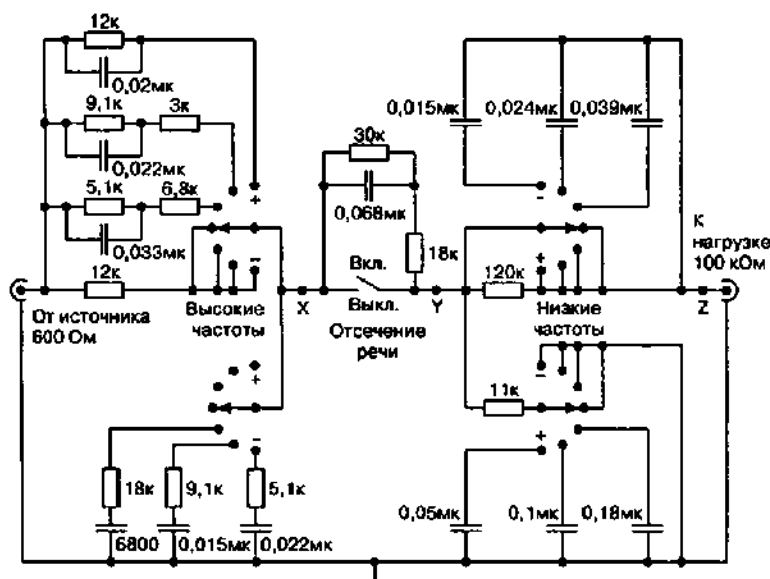


Рис. 1.4. Схема пассивного регулятора тембра

всей аудиосистемы. Еще один дополнительный переключатель Speech Cut позволяет ослабить сигнал на 5 дБ и дополнительно подавить НЧ составляющие ниже 100 Гц на 3—5 дБ.



**Примечание.**

*Этот режим рекомендуется для повышения разборчивости при прослушивании речевых программ.*

Для нормального согласования выходное сопротивление источника (предусилителя) должно быть не более 1 кОм, а входное сопротивление нагрузки (усилителя мощности) — не менее 100 кОм [42].

### High-End решения регуляторов тембра ВЧ и НЧ Т. Гизбертса

High-End решения регуляторов тембра ВЧ и НЧ предложены Т. Гизбертсом. В высококачественной аппаратуре глубину коррекции обычно ограничивают  $\pm 7$ —10 дБ, но особое внимание уделяют минимизации разбаланса АЧХ и ФЧХ правого и левого каналов.

С этой целью в рассматриваемых схемах применена дискретная регулировка с шагом 1,25 дБ, которая реализована путем коммутации высокоточных (допуск 1%) постоянных резисторов R2—R9 электронными ключами IC1, IC2.

Переключатель S3 выполняет изменение АЧХ, S1 — подъем (положение А) или завал (положение В), а S2 — отключение коррекции (обход). На рис. 1.5 показаны формируемые устройствами АЧХ. Коэффициент гармоник обеих схем при любых положениях регуляторов и входном напряжении 1 В не превышает 0,001% во всем звуковом диапазоне, потребляемый ток 10 мА [31]. Схемное решение представлено на рис. 1.6 и рис. 1.7.

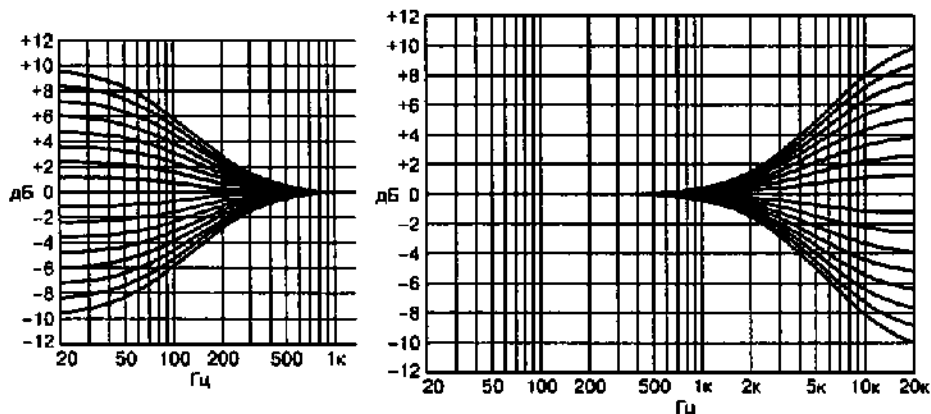


Рис. 1.5. АЧХ, формируемые регуляторами тембра

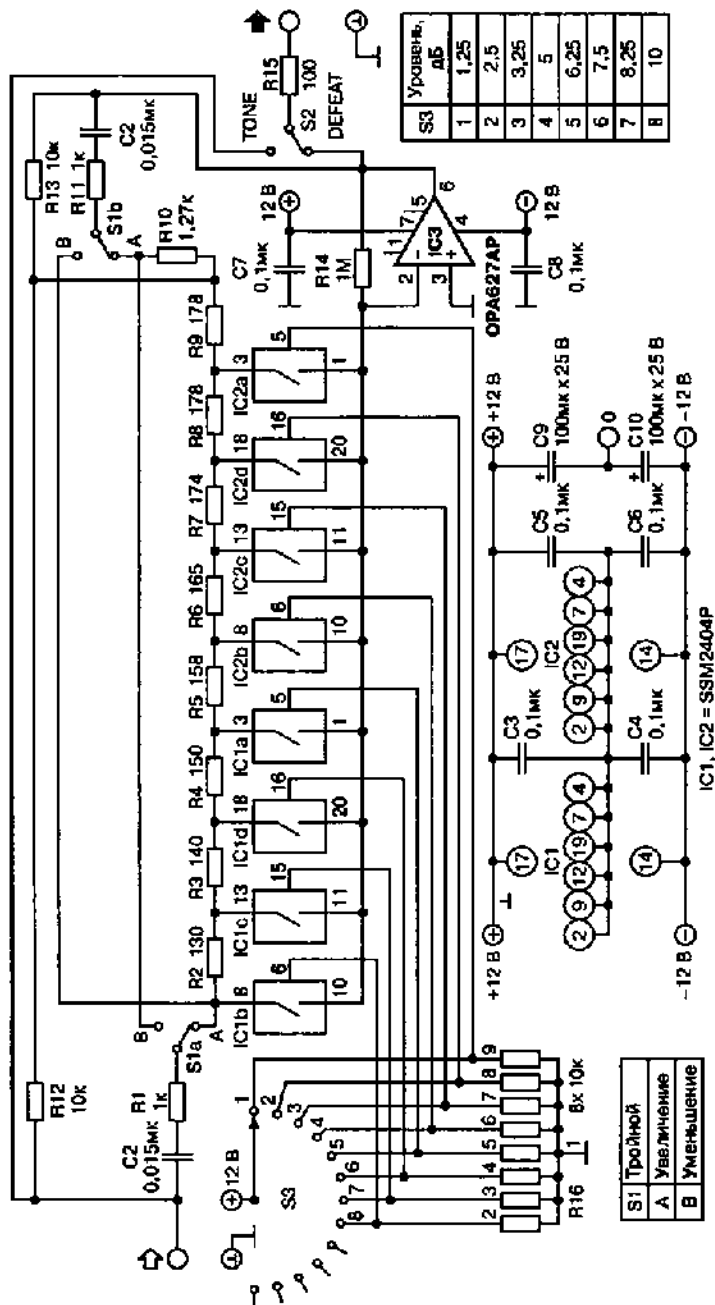


Рис. 1.6. Схема High-End решения регуляторов тембра ВЧ

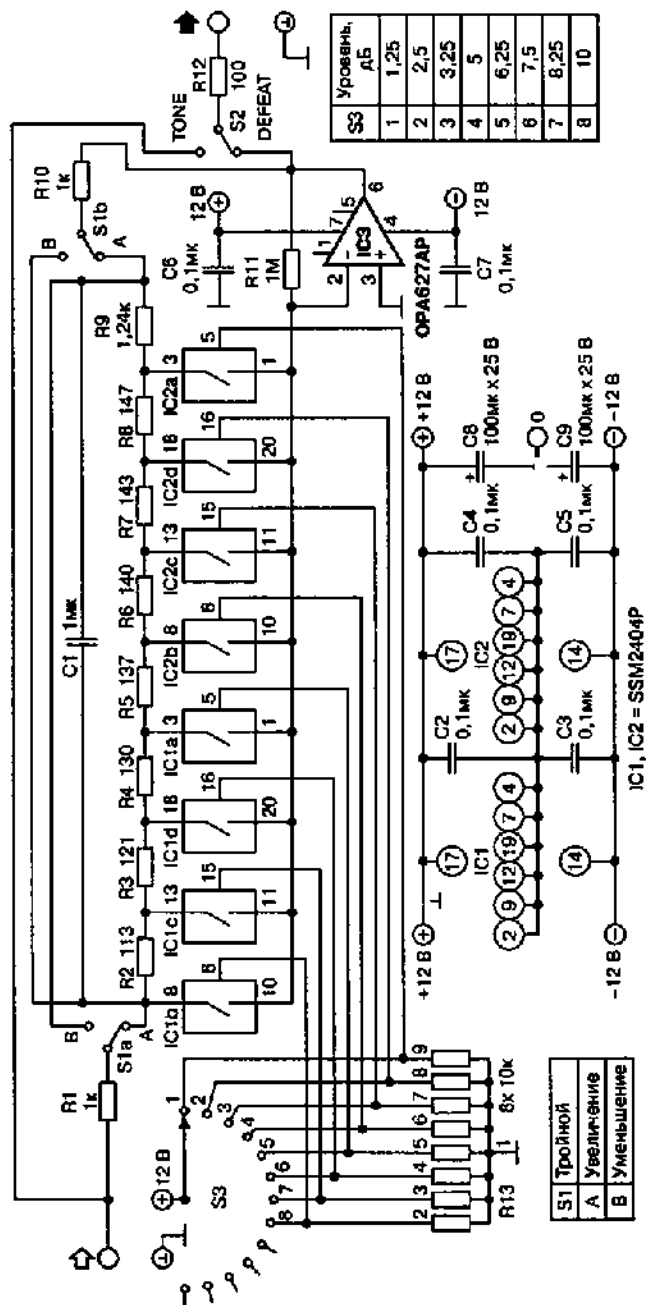


Рис. 1.7. Схема High-End решения регуляторов тембра НЧ



### Десятиполосный графический эквалайзер П. Стаугарда

Десятиполосный графический эквалайзер (рис. 1.8) разработан П. Стаугардом. Он обеспечивает регулировку тембра на  $\pm 11$  дБ в октавных полосах с центральными частотами 31 Гц (P1), 62 Гц (P2), 125 Гц (P3), 250 Гц (P4), 500 Гц (P5), 1 кГц (P6), 2 кГц (P7), 4 кГц (P8), 8 кГц (P9) и 16 кГц (P10).

Переключатель S1 коммутирует входное сопротивление 100 кОм/600 Ом (бытовой/студийный стандарт), S3 — изменяет на 6 дБ коэффициент передачи. В качестве IC1 можно использовать NE5534, а IC2 — NE5532 [23].

### Стереорегулятор громкости на цифровых потенциометрах DS1802C

Джэвин Чизмэн для согласованного с высокой точностью регулирования громкости звука в стереосистемах предлагает применять специальные цифровые потенциометры DS1802C фирмы Dallas Semiconductors. Схема включения получается предельно простой, но позволяет простым нажатием на кнопки S1 изменять громкость правого канала (вход P5, выход P9), S2 — левого (вход P4, выход P8), S3 — одновременно уменьшать громкость обоих каналов, S4 — одновременно увеличивать, S5 — последовательно включать/выключать приглушение (muting) обоих каналов.

На схеме (рис. 1.9) C1 = C2 = 10 мкФ, C3 = C4 = 100 нФ, IC2, IC3 типа TL071. В первоисточнике также приведены схемы применения DS1802 в качестве регуляторов тембра НЧ и ВЧ [58].

### Электронный регулятор громкости на ИМС KA2250

Для замены довольно посредственного по шумам и искажениям электронного регулятора громкости K174УН12 (A273D) С. Сыч предлагает применять более удачную ИМС KA2250. Типовая схема ее включения (рис. 1.10) обеспечивает синхронную регулировку громкости двух каналов двумя кнопками SB1 («Тише») и SB2 («Громче»).

К достоинствам KA2250, кроме доступной цены, относится и невысокое напряжение питания (5 В), позволяющее применять ее в переносной аппаратуре [67].

### Семиполосный графический эквалайзер на основе специализированной ИМС LA3607

Поль Фарнез на основе специализированной ИМС LA3607 фирмы Сапуо разработал семиполосный графический эквалайзер (рис. 1.11).

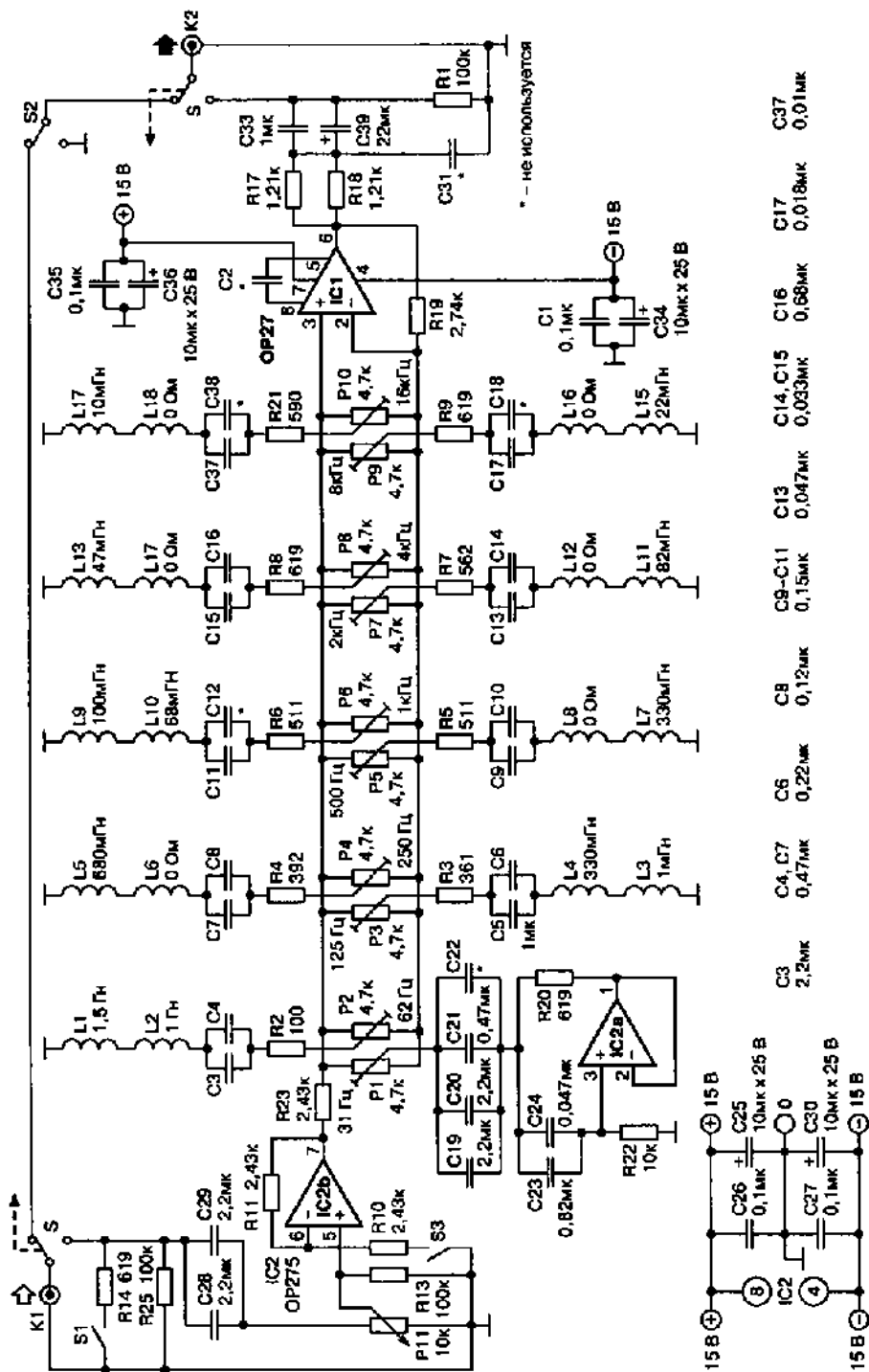


Рис. 1.8. Схема 10-полосного графического эквалайзера

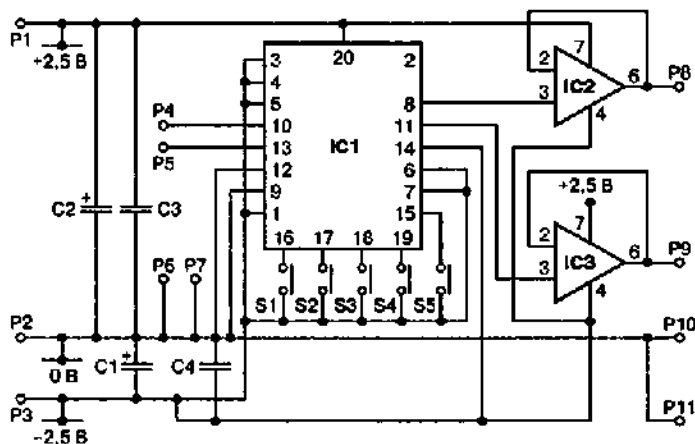


Рис. 1.9. Стереорегулятор громкости на цифровых потенциометрах DS1802C

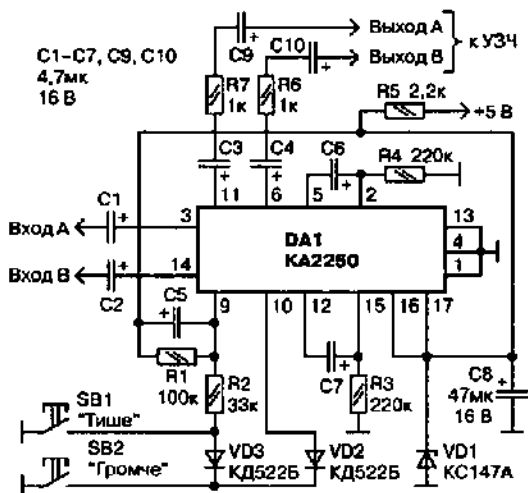


Рис. 1.10. Схема электронного регулятора громкости на ИМС KA2250

Устройство представляет собой 7 идентичных активных фильтров с небольшой добротностью ( $Q = (C1R2/IC1C2)^{0.5} = 1,5...2$ ) на основе транзисторных гираторов, отличающихся только частотами настройки

$$f_0 = 1/(2\pi (C1C2R1R2)^{0.5}) = 60 \text{ Гц}$$

(или 150 Гц; 400 Гц; 1 кГц; 2,5 кГц; 6 кГц; 15 кГц),

где  $C1$ ,  $C2$  — емкость внешних частотозадающих конденсаторов;  $R1$ ,  $R2$  — сопротивление внутренних резисторов, соответственно, 1,2 кОм и 68 кОм.

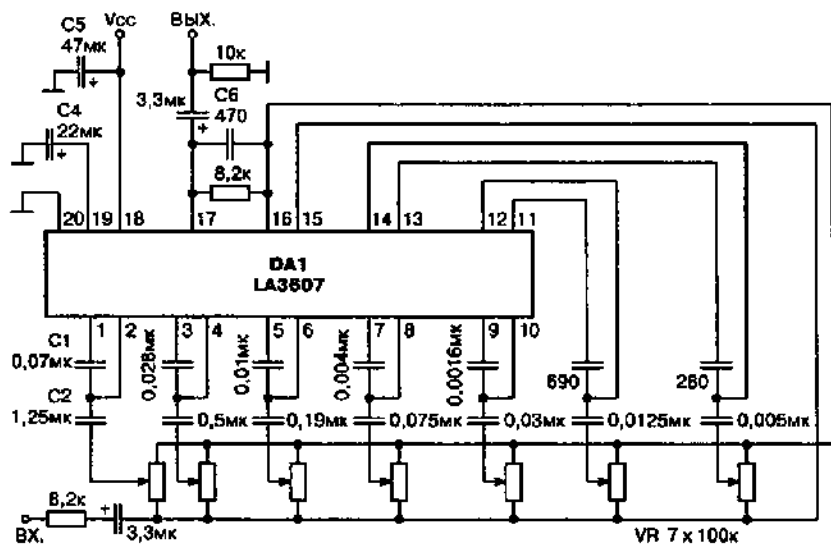


Рис. 1.11. Принципиальная схема 7-полосного графического эквалайзера на основе специализированной ИМС LA3607

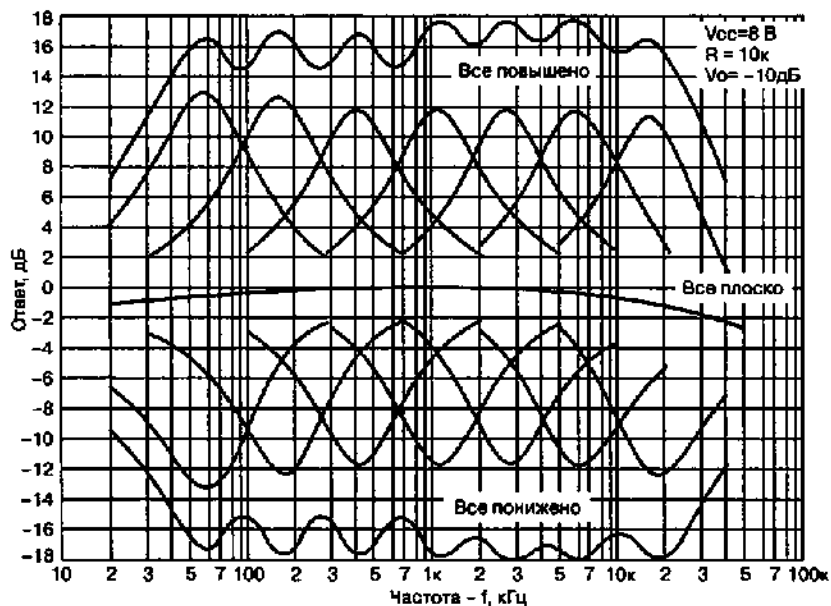


Рис. 1.12. Семейство АЧХ, формируемых эквалайзером

Введение того или иного гиратора регуляторами VR (все переменные резисторы VR — с линейной зависимостью) в цепь неинвертирующего входа внутреннего ОУ (т. е. движок VR ближе к выводу 15 ИМС) приводит:

- к появлению частотнозависимого делителя напряжения (входной резистор 8,2 кОм/входное сопротивление гиратора);
- к появлению «ямы» на АЧХ.

А введение гиратора в цепь инвертирующего (ближе к выводу 16 ИМС) — приводит к такому же частотнозависимому ослаблению ООС и «горбу» на АЧХ. Семейство формируемых АЧХ показано на рис. 1.12.

Типовой коэффициент гармоник 0,02%, напряжение собственных шумов на выходе 7 мкВ, напряжение питания  $V_{cc}$  8—12 В, потребляемый ток 7 мА [54].

### УМЗЧ с кнопочным регулятором громкости

Для переносных аудиоплееров и радиоприемников с напряжением питания 5 В Г. Кляйн предложил схему УНЧ с кнопочным регулятором громкости (рис. 1.13). Благодаря мостовой схеме включения нагрузки достигается сравнительно большая (1 Вт на нагрузке 8 Ом) выходная мощность и отпадает необходимость в разделительном электролитическом конденсаторе большой емкости.

Выходной уровень может изменяться от -60 до +20 дБ 64 шагами по 1,25 дБ путем нажатия на кнопки увеличения (UP) или уменьшения (DOWN) громкости. Потенциалом на выводе 2 (MODE) можно перевести усилитель из нормального режима работы ( $U_2 < 1$  В) в режим приглушения ( $1 \text{ В} < U_2 < 3,6 \text{ В}$ ) и в ждущий режим со сниженным потреблением 10 мкА вместо 6 мА ( $U_2 > 3,6 \text{ В}$ ). Усилитель работоспособен и при

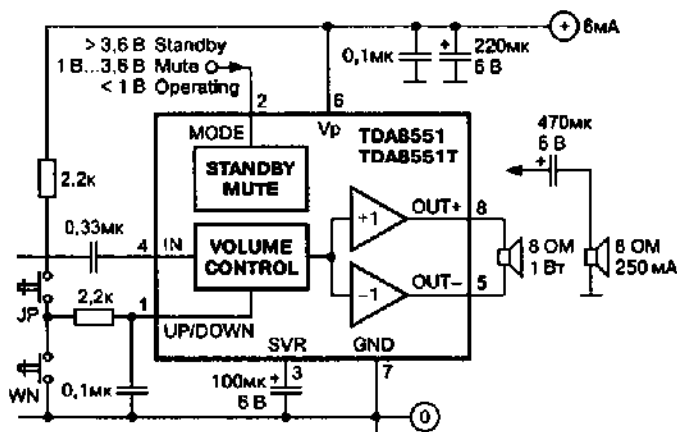


Рис. 1.13. Принципиальная схема УНЧ с кнопочным регулятором громкости

снижении напряжения питания до 2,7 В, но при этом выходная мощность, конечно, также уменьшается [61].

### Электронный регулятор громкости и тембра LM1036

На фоне изобилия ИМС УМЗЧ явно ущербным является скудный выбор ИМС регуляторов громкости и тембра. Наиболее известные ИМС TDA1524/1526 имеют довольно высокий уровень:

- шумов (100 мкВ, что по отношению к номинальному уровню 300 мВ составляет всего –70 дБ);
- искажений (коэффициент гармоник 0,3%).



#### Примечание.

*Еще хуже эти параметры у K174УН10/УН12 (ТСА740/730) –57 дБ и 0,5%, а у КР174ХА53/ХА54 какой-либо намек на шумовые характеристики в ТУ вообще отсутствует.*

В этом смысле удачным исключением из правила является LM1036 (National Semiconductor), обеспечивающая типовой коэффициент гармоник 0,06% и напряжение собственных шумов 10–30 мкВ (или –90...–80 дБ по отношению к номинальному уровню 300 мВ).

Рекомендуемая схема включения этой ИМС показана на рис. 1.14. Регулировка тембра НЧ, ВЧ, стереобаланса и громкости выполняется в обоих стереоканалах одиночными переменными резисторами с линейной зависимостью сопротивления от угла поворота. Причем качество этих резисторов никак не отражается на качестве звука.

Даже при значительном «шуршании контактов» сглаживающие фильтры из постоянных резисторов 47 кОм и конденсаторов 0,22 мкФ, подключенные к движку потенциометра, обеспечивают плавное изменение постоянных управляющих напряжений, задающих АЧХ и усиление ИМС. Кроме того, исключается и рассогласование уровней между каналами при регулировке.

Семейство АЧХ в функции управляющих напряжений на выводах 4 (тембр ВЧ) и 14 (тембр НЧ) показаны на рис. 1.15, зависимость коэффициента передачи от напряжения на выводе 12 (громкость) — на рис. 1.16, а изменение коэффициентов передачи обоих каналов в зависимости от напряжения на выводе 9 (стереобаланс) — на рис. 1.17.

Дополнительным переключателем регулировка громкости может быть сделана тонкомпенсированной — для этого необходимо соединить выводы 7 и 12. АЧХ тонкомпенсации изображены на рис. 1.18. Питание всех потенциометров постоянным напряжением 5,4 В выполняется от встроенного стабилизатора с вывода 17 (он способен развивать выходной ток до 5 мА).

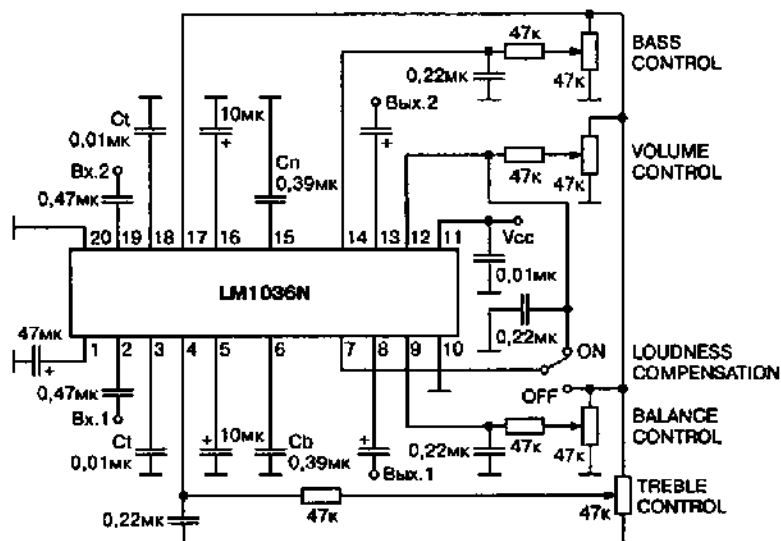


Рис. 1.14. Принципиальная схема электронного регулятора громкости и тембра LM1036

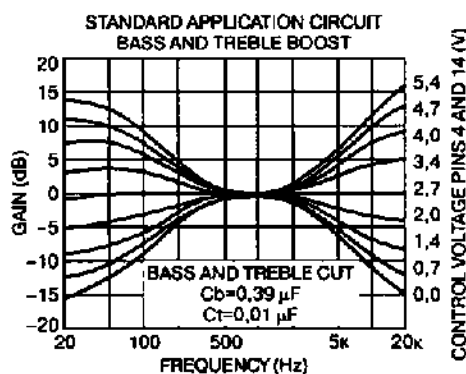


Рис. 1.15. Семейство АЧХ в функции управляющих напряжений на выводах 4 (тембр ВЧ) и 14 (тембр НЧ)

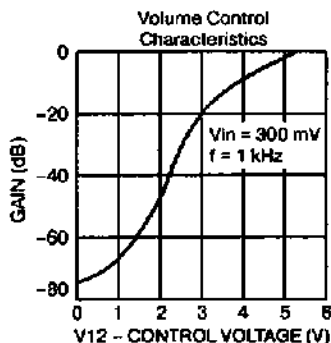


Рис. 1.16. Зависимость коэффициента передачи от напряжения на выводе 12 (громкость)

Основные характеристики: напряжение питания — 9...16 В, подавление пульсаций питающего напряжения — 50 дБ, потребляемый ток — 35...45 мА, максимальное входное напряжение — 1,6 В, входное сопротивление — 30 кОм, выходное сопротивление — 20 Ом, разделение между каналами — 75 дБ [66].

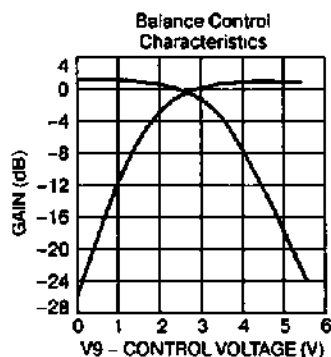


Рис. 1.17. Изменение коэффициентов передачи обоих каналов в зависимости от напряжения на выводе 9 (стереобаланс)

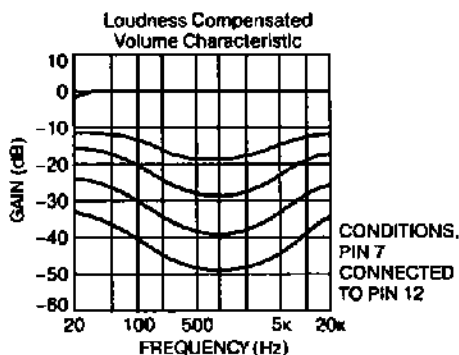


Рис. 1.18. АЧХ тонкомпенсации

### Современный предварительный усилитель с микропроцессорным управлением

Дмитрий Харций, г. Запорожье, отмечает, что микросхемы фирмы Analog Devices широко известны в мире и используются в аппаратуре различных фирм. Сегодня они доступны и в странах СНГ. Популярность микросхем от Analog Devices достаточно высока, о чем косвенно может свидетельствовать тот факт, что некоторые из них подделывают!

Рассмотрим пару микросхем от одного из известных изготовителей чипов для аудио, использованных в данной конструкции. Две микросхемы от AD — SSM2163 и SSM2160, позволяют построить предварительный усилитель с электронным управлением очень разнообразными функциями.

Первая из них — SSM2163, представляет собой аналоговый мультиплексор 8 входов на 2 выхода. Каждый из восьми входов имеет собственный аттенюатор с диапазоном регулировки от 0 до -63 дБ с шагом в 1 дБ.

Каждый из восьми входов может быть скоммутирован на любой из двух выходов. Управление микросхемой цифровое, по шине SPI. Таким образом, мы получаем возможность одной микросхемой закрыть полностью все самые немислимые потребности селектора входов стереоусилителя:

- переключение входов (1—4);
- выбор режима (стерео, моно, только левый, только правый);
- входной аттенюатор, позволяющий установить равным уровень сигнала на выходе коммутатора при прослушивании источников с разным уровнем сигнала на их выходах.

Параметры микросхемы вполне удовлетворяют требованиям High Fidelity: соотношение сигнал/шум — 82 дБ (относительно уровня 0,775 В),



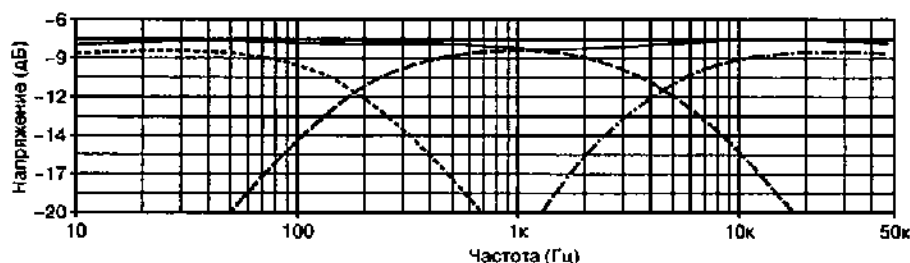


Рис. 1.19. АЧХ, смоделированная программой для случая идеальных компонентов

перегрузочная способность составляет +10 дБ, а «искажения + шум» — 0,007% (при  $K_u=1$  и уровне 0,775 В).

Непонятно только значение входного сопротивления каналов, равное 10 кОм согласно выложенной на сайте изготовителя справочной информации. Это обусловило использование в усилителе входных буферов на микросхемах IC1—IC8 (рис. 1.20).

Хотя, изготовитель в справочной документации особо подчеркивает, что «для входов и выходов нет необходимости во внешних усилителях».

Собственно, сторонники минималистского подхода могли бы ограничиться одной лишь этой микросхемой — входной коммутатор есть, регулировка уровня громкости с диапазоном в 63 дБ также более чем достаточна.

Цифровая часть микросхемы имеет восемь регистров, определяющих для каждого входа, к какому из выходов он подключен, и еще восемь регистров, определяющих уровень ослабления для каждого из входов. Чем не идеальная микросхема для микшера, тем более, что она имеет возможность каскадирования.

Вторая микросхема — SSM2160, представляет собой шестиканальный регулятор уровня сигнала. Восемь регистров микросхемы хранят значения об установленном уровне. Первый из них — общий (MASTER). Разрядность его — семь бит, что дает нам одновременную регулировку ослабления всех входов в диапазоне от 0 до -127 дБ. Шесть последующих регистров (CH1—CH6) с разрядностью в 5 бит каждый хранят значения, отдельные для каждого из каналов.



#### Примечание.

Изменение одного из этих регистров приводит к изменению усиления соответствующего канала в диапазоне от 0 до +31 дБ.

Регулировку уровня осуществляют управляемые напряжением усилители (VCA — Voltage Controlled Amplifier), что исключает проникновение помех (щелчков) из канала управления в тракт звука. Управление микросхемой — цифровое, по шине SPI. Основное назначение микросхемы — регулировка

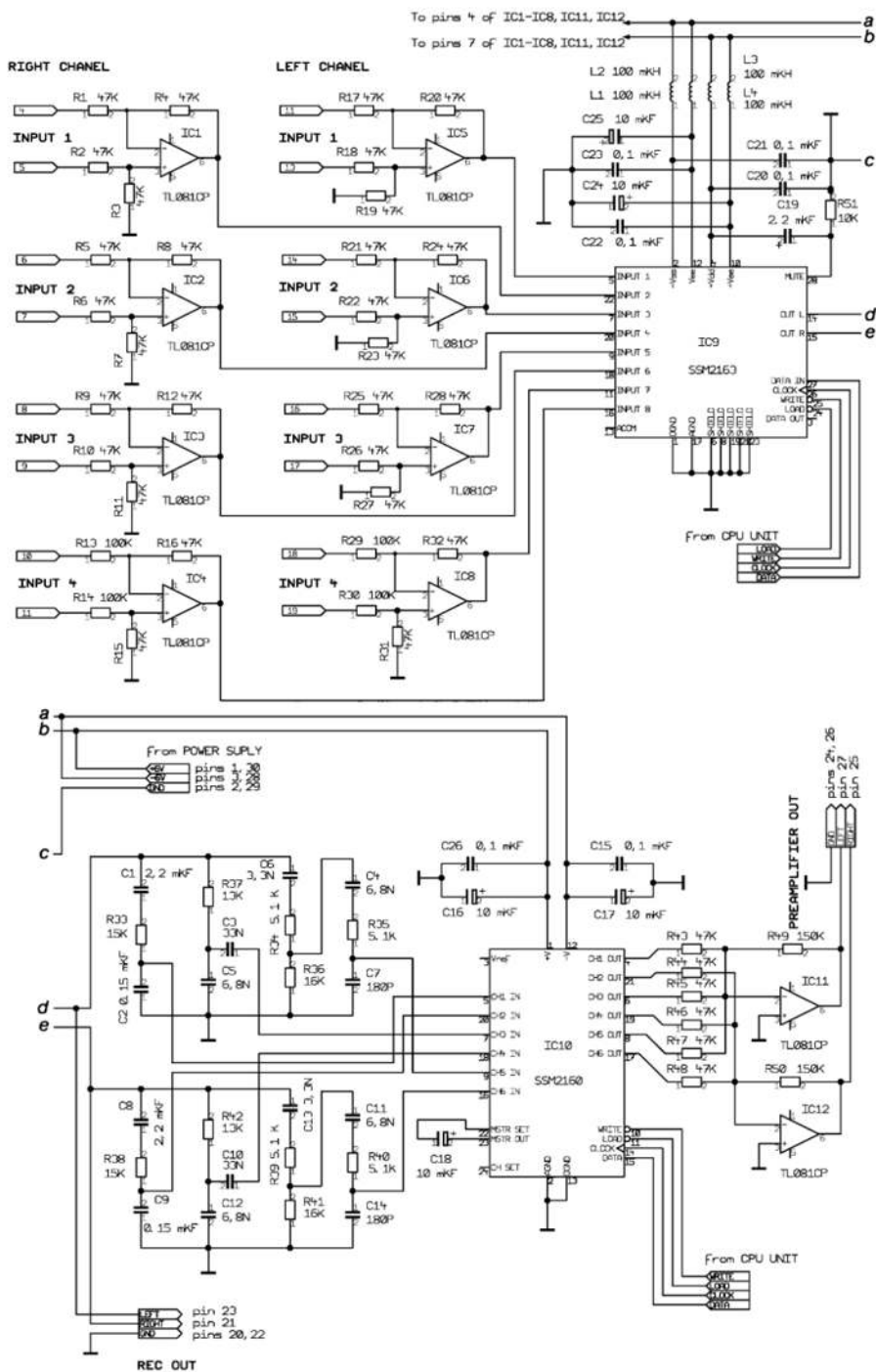


Рис. 1.20. Аналоговая часть усилителя

громкости в многоканальных системах домашнего театра. Заявленные изготовителем параметры довольно высоки: уровень шумов составляет  $-90$  дБ, разделение каналов составляет  $-80$  дБ «искажение + шум» —  $0,01\%$ , динамические искажения —  $0,001\%$ , динамический диапазон —  $100$  дБ, разбаланс каналов —  $1$  дБ, входное сопротивление каждого канала —  $10$  кОм.

Казалось бы, что делать шестиканальному регулятору громкости в стереоусилителе. В литературе (Шумов Д. Трехполосный регулятор тембра. // «Радио» — 1982. — №11 — с. 44) был описан трехполосный регулятор тембра, идея которого и позаимствована в данном усилителе.

Сигнал каждого канала пассивными фильтрами делится на три полосы, каждая из которых подается на отдельный вход микросхемы. На выходе инвертирующие сумматоры на микросхемах IC11 и IC12 «собирают» сигналы каналов обратно. Кстати, любителям многополосных усилителей так поступать вовсе не обязательно — достаточно сигнал с шести выходов IC10 подать на входы шести усилителей мощности, к которым подключить соответствующие (НЧ, СЧ и ВЧ) головки.

Выходные сигналы распределены следующим образом:

- ♦ сигнал НЧ на выходах CH1 OUT для левого и CH2 OUT для правого каналов;
- ♦ средние частоты — соответственно, на выходах CH3 OUT и CH4 OUT;
- ♦ высокие частоты — на выходах CH5 OUT и CH6 OUT, соответственно.



#### Примечание.

*Таким образом, мы получаем схему, регулирующую громкость и тембр при помощи всего одной микросхемы, до характеристик которой набившим оскомину шумяще-искажающим TDA1524 никогда не дотянуться.*

Схема фильтров взята из статьи Шумова Д., указанной выше, но пересчитана с учетом того, что входное сопротивление микросхемы IC10 составляет  $10$  кОм для каждого канала. Результат расчета был проверен программой Electronic Workbench, на рис. 1.19 представлена АЧХ, смоделированная программой для случая идеальных компонентов.

Таким образом, две микросхемы в «спарринге» дают нам возможность:

- ♦ выбрать один из четырех источников стерео сигнала;
- ♦ выбрать режим прослушивания данного источника — стерео, моно, левый или правый канал;
- ♦ установить требуемое ослабление выбранного входа;
- ♦ регулировать громкость прослушивания;
- ♦ регулировать тембр в трех полосах частот — НЧ, СЧ и ВЧ.

С аналоговой частью проекта (рис. 1.20) вроде все ясно. Но управление обеими микросхемами — цифровое по шине SPI (Serial Peripheral Interface — последовательный интерфейс управления периферией).

Передача команд осуществляется по трем (возможно, по четырем) проводам. Сигнал DATA является собственно данными — командами и адресами регистров. Синхронизация данных осуществляется сигналом CLOCK.



**Примечание.**

*Обратите внимание, что в регистр микросхемы SSM2160 данные записываются по спаду импульса CLOCK, а в регистр SSM2163 данные записываются по фронту импульса CLOCK.*

Запись команд в регистр микросхем происходит при наличии сигнала низкого уровня на входе WRITE, соответствующей микросхемы. При четырехпроводном управлении после того, как передача команды по выводам DATA, CLOCK и WRITE завершена, на вход LOAD микросхемы подается короткий отрицательный импульс. Собственно после этого микросхема выполняет полученную команду. При трехпроводном управлении, как это сделано в данном усилителе, выводы WRITE и LOAD микросхемы соединяются вместе. При этом команду LOAD внутренняя логика микросхемы генерирует сама.

Главную сложность проекта составляет как раз цифровая половина (рис. 1.21) усилителя. Правильный выбор — PIC-контроллер PIC16F877. К его преимуществам относятся следующие:

- ♦ аппаратный порт SPI;
- ♦ режим низковольтного (5 В) программирования;
- ♦ 8К Flash памяти для программ.

Вообще, большим подспорьем стали «безграничные просторы Интернет», посвященные PIC-контроллерам. Особо хотелось бы отметить сайт Дэвида Тэйта (David Tait), посвященный вопросам PIC-контроллеров и его распространяемую бесплатно программу Flash PIC Programmer [<http://people.man.ac.uk/~mbhstdj/piclinks.html>]. Именно с ее помощью автор выполнял программирование микропроцессора, используя совсем простую схему программатора от Byron Jeff [<http://www.finitesite.com/d3jsys/index.html>].

Следует отметить одну особенность микроконтроллера PIC16F877, использованного в данном усилителе. Бит 3 порта В не может использоваться в качестве входа/выхода, если в слове конфигурации процессора не запретить низковольтное программирование. Вместо этого он выполняет функцию включения режима низковольтного программирования, если напряжение на выводе MCLR превышает 4 В. Поэтому в данном усилителе вывод В3 соединен с корпусом.

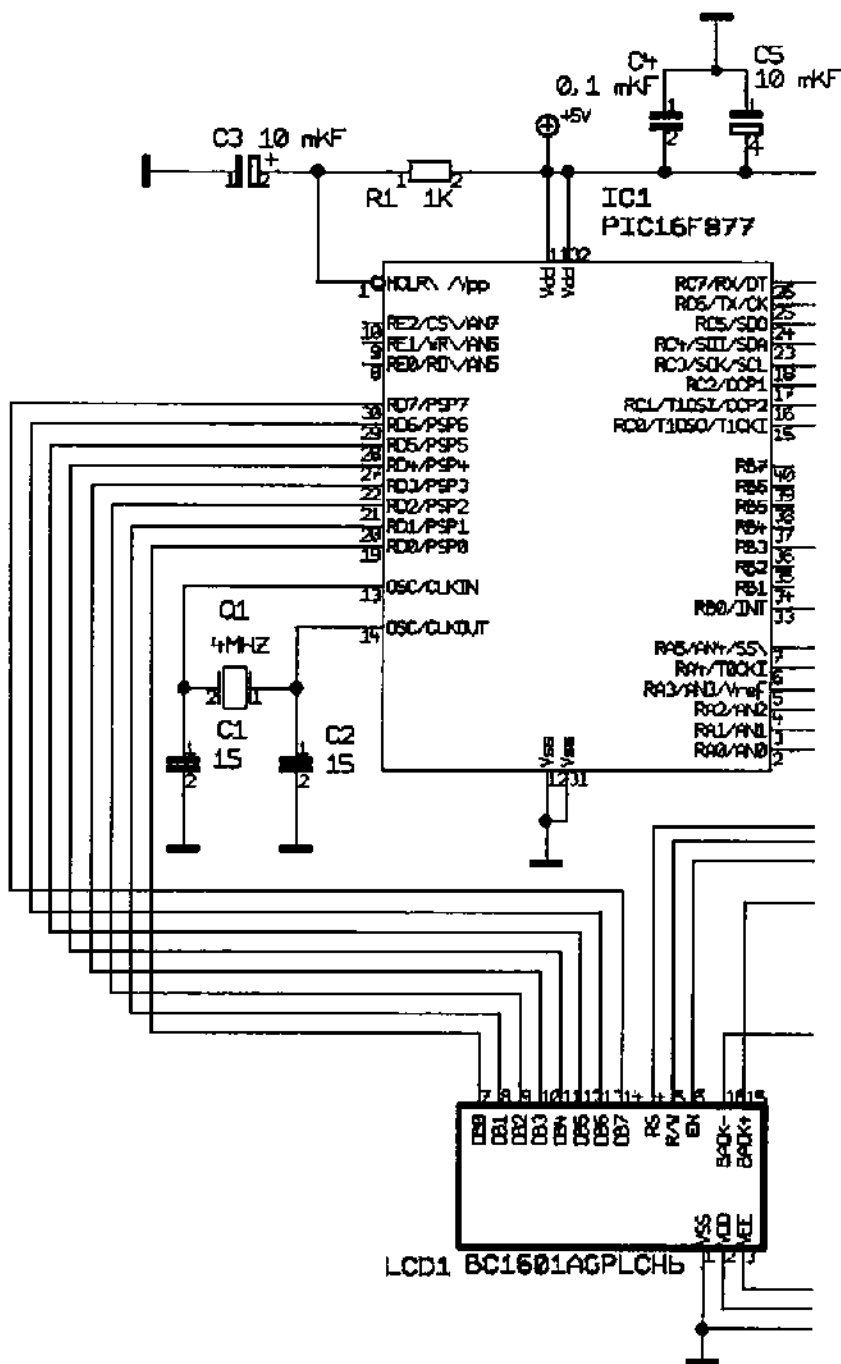
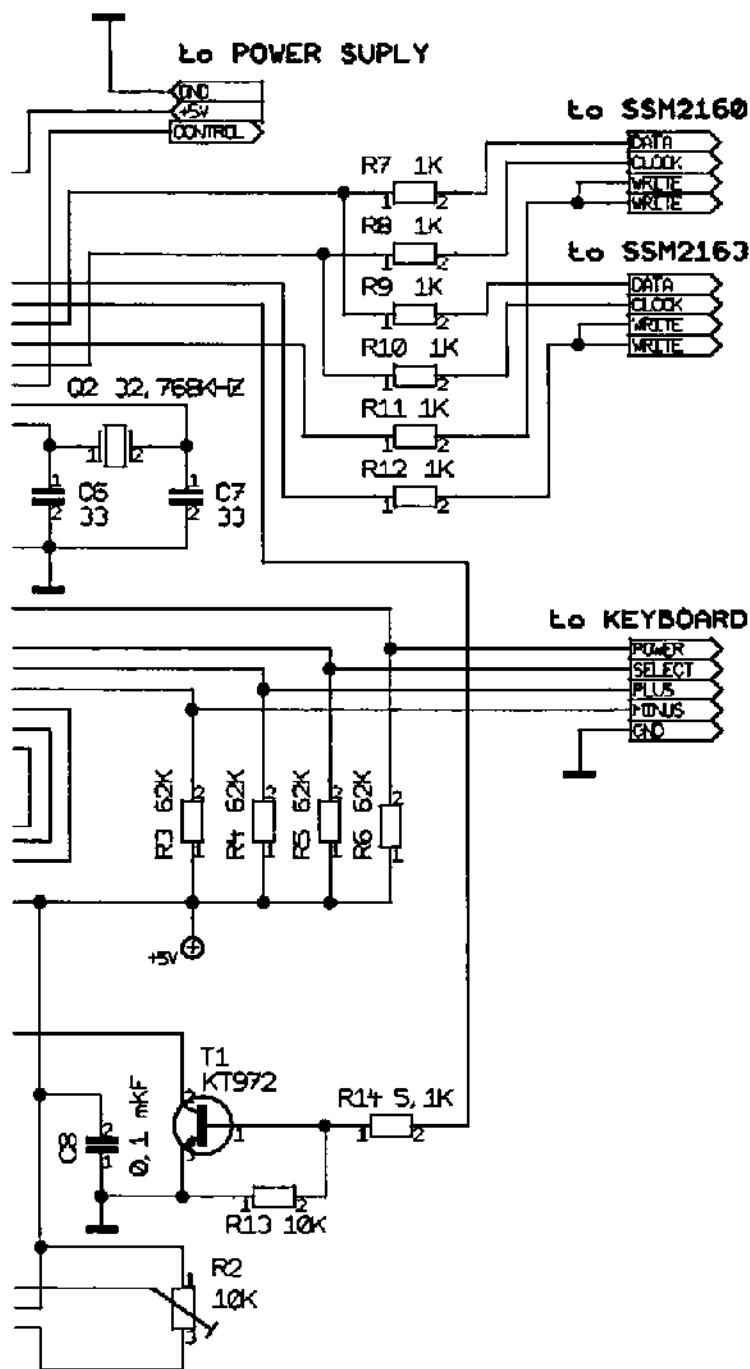


Рис. 1.27. Цифровая часть усилителя



**ЖК-дисплей.** В усилителе использован дисплей BC1601AGPLCH фирмы Volymip, 1 линия 16 символов, с кириллицей и светодиодной подсветкой. В принципе, это может быть дисплей, произведенный и другой фирмой, но основанный на микроконтроллере HD44780 фирмы Hitachi или его аналогах (например, KS0066U от Samsung). Особенность однострочного дисплея заключается в том, что инициализировать его нужно как двухстрочный, а адреса символов с 9-го по 16-й относятся к адресному пространству второй строки.

Рассмотрим принцип действия. Собственно, панель усилителя является образцом минимализма: на ней расположены дисплей, светодиод и 4 кнопки управления (на схемах не показаны, читай о них ниже) — POWER (ПИТАНИЕ), SELECT (ВЫБОР), PLUS (ПЛЮС) и MINUS (МИНУС).



#### Совет.

*Если есть где взять, то кнопки SELECT, PLUS и MINUS можно заменить одним валкодером.*

Кнопка POWER служит для включения и выключения усилителя. Кнопкой SELECT производится выбор параметра регулирования, а кнопками PLUS и MINUS — изменение его значения.

Регулировка громкости производится при работающем усилителе нажатием кнопок PLUS и MINUS. Кнопка SELECT по кольцу производит смену регулируемых параметров: ГРОМКОСТЬ, ВХОД, ТЕМП НЧ, ТЕМП СЧ, ТЕМП ВЧ, ОСЛАБЛЕНИЕ и РЕЖИМ ВХОДА.

Все параметры при выключении питания записываются в ЭНЗУ микропроцессора, а параметры ОСЛАБЛЕНИЕ и РЕЖИМ ВХОДА сохраняются свои собственные для каждого из 4 входов. При последующем включении все параметры восстанавливают свои значения. При включении/выключении усилителя и регулировке его параметров на 16 секунд включается подсветка дисплея. В течение этого промежутка обслуживание кнопки POWER прекращается. То есть включить или выключить усилитель можно только тогда, когда подсветка дисплея выключена. И, чуть не забыл, — пока усилитель находится в дежурном режиме, на дисплее горит надпись «ПРИВЕТ».

**Об элементах, не изображенных на схемах.** К контактам 1 и 2 блока питания (рис. 1.22) подключен двухцветный светодиод, имеющий два вывода. Цвет его свечения — зеленый или красный — определяется направлением протекания тока. Таким образом, одним цветом свечения светодиод индицирует дежурный режим работы, а вторым — включенное состояние.

Кнопки управления подключаются между соответствующими выводами разъема to KEYBOARD блока процессора и его же контактом GND — «землей». Тому, кто решит кнопки SELECT, PLUS и MINUS заме-

нить валкодером, следует иметь в виду, что удержание кнопки нажатой приводит к дальнейшему изменению регулируемого параметра.

Входные разъемы усилителя использованы типа RCA, на корпусе они установлены через изолирующие прокладки. Сигнальные выводы разъемов подключают к контактам платы с нечетными номерами.

Земляные выводы подключаются к контактам с четными номерами. Таким образом, входные буферы работают в режиме дифференциальных усилителей. При этом может потребоваться соединить отдельным проводом корпус усилителя с корпусом источника.

В принципе, дифференциальный вход легко преобразовать в традиционный неинвертирующий буфер. В простейшем случае для этого нужно к земляным выводам RCA разъемов припаять провод от «земли» блока питания усилителя. Другой способ заключается в следующем (рассмотрим на примере IC1 и R1—R4): резистор R1 не впаиваем; резистор R4 заменяем перемычкой, а вместо резистора R2 впаиваем разделительный конденсатор, например МКТ номиналом 1 мкФ × 63 В (только, пожалуйста, не «электролит»).

Неплохим подспорьем может стать пиковый индикатор на микросхеме K157ХП1 в типовой схеме включения, подключенный к выходу REC OUT, и настроенный на порог в 0 дБ (0,775 мВ). Как раз его показания могут стать основанием для регулировки уровня ослабления для входов. Альтернативой может стать использование блока АЦП PIC-контроллера. Для этого необходимо освободить один из разрядов порта А и написать соответствующую подпрограмму.

**Детали АНАЛОГОВОГО БЛОКА.** Каждый радиолюбитель имеет свое собственное представление о том, какие операционные усилители — «самые лучшие для звука». Плата «стерпит» любые, имеющие стандартное расположение выводов — от КР140УД8 и КР544УД2 до «суперкрутых» AD797.



**Примечание.**

*Единственное, на что стоит обратить внимание — устойчивая работа выбранных ОУ при единичном коэффициенте усиления.*

Например, AD797 рекомендуется использовать в схемах, где усиление более 10. Их, кстати, можно рискнуть установить на место IC11 и IC12, хотя там усиление всего лишь 3 раза. Микросхемы SSM2163 и SSM2160, увы, аналогов не имеют, однако, выпускаются они как в корпусах типа DIL, так и типа SO для поверхностного монтажа. Блокировочные конденсаторы в цепях питания могут быть как пленочными (у каждого свой уровень бескомпромиссности), так и керамическими. А вот на конденсаторах в тракте лучше не экономить.



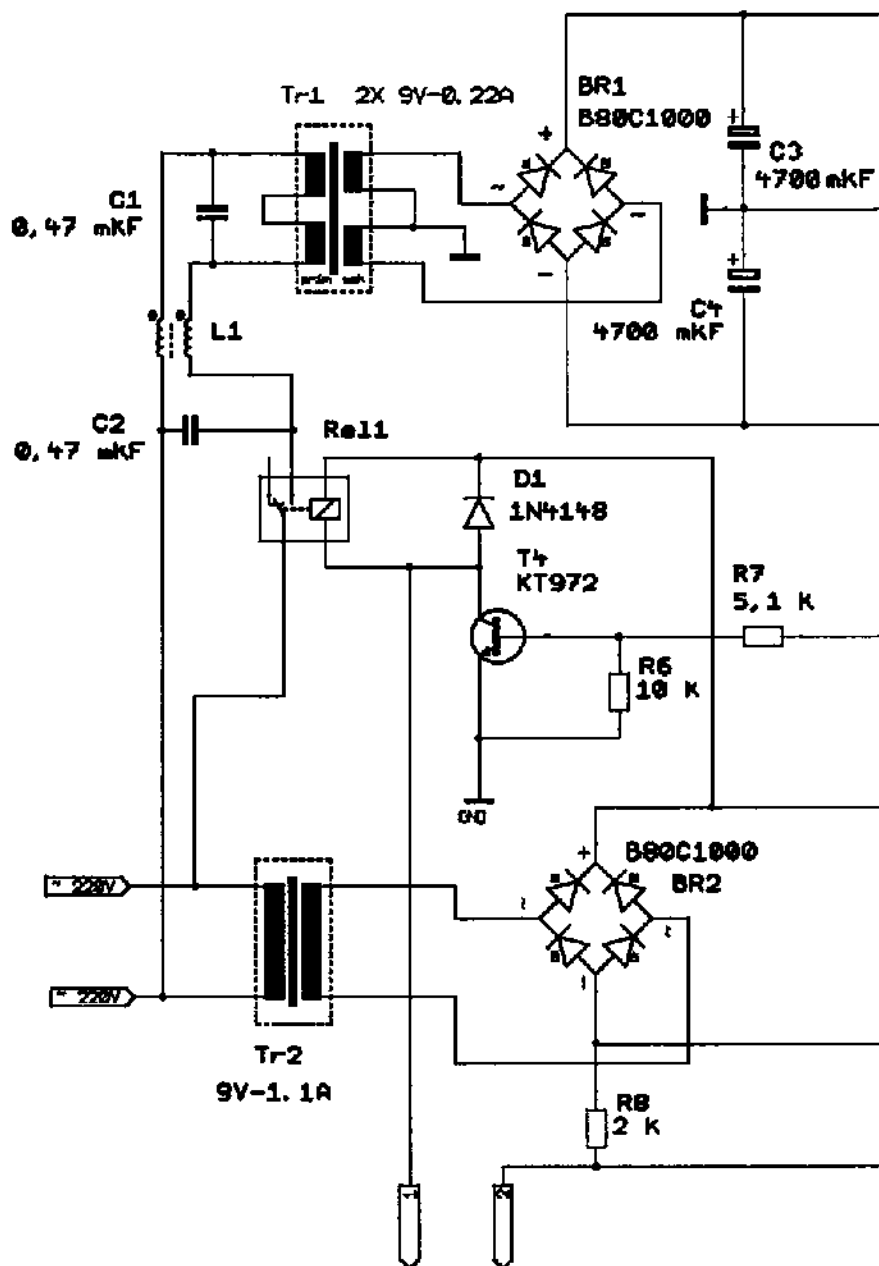
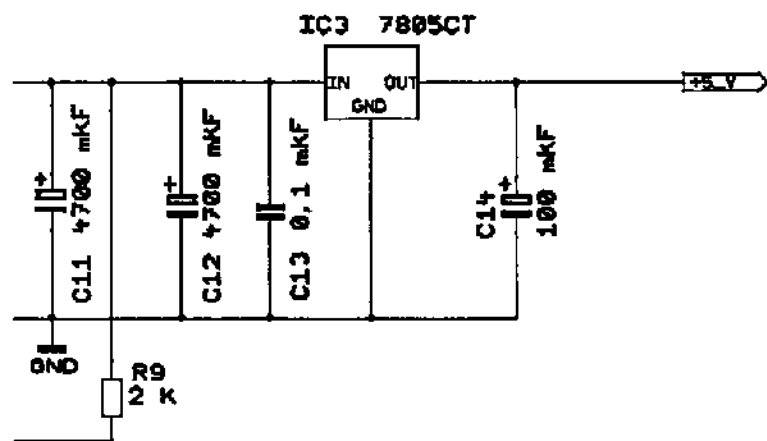
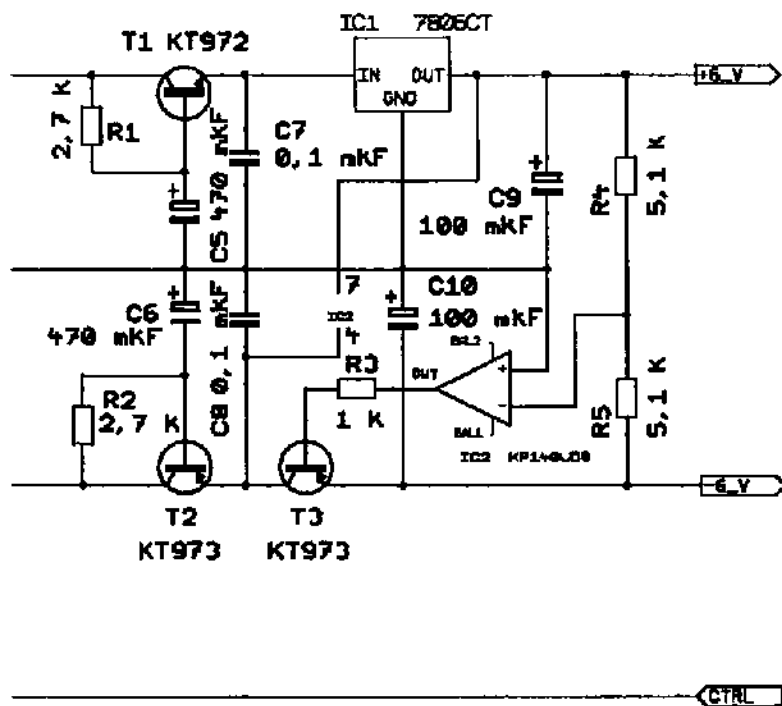


Рис. 1.22. Схема блока питания



**Детали БЛОКА ПРОЦЕССОРА.** Индикатор может быть от любого изготовителя, лишь бы его внутренний контроллер был совместим с HD44780 фирмы Hitachi (а аналогов этой микросхемы не менее, чем изготовителей ЖК-дисплеев на их основе). Конденсаторы — керамика, электролит — алюминиевый. Прошивка контроллера приведена в листинге 1 (рис. 1.26, приводится на сайте [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru)), а, кроме того, вместе с исходным asm-кодом выложена бесплатно на сайте журнала «Радиолюбби».

**Детали БЛОКА ПИТАНИЯ.** Операционный усилитель — любой, лишь бы работал при имеющихся напряжениях питания. Реле типа JB1F-12V фирмы MATSUSHITA, но сейчас на радиорынках есть выпускающиеся в данном типе корпуса реле других фирм. Рабочее напряжение обмотки реле — 12 В.

На плате блока питания после реле имеются контактные площадки, к которым в усилителе подключена розетка, в которую включается сетевая вилка усилителя мощности. В этом случае необходимо обратить внимание на ток, который способно коммутировать устанавливаемое реле.

Выпрямительные мосты выбираются по номинальному току. Ток, потребляемый аналоговой частью усилителя, не превышает 100 мА. Ток, потребляемый микропроцессором и дисплеем, не превышает 10 мА, но при включении подсветки дисплея возрастает во много раз (цепь подсветки потребляет более 200 мА). Трансформатор TR2 — от блока питания магнитофона Весна-310. Трансформатор TR1 приобретен на радиорынке, маркировок не имеет, каждая из его обмоток дает переменные 9 В при токе нагрузки до 250 мА. Кроме того, на плате вокруг диодного моста BR1 имеются отверстия для установки блокировочных конденсаторов емкостью 33—47 нФ, снижающих уровень импульсных помех, приходящих из сети.

**Конструкция.** Усилитель выполнен на трех платах. На рис. 1.23 приведен рисунок печатной платы блока процессора, а на рис. 1.24 — платы аналогового блока 155×70 мм.

Плата аналогового блока выполнена из двухсторонне фольгированного текстолита. Медь со стороны деталей оставлена в качестве экрана. Места подпайки выводов к этой стороне («земле») на схеме расположения деталей отмечены крестиком. Вокруг остальных отверстий медь раззенкована. Перемычки, отверстия под которые не отмечены крестиком, необходимо установить приподнятыми, чтобы они не касались экрана.

Микросхема SSM2163 устанавливается на плату со стороны проводников. На плате аналогового блока имеются места для установки дополнительных конденсаторов С'. Это так называемые «антизвоновые» конденсаторы номиналом 0,1 мкФ, расположенные у выводов питания операционных усилителей. Для конденсаторов С1 и С8 стоило бы предусмотреть

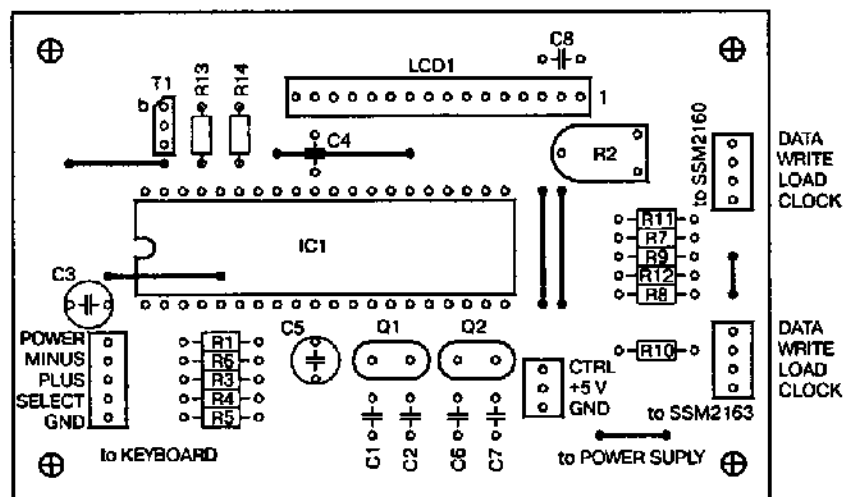
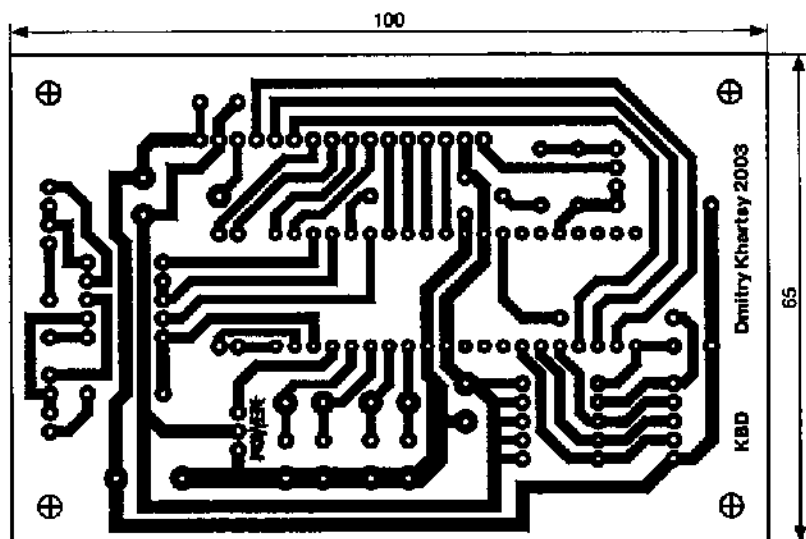


Рис. 1.23. Рисунок печатной платы блока процессора

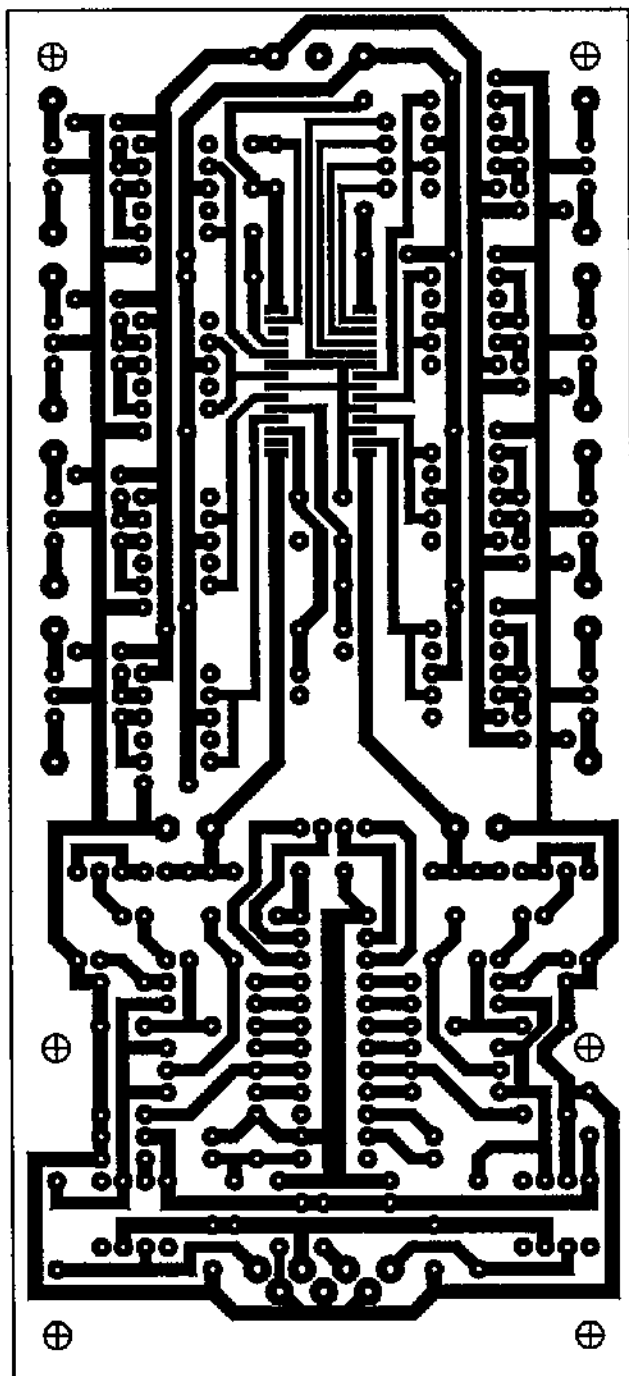
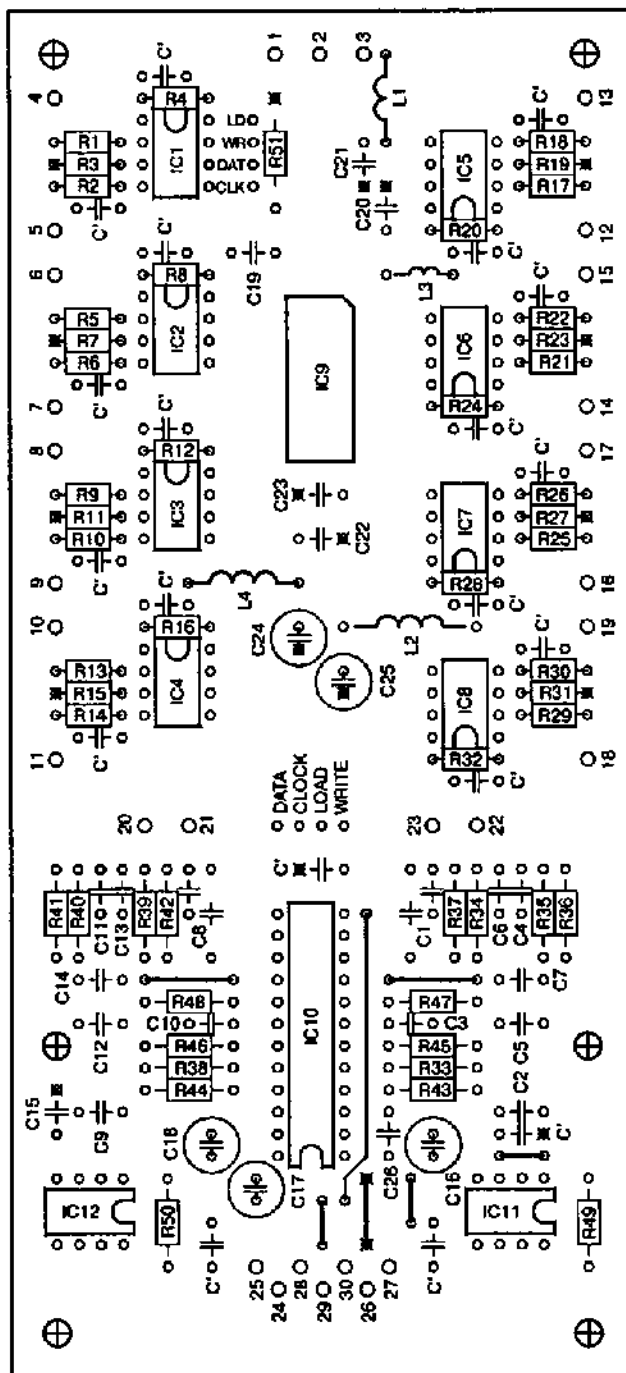


Рис. 1.24. Рисунок печатной платы аналогового блока



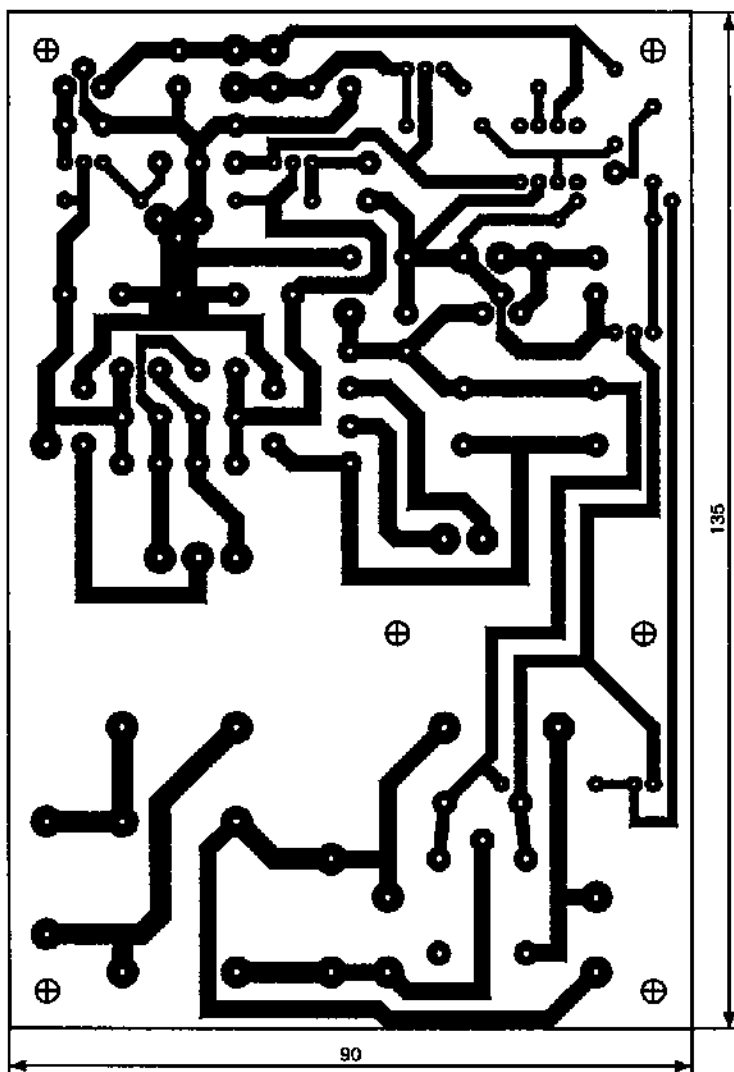
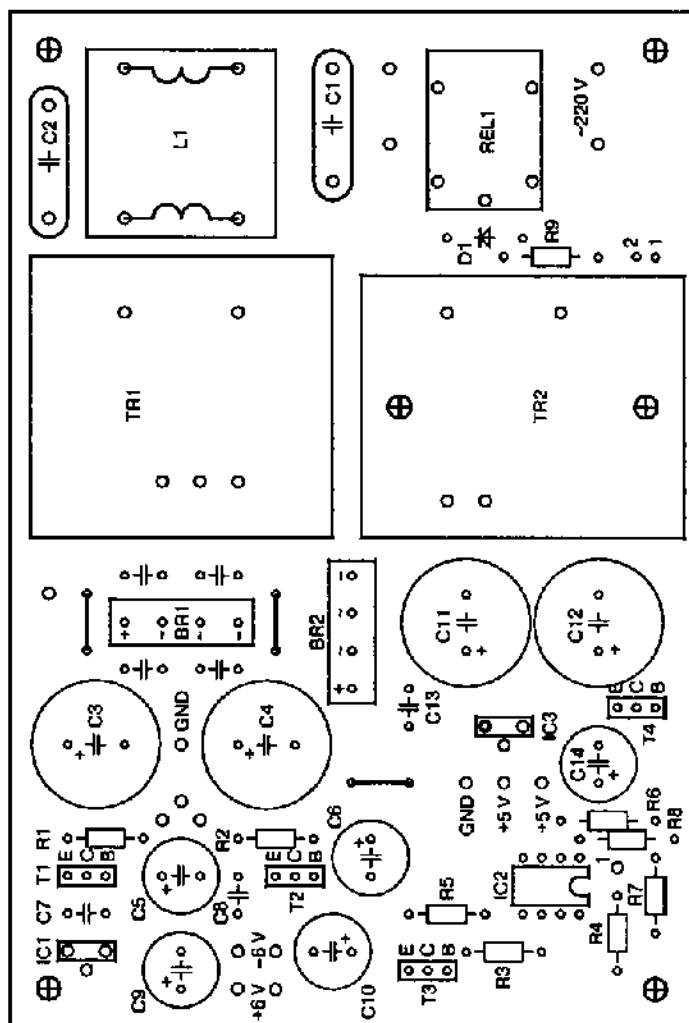


Рис. 1.25. Рисунок печатной платы блока питания





больше места, реально в усилителе установлены по 2 конденсатора типа К73-16 номиналом 2,2 мкФ × 63В.

Плата блока питания (рис. 1.25) особенностей не имеет.

**Налаживание.** Начнем с того, что проще. В блоке питания (рис. 1.22) необходимо еще до установки в плату с помощью тестера отобрать два резистора с наиболее близкими значениями сопротивления — R4 и R5. Точность их подбора влияет на равенство питающих напряжений +6 и -6 В. Реально, это способствует снижению влияния помех и пульсаций блока питания, так как напряжение -6 В зеркально повторяет напряжение +6 В.

Если будет использовано реле с очень низким током отпускания, может оказаться, что ток, протекающий через светодиод, подключенный к контактам 1 и 2, и резистор R8, будет мешать его выключению. В этом случае можно попробовать одновременно увеличить номиналы резисторов R8 и R9 или, что лучше, подключить параллельно обмотке реле резистор, номинал которого подобрать экспериментально.

**Аналоговый блок (рис. 1.20).** Сложно что-либо сказать про наладку блока, не имеющего ни одного подстроечного элемента. На самом деле, еще до установки резисторов в плату их необходимо отобрать с точностью 1%, причем важен не номинал, а равенство значений определенных групп. Реально, приобретя 40 резисторов номиналом 47 кОм, при помощи тестера сначала отбираете 6 штук с наиболее близкими значениями и устанавливаете их на места R43—R48. Остальные отбираете группами по 4 штуки. Первая из них впаивается на место R1—R4, вторая — R5—R8 и т. д. Это необходимо для правильной работы дифференциальных усилителей. Резисторы фильтров темброблока также необходимо отобрать попарно. Конденсаторы фильтров используются типа МКТ с допуском 5%, а лучше 2%.

**Блок процессора (рис. 1.21).** Подстроечный резистор регулятора контрастности дисплея перед включением нужно установить в положение, близкое к нулю. Реально контрастность регулируется, когда напряжение на движке резистора меняется от 0 до 1,7 В. При дальнейшем увеличении напряжения дисплей гаснет.

При каждом включении усилителя значения всех параметров процессор считывает из ЭНЗУ (EEPROM). При первом включении только что запрограммированного PIC-а из ЭНЗУ считываются значения h'FF, не попадающие в диапазоны допустимых значений ни одного из параметров усилителя. Впоследствии при работе (регулировании) параметры проверяются на нижнее и верхнее допустимые значения и сохраняются в ЭНЗУ (при каждом выключении) уже их нормальные величины. Имеет смысл первый раз блок процессора включить без аналогового блока. После

включения кнопкой SELECT «пройтись» по всему списку параметров и кнопками «плюс» и «минус» ввести их в границы допустимых значений.

Для громкости, номера выбранного входа, ослабления входа и режима входа первый раз нужно нажать «плюс», для любого из тембров — «минус». После этого, например, громкость, если попала в диапазон допустимых значений, не регулируется более 0 дБ и менее -127 дБ.

Вход переключается в пределах от «1» до «4», режим входа — «СТЕРЕО»/«МОНО»/«ЛЕВЫЙ»/«ПРАВЫЙ» по кольцу, тембр от -15 до +16 дБ. После этого усилитель нужно обязательно выключить кнопкой POWER. При этом процессор запишет в ЭНЗУ установленные параметры, чтобы загрузить их при последующем включении.

Следует также учесть, что значений режима входа и ослабления входа в памяти хранится по 4 штуки — собственные для каждого из входов. И устанавливать при первом включении их нужно также для каждого из входов.



#### Примечание.

*В описанном выше устройстве, кроме регулировки тембра ВЧ и НЧ, реализована и регулировка тембра СЧ, т. е. кнопка SELECT производит смену регулируемых параметров по кольцу ГРОМКОСТЬ, ВХОД, ТЕМБР НЧ, ТЕМБР СЧ, ТЕМБР ВЧ, ОСЛАБЛЕНИЕ и РЕЖИМ ВХОДА.*

Листинг приведен на рис. 1.26 [57].

### Девятиполосный графический эквалайзер

Девятиполосный графический эквалайзер (рис. 1.27) Иржи Мицека предназначен для профессионального и полупрофессионального применения. Во входной каскад на Ю1 введена схема «мягкого» ограничения сигнала при превышении некоторого порогового уровня, выполненная на детекторах D1C1, усилителях тока T1T2, оптронах Ю2 и делителе R1/R1R10 (сохранена нумерация элементов первоисточника).

Собственно корректирующие фильтры (на рис. 1.27 показаны только четыре, но на самом деле их 9) выполнены по идентичным схемам; отличаются только емкости соответствующих конденсаторов C5—C20, которые указаны на рис. 1.27. Ориентировочные частоты настройки фильтров: 10, 30, 90, 250, 700 Гц и 2, 5, 12 и 22 кГц. Глубина регулировки тембра каждым фильтром в своей полосе 9 дБ, входное напряжение 0,1—1 В [21].

:020000040000FA  
:060000002B2086202828B6  
:080008000000CB248B01AC08C1  
:10001000031927B0B287020AC010715E30A100F7  
:10002006001F023DC24A10B1128DF233A23FB23AA  
:100030000C241D24E24F0230130A6008B22030162  
:10004000E324851E4328051E4628851D4A280C18D2  
:100050007C208501202883018D018A01850186018E  
:100060008701880189011F10CE2406309F003809F  
:1000700688009308860870188018901F703010079  
:10008000CB24C62308007020A80D4E28702031016  
:10009000A8004E287020130A9004E280311268020  
:1000A00013A0319E0282608023A0319F92826081C  
:1000B000043A03191229286083A03194429260884  
:1000C000103A031928292608023A03195D2926081E  
:1000D0000403A03198C292608803A03191C28D08005  
:1000E000C2407178B018E018F013F309000C103D  
:1000F000CE240C14CB240800CB2490010C10CE2469  
:1001000000150C24903080007131CE2885013C3049  
:1001100000510000005113C30E3243C308510051028  
:1001200000515000005113C30D8200C30D06A2E03D  
:100130000430C200630D620800CE24FF3088008B  
:10014000CB24051085140515080805118039031D19F  
:100150009D288510CE248801CB240800A0D19D2068  
:100160001308800851D051005150000051198004F  
:10017000A0002008083A0319CD202D08103A0319C19C4  
:10018000AE209D20000065100514051500002008F4  
:100190088000000511AD0A08009D20A8308600E5  
:1001A00088100810051500000511080A0009D2010  
:1001B00085100510051051085088000000511080AD0  
:1001C00001302806D319B0A0013029080319B0D3CB  
:1001D000F303006D319B00180303060319B0F62005  
:1001E000F0230F22A801A901DC2420267F30B000D1  
:1001F00080001302806D319B0A001302906031942  
:100200006A0D304303406D319B0A01FF303408631973  
:100210000F21F222E24A801A901DC2420283304D  
:100220008400080091302806D319B1030130290683  
:100230000319B10AFFF3031060319B1012D3031062C  
:1002400003192821FB23252A4801A901DC24202849  
:100250001F30B100080001302806D319B303013034  
:1002600028080319B3A0FF303080319B3012D30FE  
:100270003306031941211D243622A801A901DC2420B  
:1002800020281F30B300080001302806D319B203EC  
:10029000013029060319B20A0FF3032060319B201F  
:1002A0002030320603195A210C244722A801A90143  
:1002B000DC2420281F30B2000800982101302806D5  
:1002C000319B0E04013029060319B0E03FF3030E06A  
:1002D0000319BE0140303E06031995217322A8017F  
:1002E000A9013408003A031981293408013A031995  
:1002F0088293408023A031988293408033A031972  
:1003000090293E889004A24D2420283E88A00DF  
:100310004A24D2420283E889004A24D24202870F  
:100320003E08BC00A424DC2420283F30BE00080E0  
:100330003408003A0319A8293408013A0319AD29F1  
:100340003408023A0319B2293408033A0319B729C9  
:100350003808EED03508B0D008030A88E0036085E  
:10036000B0C008003B08BE003708B0D00800C087F  
:10037000B0E003808B0D00800892101302806031996  
:10038000BD0A013029060319B2030430D060319D7  
:10039000B0D1FF303D060319F4215822A801A9012F  
:1003A0003408003A0319E0293408013A0319E52911  
:1003B0003408023A0319EA293408033A0319EF29B9  
:1003C0003D0850D4A24DC2420283D08B600A42414  
:1003D000DC2420283D08B7004A24DC2420283D08DE  
:1003E000800A424DC24202830308D0080A0E20D9  
:1003F0002030882020308B2020308B2020308B20F  
:1004000020308820A308B2050308B20A50308B20F  
:1004100042308B2045308B2054308B20800AE2013  
:100420005E226F308B2063308B202BF308B20C43017  
:10043000B82020308B20DE22F0229B220800AE2017  
:10044000E72220308B20D9220800AE20A022203098  
:10045000B82048308B208A2808202D308B20310860

:100460000123112320308B209B220800AE20A022B7  
:1004700020308B2042308B20A308B2020308B202F  
:1004800033080123112320308B209B220800AE201E  
:10049000A02220308B204308B20A308B206203024  
:1004A0008203080123112320308B209B220800F  
:1004B000AE20E72220308B20D92220308B20E221A  
:1004C00020308B203D08003A0319B822308013A1C  
:1004D0003198B22308023A0319C1223D08033A24  
:1004E000319CC220800AE204F308B2063308B206A  
:1004F0008B308B2061308B20820308B208B308B2053  
:10050000E42220308B20D223E8A1001123203052  
:100510008209B220800AE2042308B207308B20A6  
:10052000E422D92220308B2020308B20F622E4225C  
:10053000DE22F0220800E30B20C40308B20080006  
:1005400054308B2065308B20820308B2082082064  
:1005500070308B20080043308B2054308B204530FF  
:1005600082050308B2045308B204F308B200800AF  
:100570004D308B204F308B2048308B204F308B2028  
:100580000800A7308B2040800B82042308B20AE30F  
:10059000820A8308B20800A800B82050308B20C5  
:1005A00041308B2042308B20A800B820A6308B2054  
:1005B00080030408013E303E8820080020308B2035  
:1005C00080026308B208002E308B200800423038  
:1005D0008207308B208206308B20E308B208005  
:1005E00008FF3A7F39A10011230308A1308B2065C  
:1005F00070308B206F308B20820308B20BA308B2086  
:100600004248C1B8128CB24E08D1248D0008247B  
:10070002F08D1248C0D4248C130C1555308D00F7  
:10078000A4308D08C140C11CB24800CE248030AC  
:100790009400B2422309400C248C15CB24808068  
:1007A0000C11E2232A0893008C1DD428BC11DF239B  
:1007B00000E2232B0893008C1DDC28B6C11871783  
:1007C00007160800A7080319EB2BCE241417CB2417  
:1007D00061300008000CE241413CB240712EA2841  
:1007E000030A7080030A0030087F39A8000300D  
:1007F000A70D230800D030A7008130A0003108EC  
:100800007F394038A800D0238230AA0031087F39CD  
:100810004038A800D0238000030A7008330AA0086  
:1008200032087F394038A800D023840AA00320828  
:100830007F394038A800D0230800030A700853056  
:10084000A0D03307F394038A800D0238830AA0087  
:1008500033087F394038A800D0238000CE24013065  
:10086000A700A8018030AA00D0238130AA00D0239A  
:100870008230A80D02383308A00D0238430AA007B  
:1008800023038530AA00D0238830AA00D023873019  
:10089000A0D000239E210130A7003E833F9A800C1  
:1008A000AD0003A031993243D08013A03199624AD  
:1008B0003D08023A031999243D08033A03199C2480  
:1008C0003408003A0319A8293408013A0319AF2481  
:1008D0003408023A0319B3243408033A0319B7243D  
:1008E000E233D0803A03199F243D08013A03191E  
:1008F00A2243D08023A0319A5243D0803A031992  
:10090000E243408003A0319B8243408013A031917  
:10091000BF24340803A0319C3243408003A0319E4  
:10092000T24D0230800930AA008009830AA00FD  
:100930008009830AA00800030A0080088301B  
:10094000A009830AA008008008008008008000019  
:100950009830AA008008002A08003EA0008002A08C9  
:1009600023EAA000800A09043EAA0008002A08D3  
:1009700063EAA0008002A08013EAA008002A082C  
:10098000033EAA008002A08003EAA008002A081B  
:10099000073EAA008003120310080082160313FE  
:1009A000980083120317080031603170800A530F8  
:1009B000A400A408D92C0800FF30A400A500D72464  
:1009C00A500DF2C0800A500D724A508E42C0800FC  
:1009D00A0210E210E210F7398318163E83180630E7  
:1009E00063E831CFA3E211A183E831CFA3E211AC6  
:1009F000303E211B603EA11B203E603EA20D221C0A  
:0A0A000A03EA300A11BA20A0800F0  
:024000001F380  
:00000001FF

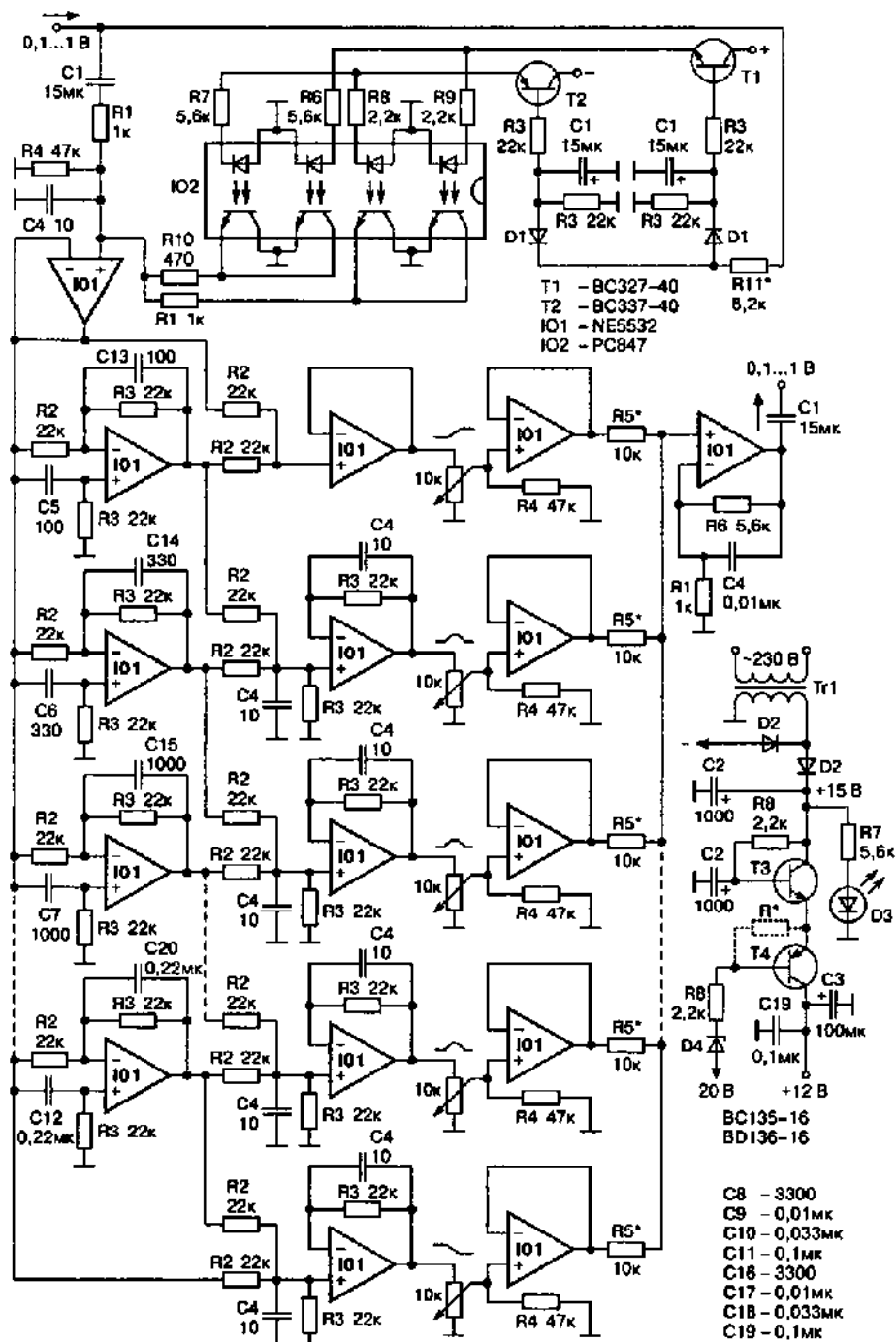


Рис. 1.27. Схема 9-полосного графического эквалайзера

## Регулятор громкости на современной ИМС PGA2311PA

Обычные спаренные резисторы для стереорегуляторов громкости/тембра имеют межканальное рассогласование до 3 дБ, высококачественные (ценой до \$20) — порядка 0,5 дБ.

Бенджамин Хинрикс в качестве альтернативы предложил решение регулятора громкости на современной ИМС PGA2311PA (Texas Instruments, <http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/pga2311.html>), обеспечивающей при умеренной цене рассогласование не более 0,1 дБ.

Структура цифровой части регулятора приведена на рис. 1.28. В дополнение к очень высоким объективным параметрам — динамическому диапазону 133 дБА, коэффициенту гармоник 0,0005% и межканальному разделению -88 дБ устройство имеет ИК ДУ (RC5).

Собственно IC2 (рис. 1.29) — управляемый цифровым кодом аналоговый стререорегулятор уровня обеспечивает регулировку коэффициента передачи от -95,5 дБ до +31,5 дБ с шагом 0,5 дБ. Типовое рассогласование уровней между каналами на любом шаге регулирования не превышает  $\pm 0,05$  дБ. ИМС управляется через последовательный интерфейс SPI: тактовый SCLK синхронизирует 16-разрядное управляющее слово, передаваемое по SDI.

Первые 8 бит устанавливают уровень для правого канала, а вторые 8 бит — для левого. Минимальному коду (0) соответствует приглушение, а максимальному (255) — усиление +31,5 дБ. Для полностью бесшумного переключения предусмотрен вывод ZCEN, при активизации которого встроенный в ИМС детектор синхронизирует моменты переключения усиления с переходом мгновенных значений звукового напряжения через нуль.

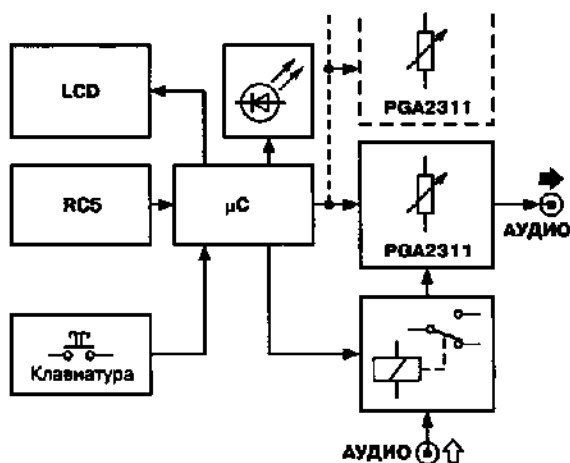


Рис. 1.28. Структура цифровой части регулятора

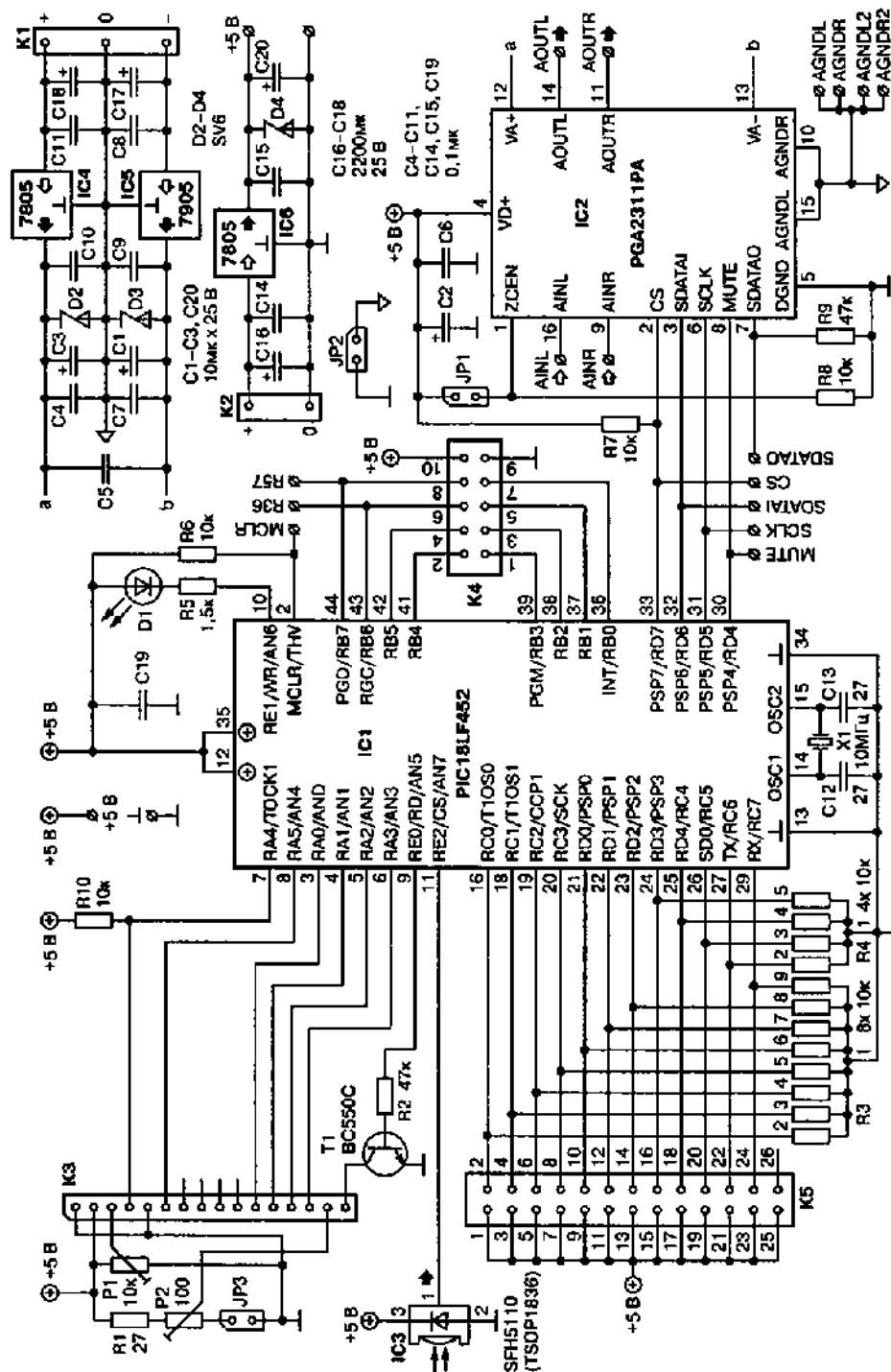


Рис. 1.29. Принципиальная схема основной платы регулятора

Цифровая часть устройства выполнена на микроконтроллере  $\mu\text{C}$  PIC18LF452 (рис. 1.28), который принимает команды с клавиатуры keyboard и приемника ДУ RC5, выводит информацию о текущем состоянии регулировок на ЖКИ 16 знаков 2 строки LCD, управляет собственно ИМС PGA2311 (возможно параллельное управление несколькими) и релейным коммутатором до 8 входов relay board.

На принципиальной схеме основной платы (рис. 1.29) IC3 — ИМС ИК приемника/декодера ДУ RC5, K3 — разъем ЖКИ, K4 — разъем управления релейным коммутатором входов (CD/Phono/DVD/SACD/DVD-audio/DAC/Tape/Line), K5 — разъем кнопочной станции: 1-2, 3-4... 15-16 — выбор входов 1-8; 17-18 — увеличение громкости; 19-20 — уменьшение громкости; 21-22 — выбор левого канала; 23-24 — выбор правого канала.

Прошивка контроллера доступна с <http://www.segment.nl/download/020046-11.zip> (95 КБ). Номинальные входное и выходное напряжения 200 мВ, максимальные — 2,4 В ( $K_v=0,01\%$ ), входное сопротивление 10 кОм, выходное 0,6 Ом, АЧХ 0 — 150 кГц [49].

## УСТРОЙСТВА ДИНАМИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ЗВУКОВОГО СИГНАЛА

### Декодер Dolby для «Домашнего театра»

Схему универсального многоканального декодера для «Домашнего театра» (рис. 2.1) предложил Сипош Дьюла. Декодер способен декодировать два основных (входных) сигнала  $L_{in}$  и  $R_{in}$  (левый и правый фронтальные), подаваемых на выходы 9 и 10 микросхемы, в три дополнительных  $L_{out}$  (левый тыловой, вывод 24),  $R_{out}$  (правый тыловой, 26),  $C_{out}$  (центральный, 25) и  $S_{out}$  (сабвуфер, 30) как в системе DOLBY PRO-LOGIC, так и в системе DOLBY 3.

Режимы декодирования задают логические уровни на входах DM1—DM4 и SM1, SM2, приведенные в табл. 2.1 и табл. 2.2 [22].

Режимы декодирования, задаваемые логическими уровнями на входах SM1 и SM2 Таблица 2.1

SM1	SM2	Режим
0	0	Выкл.
0	1	Расширенная база
1	0	Фантомный
1	1	Нормальная база

Режимы декодирования, задаваемые логическими уровнями на входах DM1—DM4 Таблица 2.2

DM1	DM2	DM3	DM4	Режим
1	1	1	1	Dolby Pro-Logic / автобаланс вкл.
1	1	0	1	Dolby Pro-Logic / автобаланс выкл.
1	0	1	1	Dolby 3 / автобаланс вкл.
1	0	0	1	Dolby 3 / автобаланс выкл.

### Микрофонный «свистоподаватель»

Акустическая положительная обратная связь (ПОС) возникает на концертных площадках при неудачно близком расположении микрофона и акустических систем. ПОС способна характерным «писком» испортить настроение не только слушателям, но и звездам эстрады, поющим не



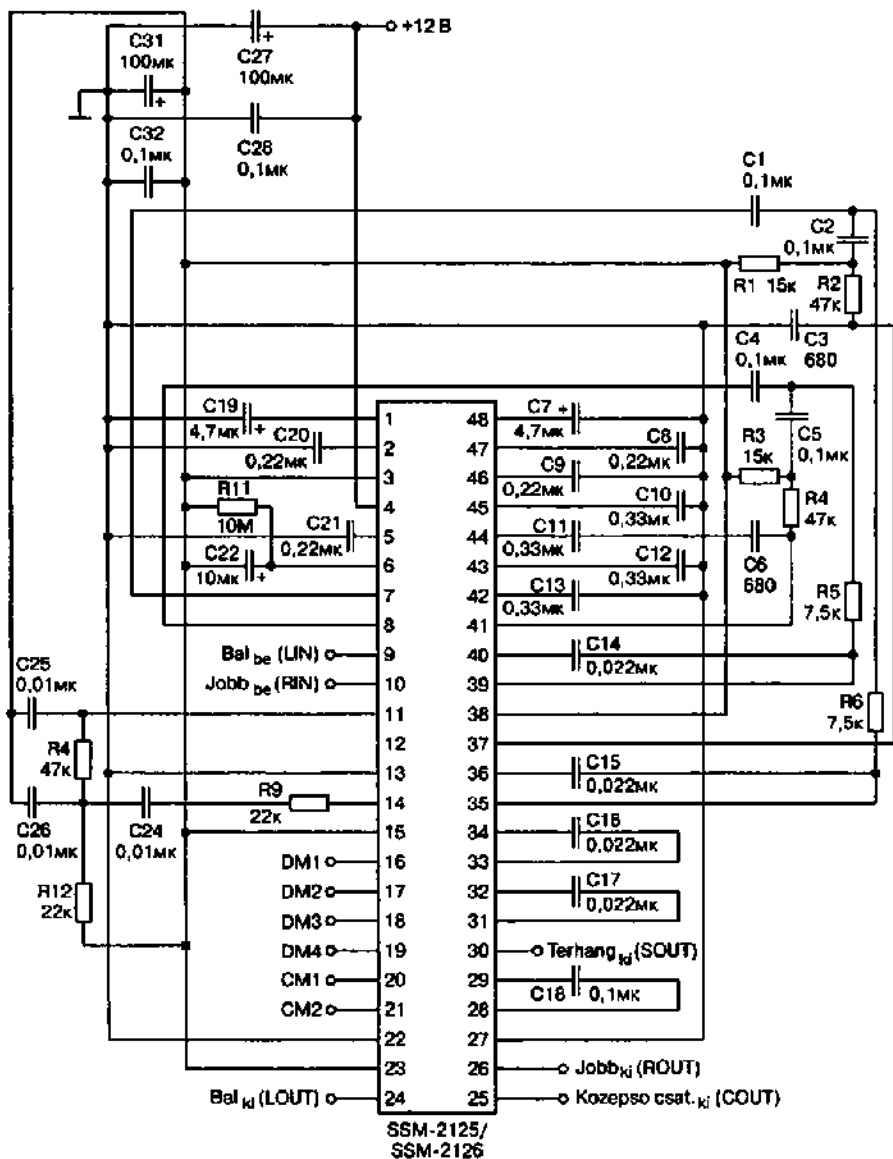


Рис. 2.1. Принципиальная схема универсального многоканального декодера для «Домашнего театра»

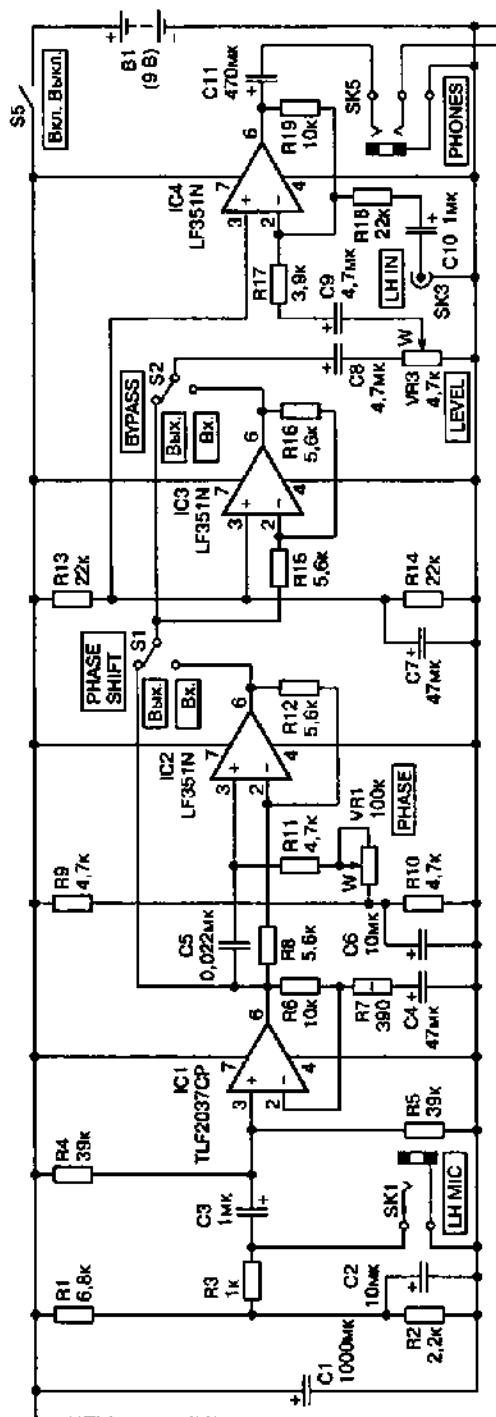


Рис. 2.2. Принципиальная схема микрофонного «свиштоподавителя» Роберта Пенфолда

«под фанеру». Для борьбы с этим неприятным явлением можно применить «свистоподаватель» (рис. 2.2) Роберта Пенфолда.

«Свистоподаватель» состоит из микрофонного предусилителя (IC1), регулируемого фазовращателя (IC2), фазоинвертора (IC3) и выходного усилителя (IC4) с регулятором уровня VR3 и возможностью микширования с дополнительного входа SK3. Принцип действия «свистоподавателя» — электрически нарушить акустический баланс фаз на критической звуковой частоте, т. е. превратить ПОС в ООС.

Для этого предусмотрена возможность как плавного (резистором VR1 в пределах 0—180 электрических градусов), так и скачкообразного (переключателем S2, включающем инвертор фазы на 180 градусов — IC3) изменения фазы сигнала без нарушения линейности АЧХ.

Соответствующие регулировки подбираются опытным путем на репетиции по критерию отсутствия свиста при максимальной громкости и ближайшем расположении вокалиста к акустическим системам [36].

### Внутренняя схемотехника популярной электрогитары Fender Stratocaster и ламповый пульт для нее

Для тембральной обработки звучания электрогитары обычно применяются пассивные регуляторы. Пример внутренней схемотехники популярной электрогитары Fender Stratocaster изображен на рис. 2.3.

Резисторы регулировки громкости (Volume control) и тембра ВЧ (Tone 1, Tone 2) имеют весьма большое сопротивление, что неблагоприятно отражается на уровне шумов и помех. Дьерь Плахтович для студийного микширования и тембральной обработки сигналов микрофона и электрогитары разработал ламповый пульт (рис. 2.4).

Микрофонный канал имеет чувствительность 1 мВ, входное сопротивление 470 кОм, относительный уровень шумов -62 дБ, а гитарный, соответственно, 50 мВ, 500 кОм, -65 дБ.

Глубина регулировки тембра НЧ (P1, P4) на частоте 20 Гц от -20 дБ до +15 дБ, а тембра ВЧ (P2, P5) на частоте 20 кГц от -20 дБ до +16 дБ. При необходимости микрофонный вход можно преобразовать во второй гитарный — для этого достаточно разорвать перемычку A1-A1. Микширование выполняют регуляторами P3 и P6, а общий уровень регулируют резистором P7 [14].

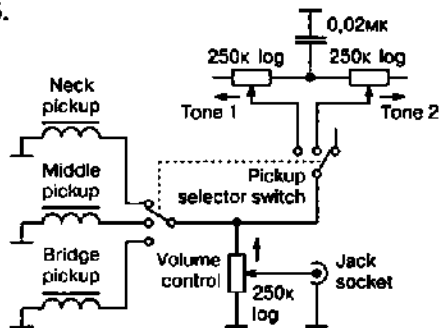


Рис. 2.3. Пример внутренней схемотехники популярной электрогитары Fender Stratocaster

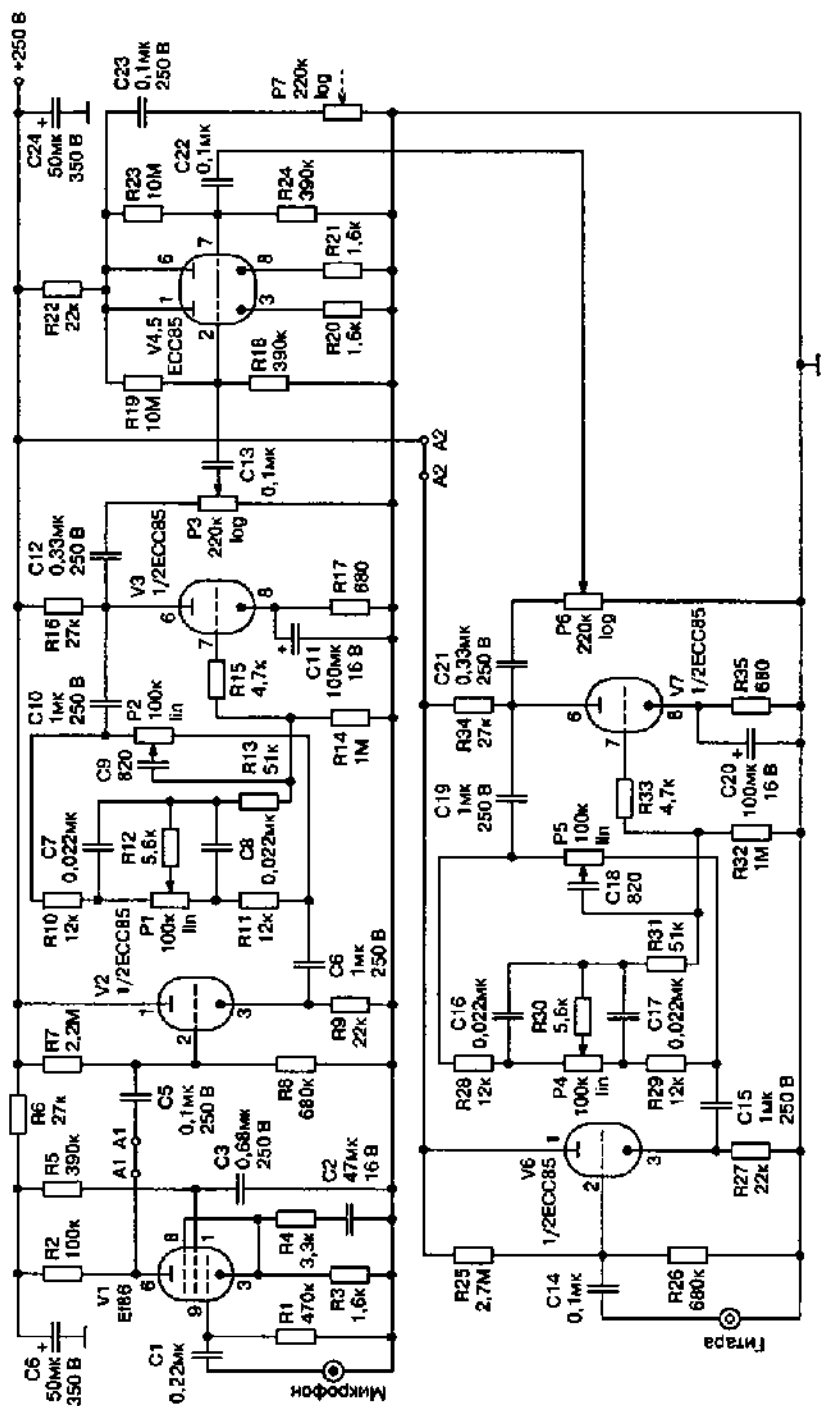


Рис. 2.4. Принципиальная схема лампового пульта

### Джиттероподавитель Нила Дауни

Сегодня уже не секрет, что цифровая техника свободна от помех только теоретически. Реальные цифровые сигналы на самом деле аналоговые и имеют конечную крутизну фронтов импульсов, поэтому любая помеха приводит к временному «дрожанию» фронтов или т. н. джиттеру.

Его появление может, например, «искорежить» строчную развертку, сделав волнистыми вертикальные линии, а в цифровых звуковых системах — привести неприятные призвуки.

Особенно чувствительными к джиттеру оказались современные устройства цифровой звукозаписи с многократной ( $\times 4$  и выше) передискретизацией (оверсэмплингом). Это вызвало появление весьма дорогостоящих устройств подавления джиттера («анти-джиттеров»), основанных чаще всего на следящей системе с ФАПЧ.

Нил Дауни разработал более простое решение проблемы. Его джиттероподавитель не содержит фазовых детекторов и управляемых напряжением генераторов, а построен (рис. 2.5) на элементарных звеньях — входном и выходном ждущих мультивибраторах (Input/Output monostable), цепочки устранения постоянной составляющей (DC removal), интегратора (Integrator) и компаратора (Comparator).

Работа схемы основана на том, что при неизменном пороге срабатывания компаратора устранение постоянной составляющей импульсной последовательности, подаваемой на интегратор, приводит к усреднению временного расстояния между импульсами, т. е. к подавлению джиттера (рис. 2.5).

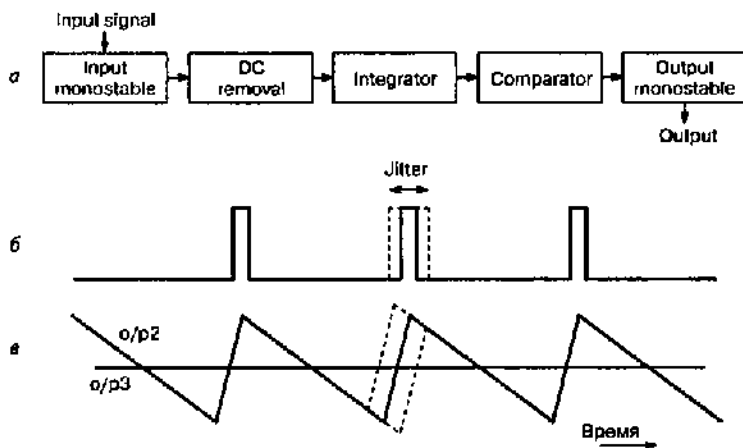


Рис. 2.5. Джиттероподавитель Нила Дауни:

а — структурная схема джиттероподавителя; б — входное напряжение;

в — напряжение на выходе интегратора

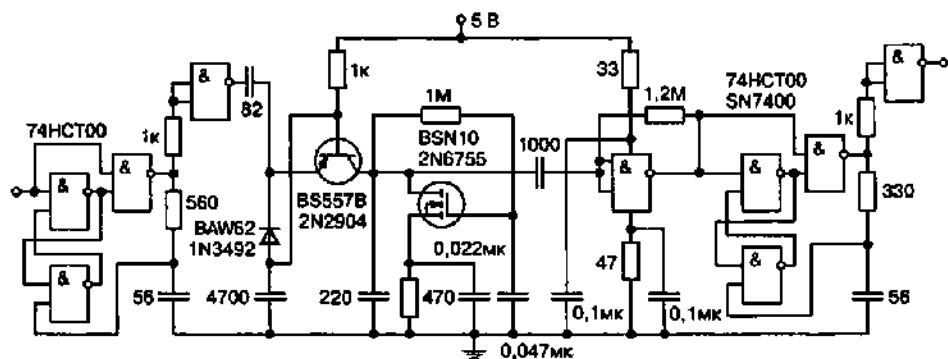


Рис. 2.6. Практическая схема джиттероподавителя

Практическая схема джиттероподавителя, работающая вплоть до частот 10 МГц, показана на рис. 2.6. Первые четыре логических элемента формируют входной мультивибратор, конденсатор 82 пФ отсекает постоянную составляющую, полевой транзистор и конденсатор 220 пФ образуют интегратор, следующий логический элемент — компаратор, ну и далее — выходной мультивибратор с выходным буфером [24].

### Устройство подавления джиттера Ричарда Брайса

Рассмотрим влияние джиттера («дрожания» фронтов импульсной последовательности цифровых данных, поступающих на ЦАП) на качество звука систем цифровой звукозаписи. Ричард Брайс отмечает, что его теоретически максимальный предел  $\Delta T$  для  $n$ -разрядной системы не должен превышать порогового значения  $\Delta T = T_0 / (\pi 2^n - 1)$ , где  $T_0$  — период дискретизации (величина, обратная частоте дискретизации).

Иначе, теоретический динамический диапазон будет обрезан из-за возникающих ошибок преобразования, а звук, соответственно, ухудшен.

Легко убедиться, что для 16-разрядной системы с частотой дискретизации 44 кГц джиттер не должен превышать 210 пс, а это всего 0,001% от периода дискретизации, что гораздо жестче, чем пороговый коэффициент детонации 0,05% в системах аналоговой звукозаписи, и не выполняется в большинстве аудиоCD-плееров.

Для выхода из положения Ричард предлагает устройство подавления джиттера (рис. 2.7), состоящее из соединенных последовательно асинхронного конвертера частоты дискретизации с полифазной фильтрацией (радикально подавляющей не только высоко-, но и низкочастотные составляющие джиттера) и AES/SPDIF интерфейсом AD1892 (Analog Devices, A1) и кодера CS8402A (Crystal Semiconductors, A2) с AES/EBU/IEC 958/SPDIF (выбирается переключателем LK1) интерфейсом.

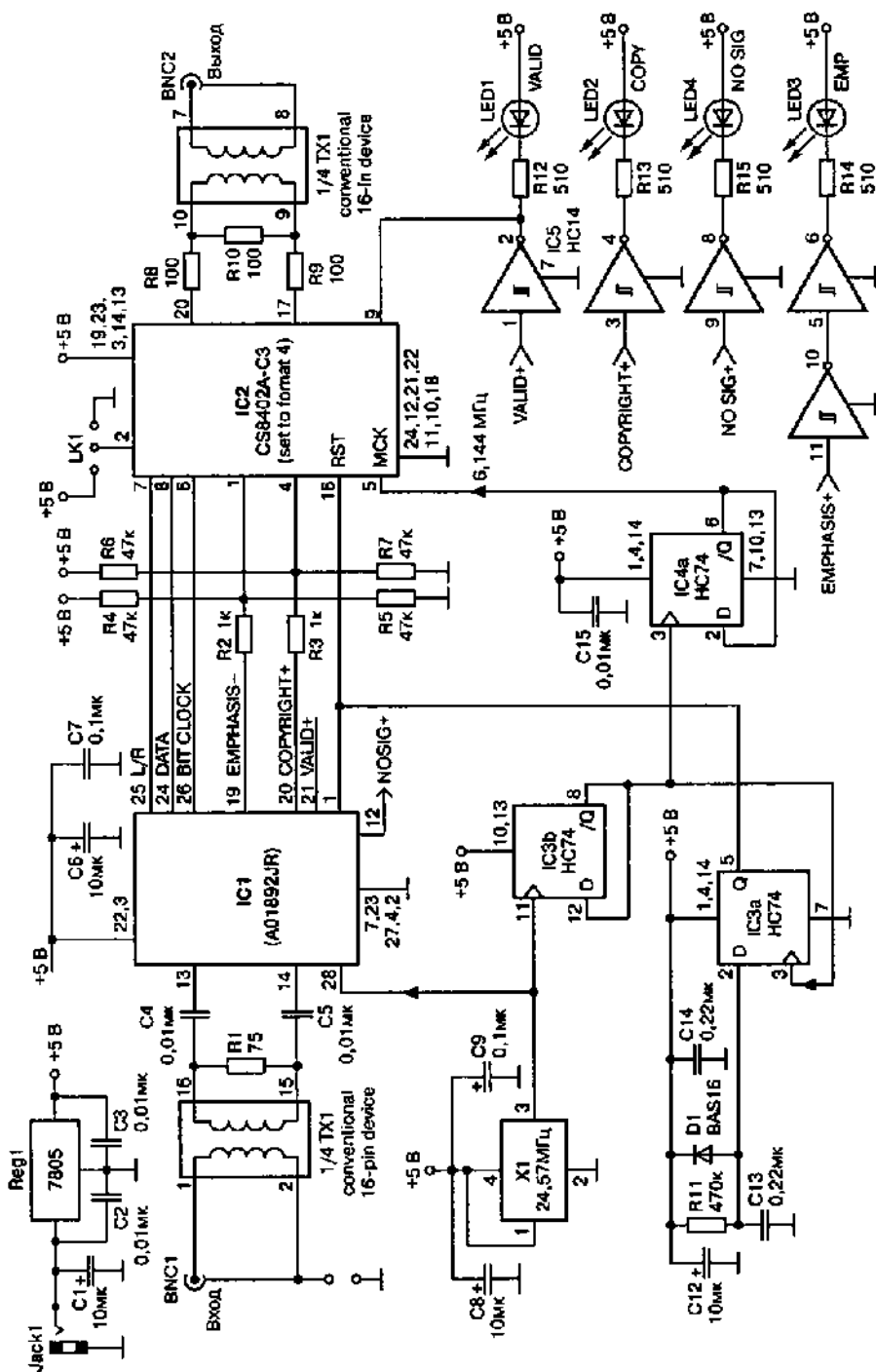


Рис. 2.7. Принципиальная схема устройства подавления джиттера Ричарда Брайса

Оба чипа тактируются общим кварцем на 24,57 МГц (X1). Устройство «врезается» между цифровым выходом CD-плеера и входом внешнего ЦАП и, кроме подавления джиттера, позволяет отменить бит защиты от цифровой перезаписи (copy-code protection). Для этого достаточно из схемы удалить R3 и R6.

При этом вместо передачи из A1 декодированного copy-code сигнала (COPYRIGHT+, он индицируется светодиодом LED2) для кодирования в A2, на copy-code вход последнего (вывод 4) будет подан логический 0, соответствующий отсутствию запрета цифровой перезаписи.

Устройство также может быть использовано для преобразования частоты дискретизации и типа цифровых интерфейсов [63].

### Высококачественный подавитель импульсных помех

В домашних коллекциях любителей музыки находится большое количество ценных раритетных виниловых дисков, а также магнитных фонограмм, записанных с таких дисков. Их современные переиздания на CD зачастую звучат хуже, но наличие импульсных шумов и помех из-за механических повреждений поверхности диска вызывает определенный дискомфорт при прослушивании, часто даже больший, чем присутствие равномерного шума (например, магнитной ленты).

Подавитель импульсных помех (ПИП) представляет собой устройство средней сложности, включает в себя более десяти различных узлов и реализован на 32-х ОУ и четырех полевых транзисторах. Основные технические характеристики ПИП: количество каналов — 2, номинальный уровень входного сигнала — 0,775 В, частотный диапазон — 20...20000 Гц, КНИ — не более 0,1%, коэффициент передачи — 1, уровень собственных шумов, составляет -72 дБ.

Структурная схема устройства показана на рис. 2.8. ПИП содержит два канала обработки сигнала (КОС) и один общий канал управления (КУ).

Рассмотрим работу КУ (рис. 2.9). Сигналы с выходов входных буферных усилителей КОС поступают на входы вычитателя (D1). Разностный сигнал имеет повышенное соотношение импульсная помеха/полезный сигнал, что способствует уменьшению количества ложных срабатываний устройства.

Далее разностный сигнал поступает на регулятор уровня сигнала КУ (R6) и затем на усилитель — ФВЧ (D2, D3). После усиления и фильтрации осуществляется двухполупериодное выпрямление сигналов в узле, выполненном на D4, D5. Часть выпрямленного сигнала подается непосредственно на один из входов компаратора D8. На его второй вход пода-



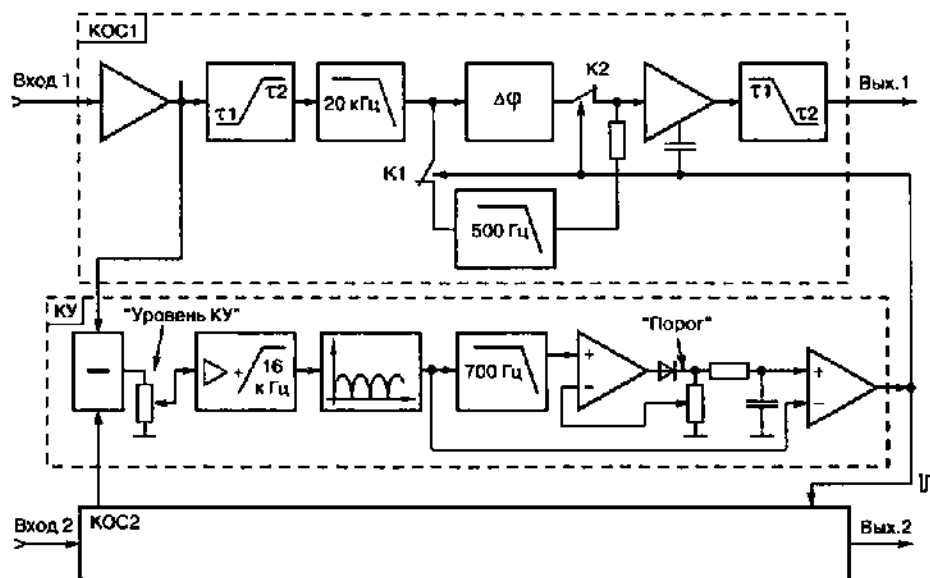


Рис. 2.8. Структурная схема высококачественного подавителя импульсных помех

ется задержанный сигнал, прошедший через ФНЧ с  $f_{\text{ФЧ}}$  около 500 Гц на D6, цепь R25C14, регулируемый усилитель на D7 и зарядно-разрядную цепь VD3R29C16R27R28.

Время задержки сигнала на втором входе компаратора равно 0,5—0,7 мс. Таким образом, компаратор срабатывает при увеличении скорости нарастания разностного сигнала (что характерно для импульсных помех) относительно скорости нарастания звукового сигнала. Цепь VD3R29C16R27R28 служит для автоматического повышения порога срабатывания при увеличении частоты следования импульсных помех. Параметры цепи подобраны таким образом, что при увеличении частоты следования щелчков выше 50 Гц длительность блокирующих импульсов уменьшается и становится равной нулю при частоте 70—80 Гц. Регулятором R27 устанавливается порог срабатывания КУ.

На элементах VD4R33C17D9 выполнен узел расширения блокирующего импульса для КОС, на D10VD6R35C18D11 — расширитель импульса включения. VD7 служит для визуальной индикации срабатывания КУ. Узел на D12VD8 осуществляет двухступенчатую световую индикацию уровня сигнала в КУ.

В КОС (рис. 2.10) звуковой сигнал с выхода буфера D1 поступает на узел предискажений R2C2R3D2 с постоянными времени  $\tau_1=150$  мкс и  $\tau_2=5,3$  мкс, где осуществляется подъем ВЧ и завал НЧ-составляющих сигнала.

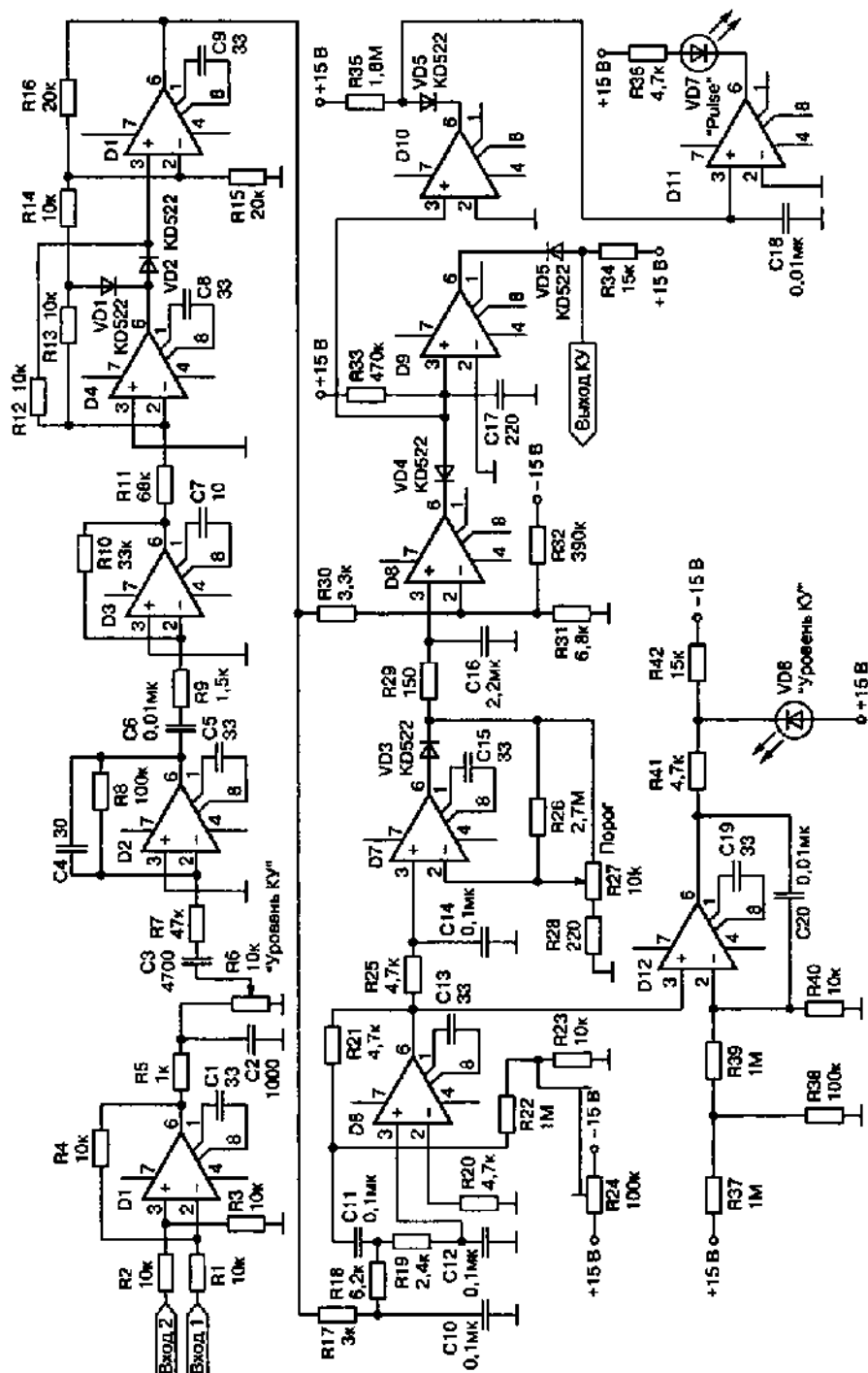


Рис. 2.9. Принципиальная схема канала управления

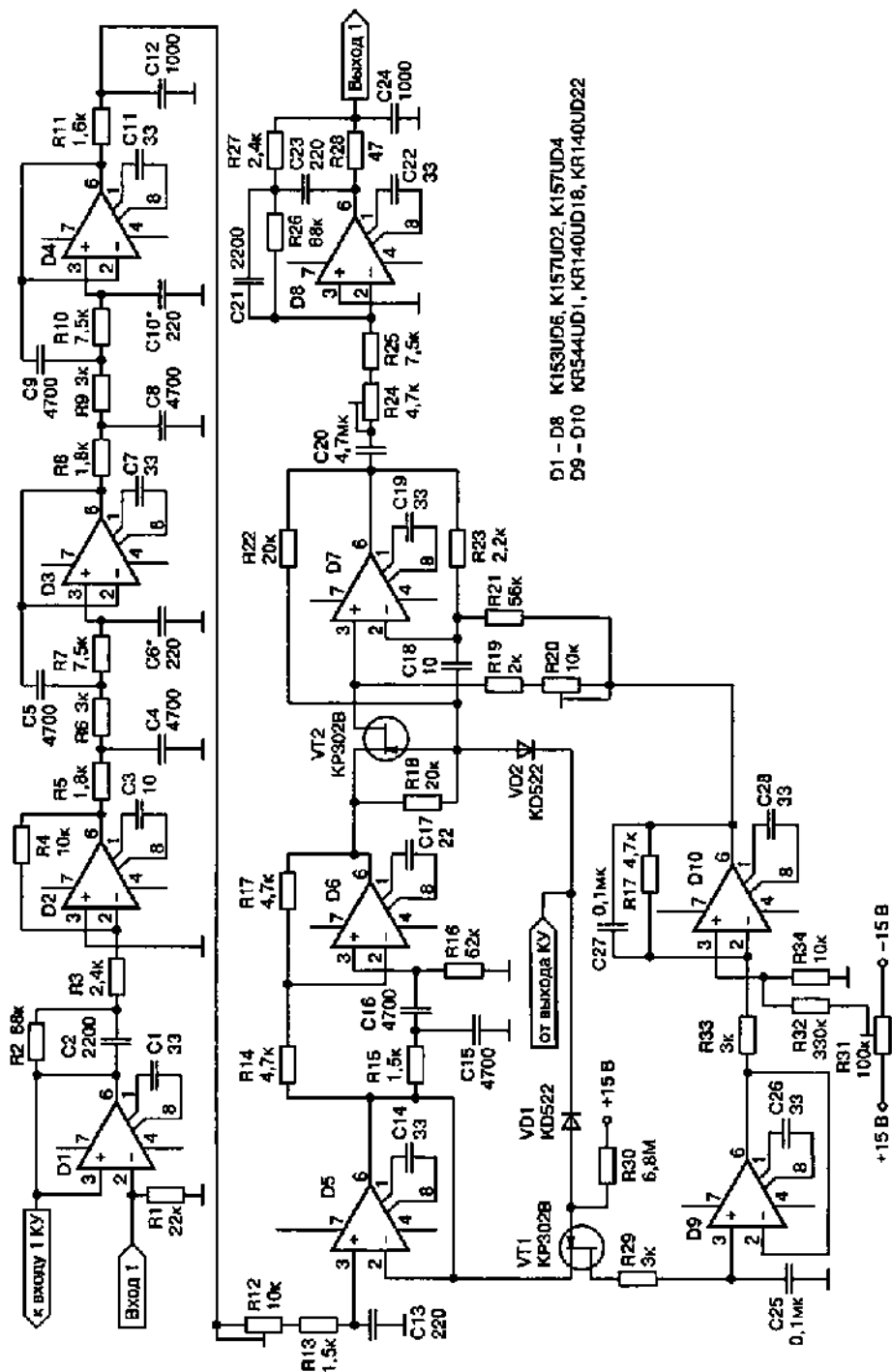


Рис. 2.10. Принципиальная схема канала обработки сигнала

Многосвязный фильтр D3D4D5 с частотой среза 20 кГц служит для задержки звукового сигнала на 60—80 мкс, необходимой для надежного срабатывания КУ. После ФНЧ сигнал поступает:

- на формирователь альтернативного сигнала замещения — ФНЧ с  $f_{\Phi} = 500$  Гц D9, D10 через ключ K1 (VT1);
- на вход фазовращателя D6, служащего для выравнивания фаз основного и альтернативного сигналов.

Ключ K2 (VT2) осуществляет переключение входа усилителя D7 с основного на альтернативный сигнал замещения в момент прихода блокирующего импульса с КУ. Цепи C18R19R20R21R23 служат для компенсации коммутационных помех, проникающих в КОС через емкость затвор-сток VT2. С выхода D7 сигнал поступает на узел послеискажений R26C21R27D8, восстанавливающий горизонтальную АЧХ КОС и затем на выход устройства.

Анализ структурной схемы и схемотехники отдельных узлов показывает, что разработчики TNE-7000 оптимизировали устройство ПИП по многим параметрам:

- ограничена длительность блокирующих импульсов до 0,5—0,7 мс, что достаточно для большинства импульсных помех;
- в момент блокирования основной сигнал замещается альтернативным;
- применены цепи предискажений и послеискажений, что значительно ограничивает спектр коммутационных помех;
- при увеличении частоты следования импульсных помех автоматически повышается порог срабатывания и уменьшается длительность блокирующего импульса.

Перечисленные меры делают искажения звукового сигнала практически незаметными на слух даже при значительном числе ложных срабатываний ПИП при неоптимальной установке порога срабатываний или перепадах уровня полезного сигнала в каналах, а эффективность подавления остается достаточно высокой.

Конструкция и детали. В устройстве применены резисторы типов МЛТ-0,125/0,25 и конденсаторы К10-17, К73-17 с 5% допуском. Подстроечные резисторы типа СП4-1. В качестве ключей можно применить транзисторы КП303Г, Д, Е.

Питание ПИП осуществляется от двухполярного стабилизированного источника питания напряжением  $\pm 15$  В и током нагрузки не менее 200 мА. Амплитуда пульсаций питающих напряжений не должна превышать 5 мВ, а выходное сопротивление источника питания не более 0,2 Ом. Между шинами питания и общим проводом необходимо установить блокирующие емкости 0,1 мкФ типа К10-17 или КМ из расчета один конденсатор на два ОУ.

Печатная плата (платы) может быть изготовлена любым известным способом, ширина проводников питания должна быть не менее 2,5—3 мм, общего провода — не менее 5 мм.

**Настройка.** Прежде всего, необходимо отрегулировать КОС (рис. 2.10): регулятором R31 установить величину постоянного смещения на выходе D10 в отсутствие входного сигнала, равной смещению на выходе D6 с погрешностью не более 1 мВ. Переключить левый по схеме вывод R5 на выход входного буфера D1, подав на вход устройства сигнал от генератора, отрегулировать максимально плоскую АЧХ фильтра D3D4D5 в диапазоне 10—19 кГц с помощью R12 (иногда может потребоваться подбор C6, C10).

Установить R5 на прежнее место и снять АЧХ всего КОС на выходе. Особое внимание следует обратить на область частот от 1 до 12 кГц, при необходимости подпаявая параллельно C2 или C21 конденсаторы емкостью 100—330 пФ до достижения неравномерности АЧХ 0,1—0,2 дБ. Далее необходимо с помощью R24 установить  $K_v = 1$  на частоте 4 кГц.

Столь тщательная настройка необходима для исключения возможных сомнений в достоверности передачи звукового сигнала. Дело в том, что при непосредственном сравнении на слух входного и выходного сигналов с помощью переключателя «вход/выход» (на схеме не показан) такой незначительный завал АЧХ, как 0,3—0,5 дБ в области средних частот, приводит к заметному различию звучания входного и выходного сигналов КОС.

Некоторые «знатоки» эту разницу моментально «списывают» на наличие 8 ОУ в цепи прохождения сигнала КОС. При уменьшении неравномерности АЧХ до 0,15—0,2 дБ различие в звучании входного и выходного сигналов обнаружить практически невозможно, и уличить операционники в нелояльности к звуку не удастся.

Далее приступают к настройке КУ. В отсутствие входного сигнала регулятором R24 установить нулевое смещение на выходе D6 (рис. 2.9) с погрешностью не более 1 мВ. Яркость СИД VD8 должна быть максимальной. Подать на любой из входов вычитателя сигнал от генератора частотой 10 кГц и величиной 100 мВ.

Изменяя уровень сигнала КУ регулятором R6 проверить функционирование всех узлов до компаратора D8, при повышении уровня сигнала на выходе фильтра D6 до 15—20 мВ яркость СИД VD8 должна уменьшаться в несколько раз.

Установить номинальный уровень КУ по уменьшению яркости СИД VD8, регулятор порога срабатывания R27 установить в верхнее по схеме положение. Скачкообразно увеличивая уровень входного сигнала аттенуатором генератора на 10 дБ, проверить срабатывание компаратора D8, расширителей D9, D10 и D11. СИД VD7 должен индцировать срабатывание КУ.

Подключить выход КУ к управляющим входам КОС, а входы вычитателей КУ — к выходам буферных каскадов КОС. Подать сигнал музыкальной фонограммы, не содержащей импульсных помех, на 1 канал ПИП, к выходу 2-го канала подключить осциллограф и усилитель звуковой частоты с головными телефонами или АС.

Установить уровень КУ соответствующим регулятором, а регулятором порога — периодическое срабатывание от громких фрагментов фонограммы. Регуляторами R31 и R20 установить минимальный уровень паразитных напряжений на выходе 2-го канала, контролируя сигнал на слух и с помощью осциллографа.

Иногда может потребоваться подбор C18 и R16. В конце регулировки амплитуда паразитных напряжений на выходе не должна превышать 1—2 мВ.

Отключить сигнал от входа 1-го канала и подсоединить к входу 2-го канала, а осциллограф и усилитель переключить к выходу 1-го канала. Произвести те же регулировки в 1-м КОС. В конце настройки необходимо уточнить положение регуляторов R24 коэффициента передачи в обоих каналах, подав сигнал на входы КОС от генератора. При исправных деталях такая регулировка даже без использования генератора импульсов дает точный результат.

**Работа с устройством.** При обработке стереофонических фонограмм сначала устанавливают баланс уровней входных сигналов, что необходимо для уменьшения количества ложных срабатываний. Затем устанавливают уровень КУ по уменьшению яркости СИД VD8. Сравнивая исходный и обработанный сигнал с помощью переключателя «вход/выход», устанавливают оптимальный порог срабатывания по соответствию моментов зажигания СИД VD7 наличию импульсных помех на входе ПИП.

При обработке монофонических фонограмм для нормальной работы КУ необходимо внести искусственный разбаланс на 1—1,5 дБ между уровнями моносигналов на входе. При большей величине разбаланса, например, при подаче сигнала только на один вход, будет трудно установить уровень сигнала КУ.

Данное устройство не может полностью подавить щелчки большой (1—5 мс) длительности из-за малой продолжительности управляющего импульса, однако, замещая их крутой фронт альтернативным сигналом, значительно сужает спектр таких помех.

Кроме обработки звукового сигнала с виниловых дисков и магнитных фонограмм, ПИП может использоваться для понижения уровня импульсных помех в каналах передачи речевой информации, причем высокая эффективность достигается не только при наличии помех случайного характера, но и периодических.

Примером могут служить полигармонические помехи в виде продифференцированного сигнала наводок от питающих сетей частотой 50/60 Гц. Обычно для понижения уровня подобных помех используют полигармонические фильтры, построенные на основе рекурсивных фильтров с бесконечной импульсной характеристикой (БИХ). Этим устройствам присущи такие недостатки, как погрешность отслеживания частоты помехи и появление реверберационных искажений. В рассмотренном устройстве такие погрешности полностью отсутствуют [17].

### Dolby B, Dolby C, Dolby S,... dbx?

Сегодня даже далекие от радиотехники домохозяйки на вопрос «Слышали ли вы о Dolby?» с уверенностью ответят: «Конечно, в моем кассетнике есть такая кнопка». Аудиофилы со стажем уточнят, что есть профессиональные варианты компандерных шумоподавителей A и SR, а также упрощенные (для домашней или «бытовой» аппаратуры) системы B, C и S.

Приверженцы кино и систем домашнего кинотеатра добавляют Dolby Stereo, Dolby Surround, а компьютерщики — цифровую Dolby AC-3. Между тем экстремисты High-End будут ругать системы Dolby за то, что уменьшая шум они сужают и глубину локализации стереопанорамы, а простые меломаны посетуют на то, что долбизированные записи на разных кассетниках звучат совсем по-разному.

Тонкие знатоки будут убеждать, что кассетники с Dolby S звучат лучше не только цифровых минидисков MD с новейшей системой цифрового сжатия ATRAC 4.5, но даже цифровых CD. Профессионалы звукотехники, в свою очередь, порекомендуют вместо Dolby SR /Dolby S применять компандер dbx.

В этой главе мы последовательно рассмотрим историю, схемотехнику, преимущества и недостатки систем Dolby, а также их основного конкурента — компандера dbx, разработанного американцем Дэвидом Блэкмером (фирма DBX Inc.). В заключении будет приведено описание разработанного автором dbx-совместимого компандера УНИКОМП, выполненного на распространенных отечественных элементах и позволяющего на любом катушечном или кассетном магнитофоне обеспечить отношение сигнал/шум, не уступающее CD [1].

### Рэй Милтон Долби, фирма и компандер «B»

Продолжая ответ на вопрос гипотетической домохозяйке, нельзя не упомянуть, что Долби — это изначально не система шумопонижения и даже не одноименная фирма, а фамилия основателя Dolby Laboratories Inc. и изобретателя компандеров — Рэя Милтона Долби.

Справедливости ради нельзя не отметить, что основным недостатком компакт-кассет — высокий уровень шипа — пытались преодолеть и до Долби. Это были как технологические усовершенствования магнитных лент (Low Noise и LH — Low noise High output), так и электронные способы — сначала пороговые шумоподавители, затем динамические фильтры (DNL) и даже компандеры (ANRS).

Но первые давали эффект всего в несколько децибел, вторые — даже теоретически «жевали» звуковой сигнал при малых уровнях, а компандеры в такт с изменением уровня звукового сигнала изменяли и уровень шипа. Последний эффект получил название «дыхания шума» и технически был обусловлен тем, что каналы управления тогдашних компандеров реагировали на НЧ сигналы с резко изменяющейся огибающей (барабан, фортепиано) и расширяли полосу управляемого усилителя, прекращая шумопонижение в момент удара.

Тут, наверное, самое время упомянуть для новичков, что компандер — это шумоподавитель, основанный на сжатии динамического диапазона путем усиления слабых сигналов в режиме записи и адекватного («зеркального») их ослабления в режиме воспроизведения (рис. 2.11). На этом же принципе основаны и все системы шумопонижения Долби, а также dbx. Отличие в том, как именно и насколько происходит сжатие-расширение широкополосных звуковых сигналов.

Рэю Долби, обладавшему большим опытом и обостренной интуицией, удалось спроектировать компандер, канал управления которого был слабо чувствителен к мощным НЧ сигналам. В отличие от ранее существовавших компандеров, каналы управления (ФВЧ + детекторы) и управляемые каскады прохождения звукового сигнала (ФНЧ) которых были отдельными и с фиксированными частотами среза. В Dolby B было применено очень удачное решение — Sliding Band (или «скользящая полоса»), при котором функции управляемого шумопонижающего ФНЧ и сопряженного с ним ФВЧ канала управления выполняла одна и та же перестраиваемая RC-цепочка.

Принцип Sliding Band не так прост и очевиден, его легче объяснить по блок-схеме Dolby B (рис. 2.12) в режиме записи, помня, что характеристики в режиме записи и воспроизведения взаимнообратны. Итак, сигнал записи разделяется на два канала — основной канал

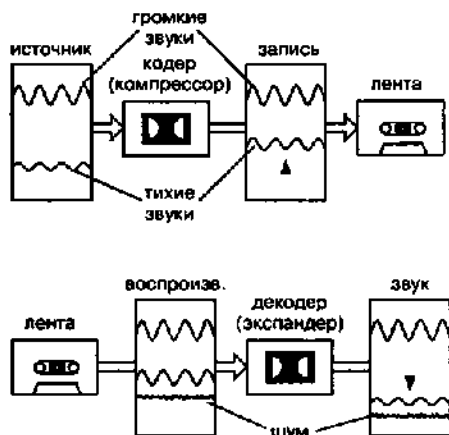


Рис. 2.11. Структурная схема компандера



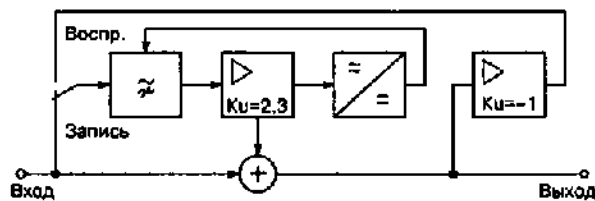


Рис. 2.12. Блок-схема Dolby B

и канал обработки. В последний входят пере-страиваемый ФВЧ с коэффициентом передачи  $K_{\text{ФВЧ}} = j\omega\tau / (1 + j\omega\tau)$  и усилитель с линейной АЧХ ( $K_u = 2,3$ ), с выхода которого сигнал посту-пает как на детектор, управляющий частотой среза ФВЧ (посредством изменения постоянной времени  $\tau$ ), так и на сумматор с сигналом основ-ного канала. Здесь  $\omega = 2\omega_f$ , а  $\tau = RC$  (роль резистора  $R$  в реальной схеме выполняет полевой транзистор).

Начальное максимальное значение  $\tau$  соответствует частоте среза 800 Гц. На выходе сумматора сигнал записи описывается выражением

$$U_{\text{рег}} = U_{\text{in}} (1 + K_{\text{пр}} K_u) = U_{\text{in}} (1 + 2,3 j\omega\tau / (1 + j\omega\tau)).$$

То есть при постоянстве  $\tau$  (этому соответствует очень малый уровень входного сигнала) АЧХ всего устройства задируется от 1 на НЧ до 3,3 (+11 дБ) на ВЧ. При наличии широкополосного сигнала записи на выходе детектора появляется управляющее напряжение, открывающее полевой транзистор и уменьшающее его сопротивление сток-исток, а значит и  $\tau$ , что приводит к:

- повышению частоты среза ФВЧ, что уменьшает «задир» высоких частот (это, так сказать, основная функция компрессора — уменьшить сжатие при повышении уровня);
- сужению полосы частот, поступающих на детектор (на него могут влиять только составляющие с частотами выше частоты среза).

То есть возможное изменение уровня НЧ сигналов перестает влиять на детектор и тем самым исключает появление эффекта «дыхания шума». Так, казалось бы, второстепенное явление на самом деле играет перво-степенную роль.

Рис. 2.13 иллюстрирует действие Sliding Band. На нем изображены АЧХ, формируемые Dolby B в режиме записи при наличии мощных (0 дБ) синусоидальных сигналов записи с частотами 100, 200, 500, 1000, 2000 и 5000 Гц.



#### Примечание.

Обратите внимание, что частота среза (начала подъема АЧХ) как бы следит за частотой мощного сигнала — чем она выше, тем выше и частота среза.

Здесь «изюминка» в том, что 100-герцовый сигнал не приводит к смещению частоты среза вверх, что исключает блокирование шумопонижения и появление в такт с мощными басами не маскируемого ими шипа. Еще раз напомним, что АЧХ компрессора в режиме воспроизведения, в

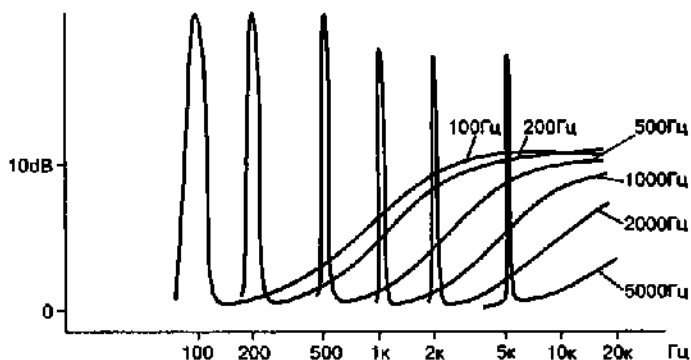


Рис. 2.13. К объяснению принципа Sliding Band

котором собственно и происходит шумопонижение, зеркальны по отношению к АЧХ в режиме записи [1].

### Схемотехника DOLBY B

Итак, компандер DOLBY B, не в последнюю очередь благодаря удивительной «пробивной» активности Рэя Долби, хорошей защищенности от модуляционных шумов (следствие технологии Sliding Band и теоретически 100%-ному восстановлению исходного сигнала (чем не могли похвастаться динамические фильтры, работающие только при воспроизведении и вместе с шумом обрезавшие часть полезного сигнала) очень быстро вытеснил шумоподавители других типов.

Самая первая схемная реализация Dolby B, спаянная собственно вручную мистером Долби, изображена на рис. 2.14, а (режим записи-кодирования).

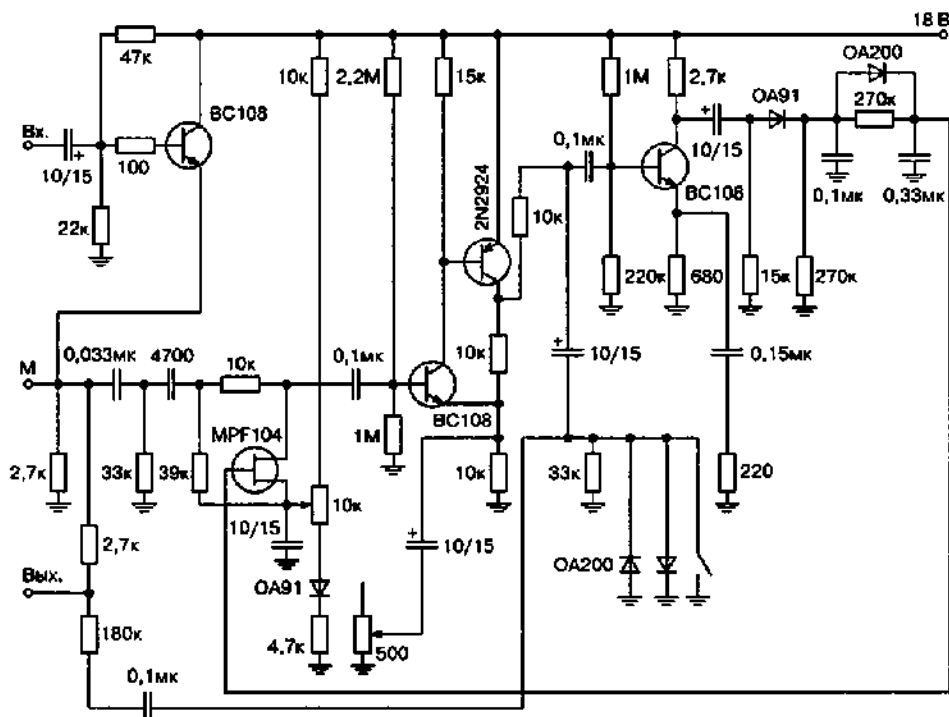
После развязывающего эмиттерного повторителя (12) сигнал поступает на выход (16) непосредственно:

- ♦ и через резистор 14;
- ♦ и через канал дополнительной обработки, содержащий (см. соответствие блок-схеме рис. 2.12) ФВЧ (вход — точка А, выход — точка В), двухтранзисторный усилитель.

С его выхода сигнал одновременно через резистор 18 поступает:

- ♦ на суммирование с основным в общей точке резисторов 14 и 18;
- ♦ на детектор с усилителем 30, выпрямителем 31 и нелинейной сглаживающей цепью (для медленных и малых изменений уровня постоянная времени большая, а при резких скачках диод 58 шунтирует резистор 54 и резко уменьшается).

Напряжение с выхода детектора подается на полевой транзистор 24, который и управляет уровнем сжатия и полосой обработки. В дальней-



а

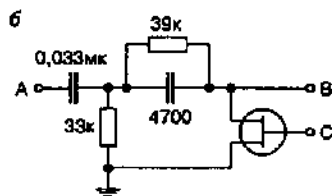


Рис. 2.14. Dolby B:

а — принципиальная схема Dolby B;

б — модифицированная схема управляемого ФВЧ

шем управляемый ФВЧ был видоизменен (рис. 2.14, б) — такая схема содержит на один резистор меньше, а характеристики неизменны.

Формируемые на синусоиде при разных входных уровнях стандартные АЧХ кодера Dolby B показаны на рис. 2.15. В режиме воспроизведения связи между каскадами схемы изменяются (см. рис. 2.12). Точка А разрывается, и вход ФВЧ соединяется с общей точкой резисторов 14 и 18 через инвертор с единичным коэффициентом передачи (каскад с ОЭ по типу 30, но с равными резисторами в цепях эмиттера и коллектора).

Поэтому вместо суммирования сигнал дополнительного канала вычитается из входного. Результирующая АЧХ декодера Dolby B приобретает вид, обратный рис. 2.15. Для достаточно высокой фиксированной частоты асимптоты амплитудно-амплитудных (далее — просто амплитудных) характеристик кодера и декодера изображены на рис. 2.16.



### Примечание.

Легко убедиться, что и АЧХ, и амплитудные характеристики последовательно соединенных кодера и декодера — есть прямые линии. Т. е. сигнал полностью восстанавливается, а шумы канала записи-воспроизведения, добавляющиеся к сжатому сигналу, проходят только декодер и поэтому подавляются.

Глубину шумопонижения на конкретной частоте в отсутствие сигнала (паузе) можно оценить по самой верхней кривой на рис. 2.15:

- 3 дБ — на частоте 500 Гц;
- 6 дБ — на частоте 1 кГц;
- 0 дБ — на частотах выше 4 кГц.

После внедрения в серийное производство быстро обнаружилось, что для обеспечения взаимозаменяемости фонограмм схема требует:

- отбора полевого транзистора по напряжению отсечки и сопротивлению открытого канала;
- довольно тщательной регулировки коэффициента усиления дополнительного канала триммером 500 Ом в цепи эмиттера (им устанавливается точка +10 дБ АЧХ на частоте 4 кГц при уровне -50 дБ);
- тщательной регулировки порога срабатывания триммером 10 кОм в цепи истока полевого транзистора (им устанавливается точка +8 дБ на частоте 4 кГц при уровне -30 дБ).

Чтобы решить эту проблему, по заказу Dolby была разработана ИМС NE545, в которой соответствующие коэффициенты и пороги обеспечивались без подстроек — схемотехнически.

Типовая схема Dolby B на этой ИМС показана на рис. 2.17. Здесь добавлены внутренний стабилизатор с источником опорного напряжения, а

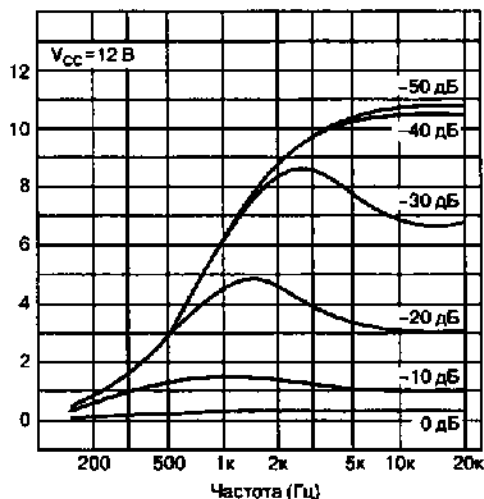


Рис. 2.15. Стандартные АЧХ кодера Dolby B

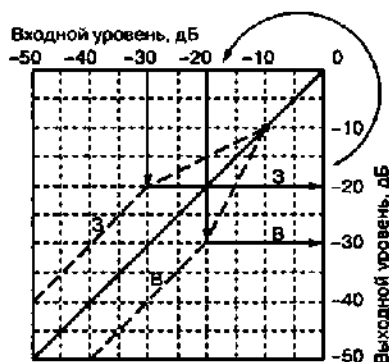


Рис. 2.16. Амплитудно-амплитудные характеристики кодера и декодера Dolby B

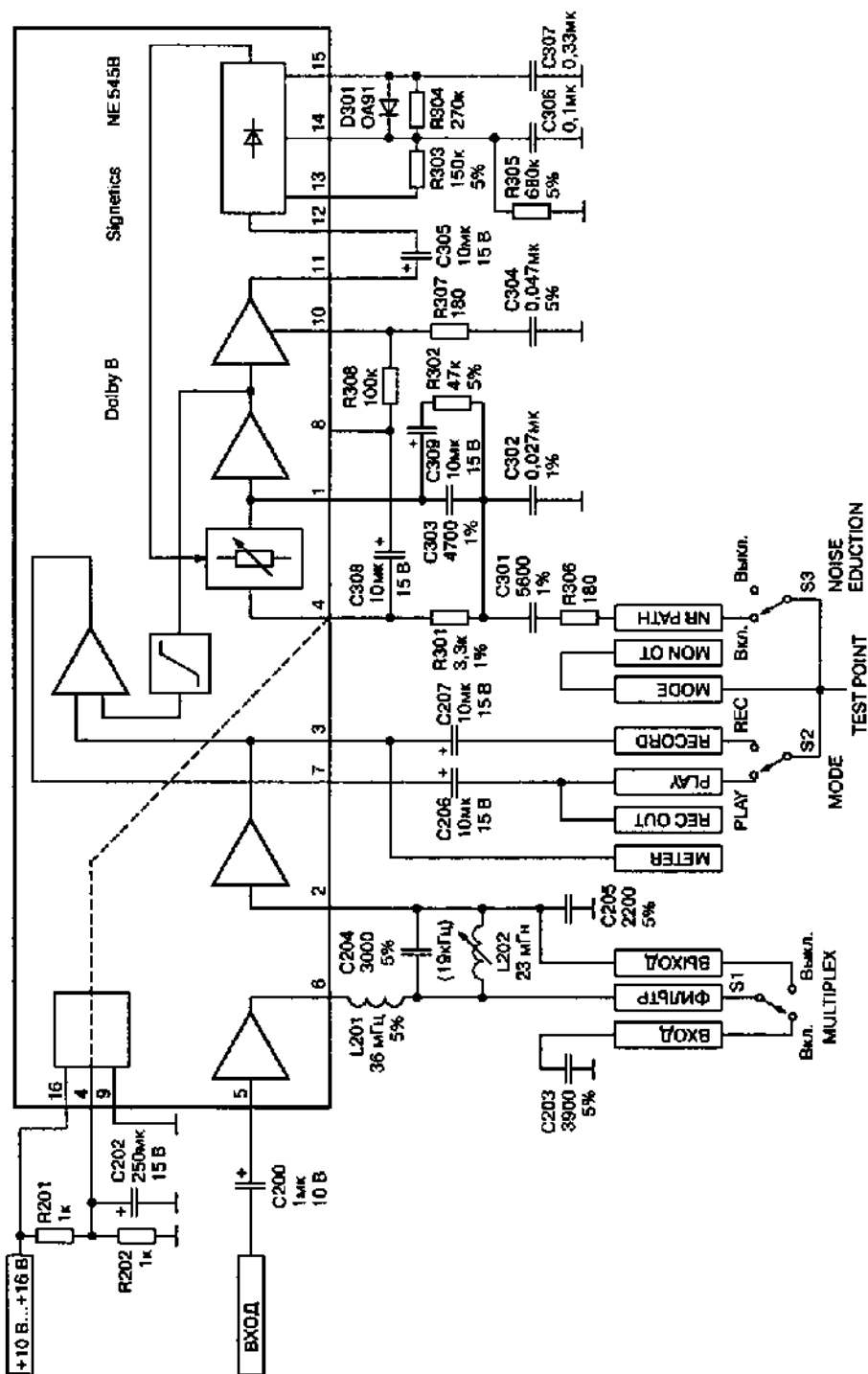


Рис. 2.17. Схема Dolby B на ИМС NE545B

также два линейных усилителя, которые облегчают построение усилителя воспроизведения, а также служат для развязки т. н. МРХ-фильтра (L201L202C203 — C205), предотвращающего проникание на вход кодера помех с частотой пилот-тона FM-стереовещания (19,2 кГц), а также подмагничивания. NE545 была воспроизведена министерством электронной промышленности СССР под маркой K174XA3.

Наиболее удачной схемной реализацией Dolby B на неспециализированных ИМС является схема братьев Лексиных (рис. 2.18). Здесь точность коэффициента усиления дополнительного канала обеспечена резисторами R18R14 в цепи ООС ОУ А2.

Независимость характеристик от напряжения отсечки V4 обеспечена оригинальным решением каскада на ОУ А3, резистор R27 которого изменяет:

- ♦ и коэффициент передачи детектора;
- ♦ и начальное напряжение на затворе.

Активный МРХ-фильтр (V2) настроен на поднесущую отечественного ЧМ-стерео стандарта (31,25 кГц).



#### Примечание.

*На взрыв популярности Dolby B живо отреагировала западная электронная промышленность — появились буквально десятки микросхем разных типов (наиболее популярны NE646, NE648, LM1111, HA12038, HA11226, TEA0655, TEA0657...), а затем CXA1100, CXA1897, CXA2560, HA12134, HA12136, HA12182.*

Чтобы не запутаться и корректно применять эти ИМС для своих работок или при регулировке зарубежных магнитофонов необходимо:

- ♦ знать типовую схему включения;
- ♦ надо принимать во внимание два условия, без которых невозможно реальное обеспечение Dolby-B-совместимости.

Первое — это единичность коэффициента передачи канала записи-воспроизведения между кодером и декодером, а второе — знание т. н. опорного уровня Долби (Dolby reference level) для конкретного типа ИМС. Поясним подробнее, в чем тут дело.

Любой компандерный шумоподавитель содержит две части — кодер и зеркальный ему по характеристикам декодер. Кодер подключается после предварительного усилителя записи (УЗ) с регулятором уровня записи, но перед корректирующим/выходным каскадом УЗ с триммером тока записи. Декодер подключается после усилителя воспроизведения с триммером чувствительности канала воспроизведения. Соответствующая блок-схема приведена на рис. 2.19.

Кроме того, каждая микросхема или схемная реализация Dolby B имеет контрольную точку. Обычно это вход ФВЧ или жестко привязанная по

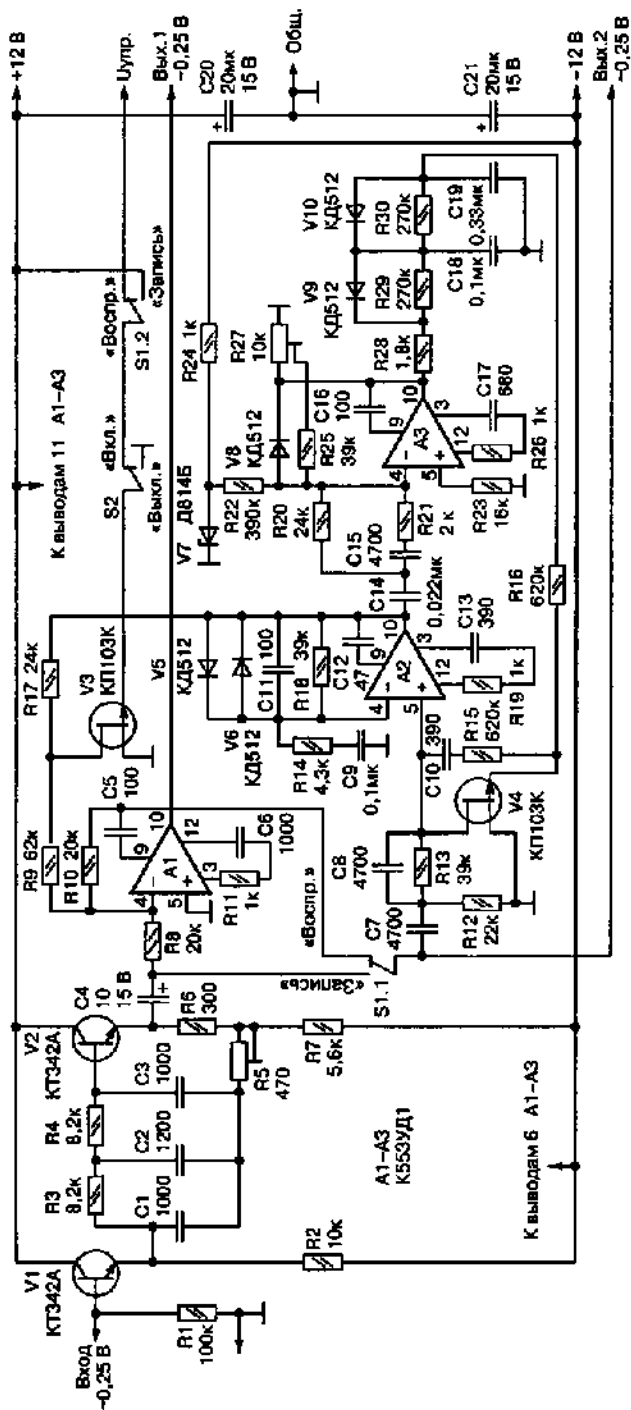


Рис. 2.18. Схема Dolby В на отдельныхных комплектующих

уровню (на рис. 2.14 точка М, NE545 — вывод 3, схема Лексиных — «выход 1», в двухканальной ТЕА0655 — выводы 1 и 20). Это т. н. Dolby-уровень, которому соответствует вполне определенное переменное напряжение.

На первых схемах Dolby это было 580 мВ, у Лексиных — 250 мВ, у ТЕА0655 — 387,5 мВ, т. е. «у каждого — свое».

Этот уровень в общем случае никак не связан с уровнем на линейном выходе! Наконец, масла в огонь всей этой каши подливают и изготовители магнитофонов, на индикаторах уровня которых значок отметки уровня Долби довольно произвольно «пляшет» в обе стороны относительно отметки 0 дБ. Чтобы правильно отрегулировать магнитофон и обеспечить реальную Долби-совместимость, необходимо строго придерживаться описанной ниже процедуры.

Напомним, что такое Долби-уровень. Применительно к компакт-кассете — это уровень потока короткого замыкания (намагниченности или «уровня записи») ленты 200 нВб/м для синусоиды 400 Гц. Это так называемая стандартная «уровневая» лента Долби (далее DL). А процедура регулировки следующая.

**Шаг 1.** При воспроизведении ленты DL установите регулятором чувствительности канала воспроизведения в контрольной точке схемы Долби-декодера специфицированное для этой схемной реализации напряжение.

**Шаг 2.** Регулятором чувствительности индикатора уровня установите стрелку или столбик на отметку Долби-уровня.

**Шаг 3.** Установите в магнитофон типовую ленту для записи, подайте на вход синусоиду 400 Гц и регулятором уровня установите стрелку или столбик на отметку Долби-уровня.

В контрольной точке Долби-кодера напряжение должно при этом быть равно специфицированному. В корректно спроектированном магнитофоне это выполняется схемотехнически и не требует подстройки.

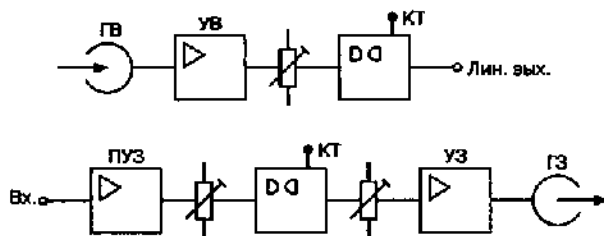


Рис. 2.19. Структурная схема каналов записи-воспроизведения с компандерным шумоподавителем



#### Примечание.

Если же это не так, то необходимо скорректировать чувствительность индикатора уровня в режиме записи таким образом, чтобы условие выполнялось.



Естественно, дополнительная регулировка индикатора уровня не должна «сбить» уже выполненную в шагах 1 и 2 калибровку воспроизведения. Выполните пробную запись, перемотайте ленту на начало пробной записи и воспроизведите. Проверьте показания индикатора уровня воспроизведения, если оно меньше или больше отметки Долби, то триммером тока записи надо, соответственно, увеличить или уменьшить ток записи и снова повторить этот Шаг.



### Внимание.

*Не регулятором уровня записи, а именно триммером, установленным в канале записи после Долби-кодера!*

Его чаще всего можно найти на печатной плате под обозначением REC.CAL.

Надеюсь, понятно, что до этих регулировок канал записи-воспроизведения магнитофона должен быть отрегулирован (при выключенной Долби) по критериям линейной АЧХ канала воспроизведения (по измерительной ленте «АЧХ») и канала записи-воспроизведения (на той же типовой ленте для записи, на которой будет выполняться п.3).

Любой шаг в сторону от описанной методики однозначно приведет к очень неприятным на слух последствиям — в лучшем случае сделанная вами Долбизированная запись будет сносно звучать только на вашем магнитофоне, да и то не обязательно, и не во всех случаях.

Такова плата за расширение динамического диапазона. В случае несогласованности уровней декодер начинает обрабатывать сигнал воспроизведения не совсем зеркально кодеру. Например, при коэффициенте передачи канала записи-воспроизведения, меньшем 1, характерные точки амплитудных характеристик кодера и декодера будут сдвинуты (рис. 2.20), а результирующая — приобретет «ямую», которая подрежет реверберационные хвосты реальных звуков и напрочь убьет «прозрачность» звучания.



Рис. 2.20. К объяснению неточного согласования опорных уровней Dolby level кодера и декодера

На этом рисунке, как и на рис. 2.16, буквами З и В обозначены режимы записи (кодер) и воспроизведения (декодер), а суммарная амплитудная характеристика выполнена утолщенной сплошной линией.



### Примечание.

*Кстати, малейшее просачивание на вход кодера Долби паразитных наводок подмагничивания или под-*

несущих FM/ЧМ вещания, а также недоподавленных ультразвуковых помех CD-плееров по воздействию на кодер ничем не отличаются от рассмотренного сдвига уровня.

Кодер воспринимает помехи за ВЧ составляющие звука, открывается, снижая предкоррекцию, а канал магнитной записи такие высокие частоты обрезает. То есть на входе декодера Долби этих составляющих уже нет и обработка при воспроизведении в корне отличается от требуемой.

Поэтому во многих магнитофонах упомянутый МРХ-фильтр делают неотключаемым: он, конечно, немного обрезает АЧХ (его действие начинается примерно с 16 кГц), но зато позволяет избежать гораздо более неприятной на слух несогласованности кодера и декодера.

В заключение рассмотрим несколько популярных современных схемных реализаций Dolby B.

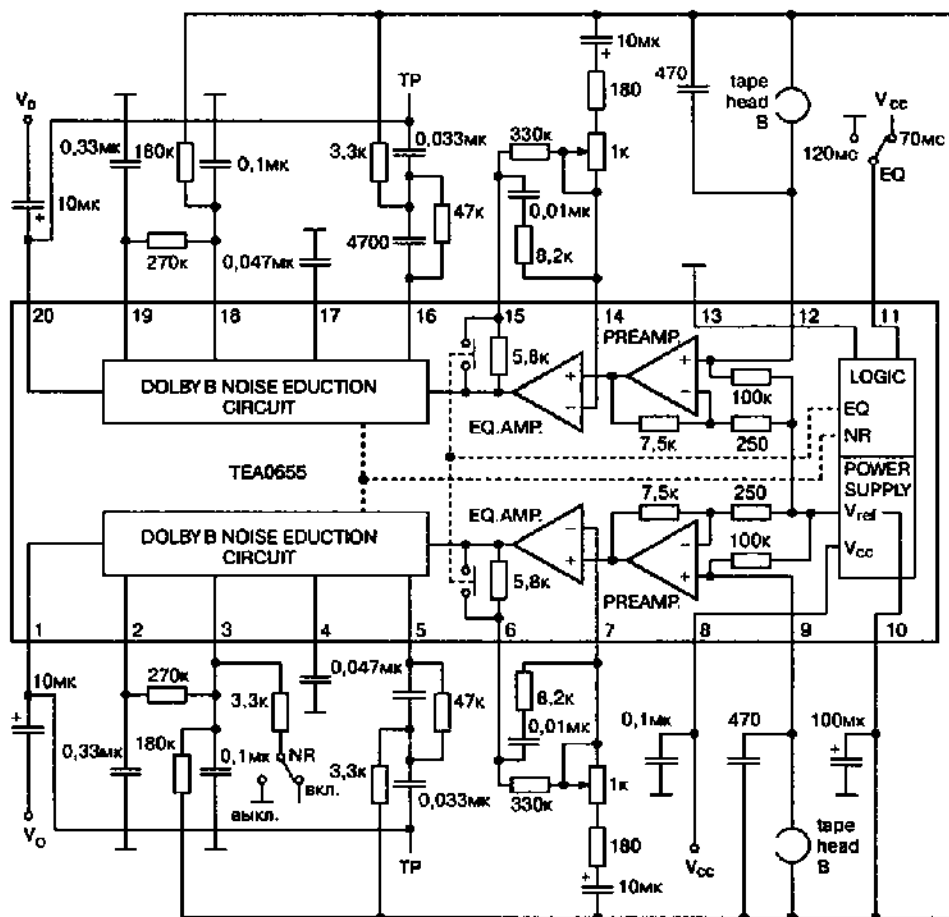


Рис. 2.21. Схема Dolby B на ИМС TEA0655

**TEA0655 (Philips).** Кроме двух каналов Dolby B декодера содержит усилители воспроизведения, т. е. это практически полный канал воспроизведения — подключил к головкам (tape head — рис. 2.21) и снимай линейный выход (выводы 1 и 20). Питание однополярное от 8 до 16 В, поэтому ИМС отлично вписывается в высококачественный автомобильный аудиоконфлекс.

Типовой потребляемый ток 20 мА, коэффициент гармоник 0,08%, перегрузочная способность 15 дБ, минимальное сопротивление нагрузки 10 кОм. Собственно УВ обеспечивает входное сопротивление (выводы 9 и 12) 100 кОм, приведенное к входу напряжение собственных шумов (невзвешенное, полоса 20 Гц — 20 кГц, К.З. входа) 0,7 мкВ, выходное сопротивление 50 Ом, коэффициент усиления без ООС на частоте 400 Гц — 110 дБ, 10 кГц — 86 дБ. Секция Долби-декодера имеет собственный уровень шумов -84 дБ, Dolby reference level = 387,5 мВ в контрольных точках TP (рис. 2.21) или на выводах 1 и 20.

Встроенный стабилизатор подавляет помехи по шине питания на 52—57 дБ, межканальное переходное затухание составляет 57—63 дБ. На типовой схеме 1-килоомные потенциометры регулируют чувствительность канала воспроизведения, переключатель EQ — режим АЧХ УВ 120 мкс (Fe) / 70 мкс (Cr + Metal), переключатель NR включает/выключает Dolby.

**TEA0657 (Philips).** Двухканальный Dolby B кодер/декодер с встроенными электронными переключателями режимов записи/воспроизведения (playback/record) и включено/выключено (NR on/off).

ИМС имеет отдельные входы записи (record input) и воспроизведения (playback input), подключаемые соответственно к выходу предусилителя записи и выходу УВ, а также отдельные выходы на оконечный корректирующий УЗ (record output) и линейный выход (line output). Такое построение позволяет обойтись вообще без механических коммутаций на пути сигнала и характерно для современной схмотехники.

Напряжение питания — однополярное ( $V_{cc}$ ) от 9 до 15 В (потребляемый ток 19 мА), номинальная чувствительность входов (выводы 9, 10, 15, 16) — 30 мВ, входное сопротивление — 50 кОм. Коэффициент гармоник — 0,08%, подавление пульсаций питающих напряжений — 40 дБ, разделение каналов — 50 дБ, перегрузочная способность — не менее 12 дБ, минимальное сопротивление нагрузки — 10 кОм, собственный уровень шумов в режиме декодера (воспроизведение) -90 дБ, кодера (запись) составляет -72 дБ. Dolby reference level = 580 мВ в контрольных точках test point или на выводах 7 и 18 (рис. 2.22).

Рассмотрим четыре варианта исполнения одного и того же Dolby B кодера/декодера в разных корпусах и с разным уровнем на линейном выходе на ИМС СХА1100, СХА1101, СХА1102, СХА1163 (SONY). Микросхема отличается очень малым количеством внешних элементов,

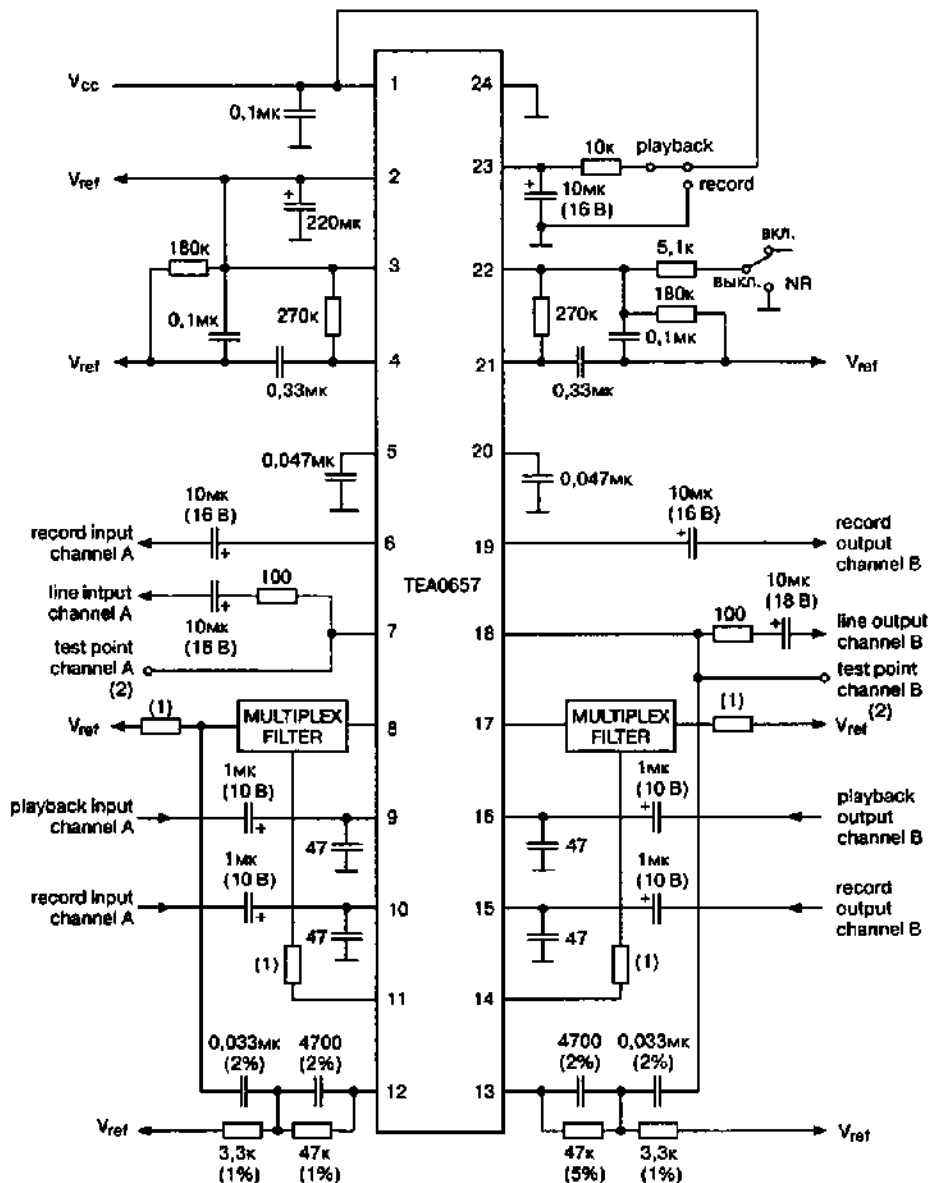


Рис. 2.22. Схема Dolby B на ИМС TEA0657

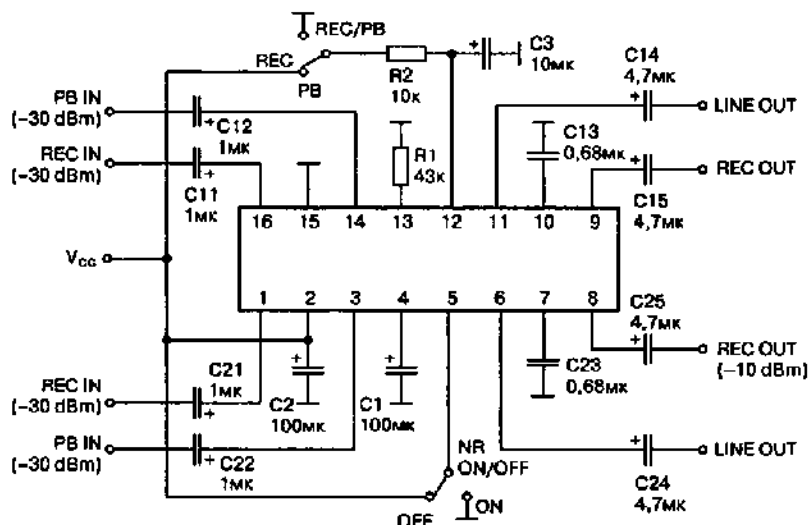


Рис. 2.23. Схема Dolby B на ИМС СХА1163 с однополярным питанием

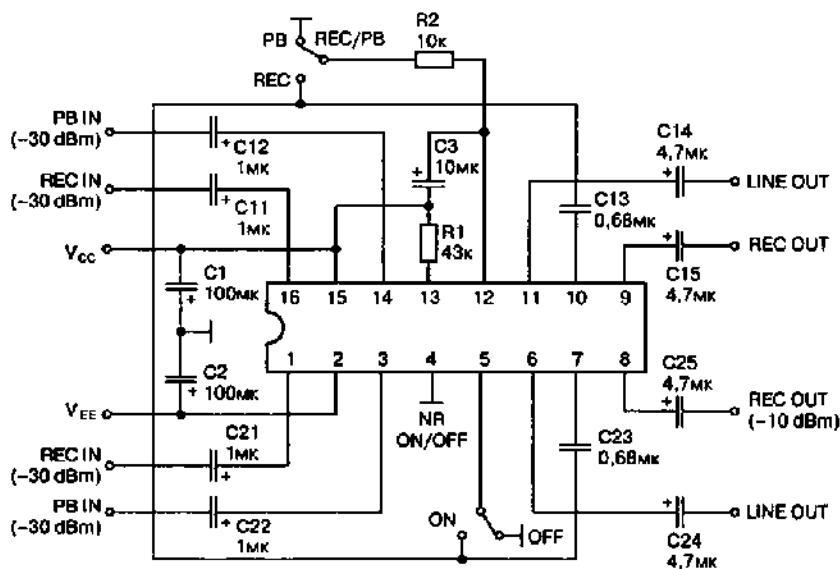


Рис. 2.24. Схема Dolby B на ИМС СХА1163 с двухполярным питанием

может работать как с однополярным (рис. 2.23), так и двухполярным (рис. 2.24) напряжением питания.

Потребляемый ток — 5,5 мА, максимальные напряжения питания — 16 В ( $\pm 8$  В при двухполярном), а минимальные: 11,5 ( $\pm 5,75$ ) — для СХА1100, 8,5 ( $\pm 4,25$ ) — для СХА1101, 6,5 ( $\pm 3,25$ ) — для СХА1102, 5 ( $\pm 2,5$ ) — для СХА1163.

Номинальные входные уровни  $-30$  dBm (24,5 мВ, входное сопротивление 40 кОм), Dolby reference level = 245 мВ в контрольных точках REC OUT (выходы на оконечный УЗ, выводы 8 и 9). Напряжения на линейном выходе (выводы 6 и 11) 0 dBm (775 мВ) у СХА1100,  $-3$  dBm (548 мВ) у СХА1101,  $-6$  dBm (388 мВ) у СХА1102 и  $-10$  dBm (245 мВ) у СХА1163.

Перегрузочная способность 15 дБ, коэффициент гармоник 0,03%, минимальное сопротивление нагрузки 1 кОм, межканальное переходное затухание 70 дБ, подавление пульсаций питающих напряжений 50 дБ, собственный уровень шумов в режиме кодера (запись) составляет  $-69$  дБ.

Недавно выпущенные фирмой SONY ИМС СХА1897 и СХА2560 также содержат двухканальные Dolby B. Однако первая из этих микросхем содержит также каналы записи-воспроизведения для двухкассетной стереодеки с функциями ускоренной перезаписи, АРУЗ, детектора автопоиска пауз и ряда других, а вторая — двухканального канала воспроизведения с переключателем автореверса и автопоиском пауз [1].

### Схемотехника Dolby C

Как известно, ко всему хорошему быстро привыкаешь, по прошествии некоторого времени хорошее становится как бы стандартным. И во имя прогресса хочется чего-то лучшего. Не обминул этот путь и компандер Dolby B. После почти 10-летнего безраздельного господства Dolby B попытки его обойти стали предпринимать все больше известных и не очень фирм (к началу 80-х было предпринято более десятка таких попыток).

Dolby Labs удалось сохранить позиции лидера. К тому времени в фирме насчитывалось уже несколько десятков сотрудников, причем отдельное подразделение — Dolby Labs Licensing Corp. (основано в мае 1977 г.) занималось только патентованием и лицензированием.

Очень точный ход — предложение нового компандера Dolby C всем производителям кассетных магнитофонов, ранее лицензировавшим Dolby B, решило финансово-правовую сторону и 50% успеха, поскольку было выгодно и не требовало новых лицензий, а пользователи Dolby C сохраняли возможность прослушивания своих ранее созданных фонотек в режиме Dolby B.

Правда, тут есть патентный нюанс. Широкомасштабное внедрение Dolby C началось весной 1981 года, а патенты, защищающие алгоритмиче-

ские и схемные нововведения Dolby C, выданы американским патентным ведомством лишь зимой 1985 года (пат. США №4.490.691 — 25.12.1984, пат. США №4.498.055 и №4.498.060—05.02.1985 г.). Так что 5 лет весь мир платил фирме Dolby Labs. лицензионные отчисления за фактически не защищенное патентами техническое решение [1].

### Чем же Dolby C отличается от Dolby B?

В первую очередь, эффективностью шумопонижения — до 20 дБ вместо 10 дБ. Структура Dolby C очень похожа на два соединенных последовательно Dolby B. То есть, в справедливости  $10 \text{ дБ} + 10 \text{ дБ} = 20 \text{ дБ}$  сомнений нет, но Dolby C — это не сумма Dolby B + Dolby B. Причин тому две.

Первая причина — максимум спектра шумов канала записи-воспроизведения кассетного магнитофона лежит в верхней половине звукового диапазона и это «шипение» (спектр выше 1 кГц) эффективно подавляется Dolby B на 10 дБ (см. рис. 2.15). Но если подавить этот же частотный диапазон еще на 10 дБ, то общий уровень шума понизится всего на пару-тройку дБ — начнут сказываться неподавляемые шумы в области средних частот («рокот, шуршание, грохот»).

Вторая (она же главная) причина — простое последовательное соединение двух компрессоров с коэффициентом сжатия 2:1 создаст суммарный коэффициент сжатия 4:1, что крайне отрицательно скажется на точности восстановления исходного сигнала (паразитная АМ или изменение коэффициента передачи канала записи-воспроизведения всего на 1 дБ приведет к погрешности восстановления уровня на 4 дБ).

Первая из отмеченных причин-недостатков устранена путем снижения на две октавы начальной частоты среза управляемых ФВЧ — с 800 до 200 Гц. Вторая причина устранена разносом зон динамического сжатия (см. рис. 2.16) по уровню сигнала.

Каскад высокого уровня (первый из квазиDolby B, HIGH LEVEL STAGE на блок схеме Dolby C рис. 2.25) работает при уровнях от -10 до -30 дБ, а каскад низкого уровня (LOW LEVEL STAGE на рис. 2.25) — от -30 до -50 дБ. Причем в окрестности -30 дБ они согласованы так, что общее их действие эквивалентно компрессору с небольшим коэффициентом сжатия 2:1 (как и в Dolby B).

Более глубокая обработка для точного восстановления требует принятия дополнительных мер. По реализации — это резонансный каскад (рис. 2.26) с небольшой нормированной добротностью, ослабляющий высокочастотную часть спектра на частотах:

- 20 кГц — на 12 дБ;
- 18 кГц — на 9,9 дБ;
- 15 кГц — на 5,2 дБ;
- 12 кГц — на 2,5 дБ;
- 10 кГц — на 1,5 дБ;
- 7 кГц — на 0,6 дБ.

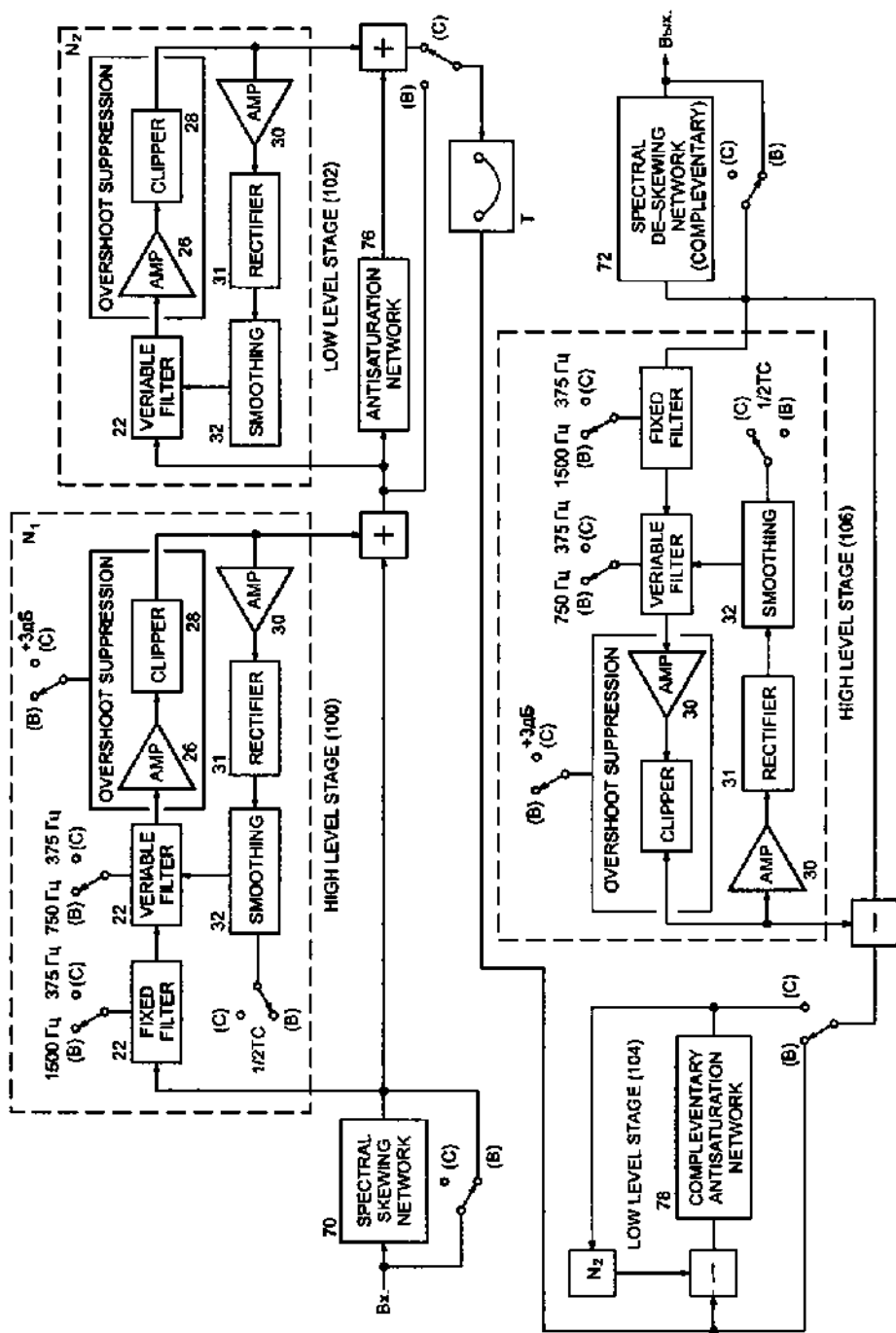


Рис. 2.25. Структурная схема Dolby C



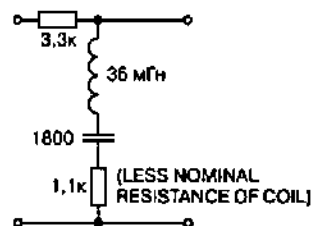


Рис. 2.26. Цепь спектрального скоса Dolby C

На блок-схеме (рис. 2.25) цепь спектрального скоса 70 включена на самом входе кодера. Она выполняет две функции:

- ♦ снижает предельный уровень записи на высших частотах;
- ♦ уменьшает влияние ВЧ составляющих сигнала записи на детектор, управляющий сжатием.

При этом удается значительно повысить точность записи и декодирования в критической для кассетного магнитофона области высших частот, правда ценой некоторого проигрыша в отношении С/Ш (в декодере цепь 72 имеет АЧХ, обратную цепи 70 в кодере, т. е. «задирает» 20 кГц на 12 дБ и слегка подчеркивает ВЧ «шипение»).

Остальные нововведения носят преимущественно «косметический» характер и обусловлены не столько стремлением реально улучшить обработку, сколько запатентовать все, что только можно (в формуле изобретения 208 пунктов!!!).

Буквой Т на блок-схеме (рис. 2.25) обозначен канал записи-воспроизведения, соответственно, в верхней и нижней части — кодер и декодер, а переключатели (В)/(С) показывают изменения при переходе из режима Dolby B в Dolby C.

На рис. 2.27 (схема большого размера, ее можно скачать с сайта издательства [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru)) приведена одна из первых схемных реализаций Dolby C на микросхемах Dolby B LM1111A фирмы Sanyo (трехголовочная дека AKAI GX-F91). Коммутацию режима В/С выполняют внешние ключи на биполярных транзисторах, а спектральный скос — внешние (по отношению к микросхемам) каскады. Dolby reference level = 580 мВ в контрольных точках TP4 (кодер, канал записи) и TP6 (декодер, канал воспроизведения).



#### Примечание.

*Следует заметить, что в Dolby B детекторы были выполнены однополупериодными. Поэтому снижение в Dolby C частоты среза основных фильтров и постоянным времени сглаживания детектора привело к довольно значительным пульсациям управляющего напряжения на НЧ, вызывающего обратимые (теоретически полностью компенсируемые при воспроизведении декодером, а практически далеко не всегда) нелинейные искажения.*

В дальнейшем в специально разработанных микросхемах Dolby C для уменьшения этого нежелательного явления выпрямитель был выполнен двухполупериодным, что уменьшило упомянутые нелинейные искаже-

ния, но сделало частично несовместимой первую и последующие реализации Dolby C.

На рис. 2.28 показаны стандартные АЧХ кодера Dolby C на синусоиде при разных входных уровнях. Как и на аналогичной характеристике Dolby B (рис. 2.15), самая верхняя кривая характеризует глубину шумопонижения на конкретной частоте в отсутствие сигнала (паузе), это примерно 3 дБ на частоте 100 Гц и около 20 дБ в диапазоне от 1 до 10 кГц. Спад выше 10 кГц является следствием действия цепи спектрального скоса (при уровнях 0 дБ и +10 дБ АЧХ определяется только цепями спектрального скоса и антинасыщения).

На рис. 2.29 приведены типовые реальные АЧХ при разных уровнях записи и спектрограммы шумов паузы деки Nakamichi 670ZX с лентой ZX (Metal). Спектрограммы шумов в трех режимах (выкл. / Dolby B / Dolby C) справа дополнены уровнеграммами шумов, взвешенных по кривым МЭК D/A/B/C/Lin.



**Примечание.**

*Обратите внимание не только на снижение шумов, но и улучшение АЧХ на высших частотах при больших уровнях записи 0 и +10 дБ в режиме Dolby C.*

В июле 1981 г. фирмы Pioneer, Hitachi и Dolby Labs объявили о совместной разработке первой «настоящей» ИМС Dolby C, содержащей более 750 элементов (компьютерчики, не улыбайтесь, в это время Пентиумов даже в зародыше не было, а Билл Гейтс убеждал, что ОЗУ больше, чем 640К никогда никому не понадобится).

А уже осенью 1981 г. начались поставки ИМС Hitachi HA10238, в которой все коммутации и буферный усилитель каскада спектрального скоса были спрятаны внутри и для разработчиков кассетных магнитофонов установить Dolby C стало не сложнее, чем Dolby B.

Самой распространенной ИМС Dolby C является Philips TEA0665 (вариант в мини-корпусе SO28 обозначается TEA0665T). Это одноканальный кодер/декодер с электронной коммутацией режимов запись/воспроизведение и выкл./Dolby B/Dolby C (все микросхемы Dolby C имеют и режим Dolby B). Дополнительно имеются линейные предусилители записи и воспроизведения. Типовая схема включения показана на рис. 2.30.

Напряжение питания  $V_{cc} = 8-16$  В (ток потребления не более 25 мА), входное напряжение записи (record input, вывод 26) 50 мВ, воспроизведения (playback input, вывод 28) 30 мВ при входном сопротивлении 50 кОм.

Два линейных выхода отличаются только номинальным напряжением: Line output 1 (вывод 5) — 387,5 мВ, Line output 2 (вывод 6) — 775 мВ, выходное сопротивление 220 Ом. Выход записи (вывод 21) имеет

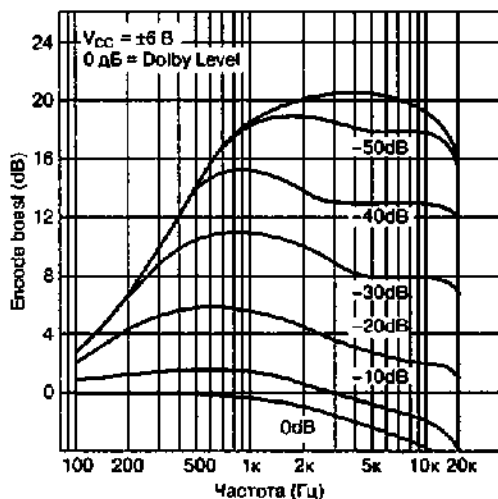


Рис. 2.28. Стандартные АЧХ кодера Dolby C

выходное сопротивление 60 Ом и номинальное выходное напряжение 387,5 мВ. Перегрузочная способность 20 дБ, коэффициент гармоник при перегрузке 10 дБ 0,05%/ 0,06%/ 0,13% соответственно в режимах off/ В/ с.

Отношение сигнал/шум в режиме записи (Dolby C) 66 дБ. Основополагающий опорный уровень Dolby reference level = 387,5 мВ на выводе 7 (test point).

Для наиболее «продвинутых» дек корпорации Matsushita (Technics RS-BX747 и др.) разработан двухканальный Dolby C кодер/декодер AN7354SC (рис. 2.31).

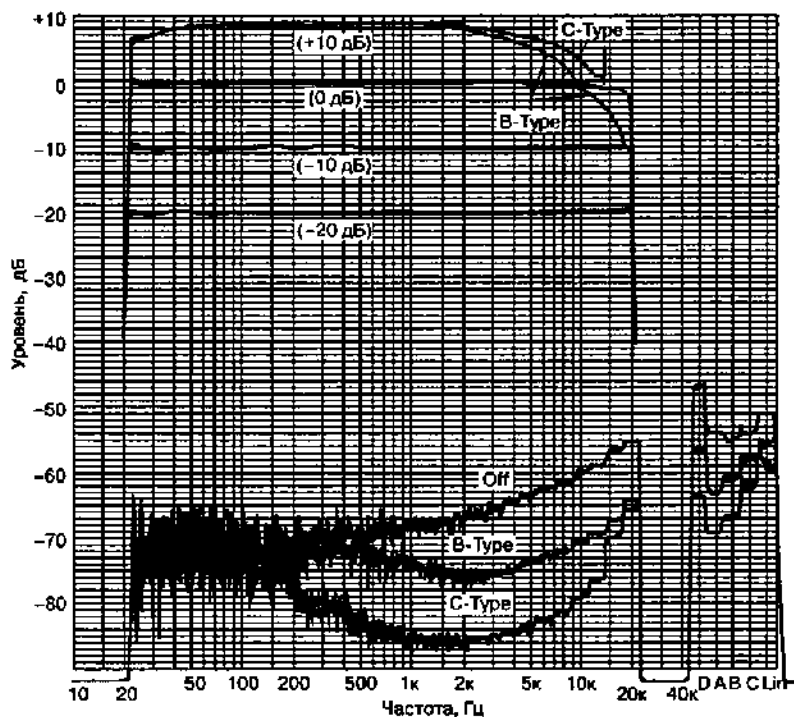


Рис. 2.29. АЧХ и шумы кассетной дека без (Off) Dolby и включенными Dolby B, Dolby C

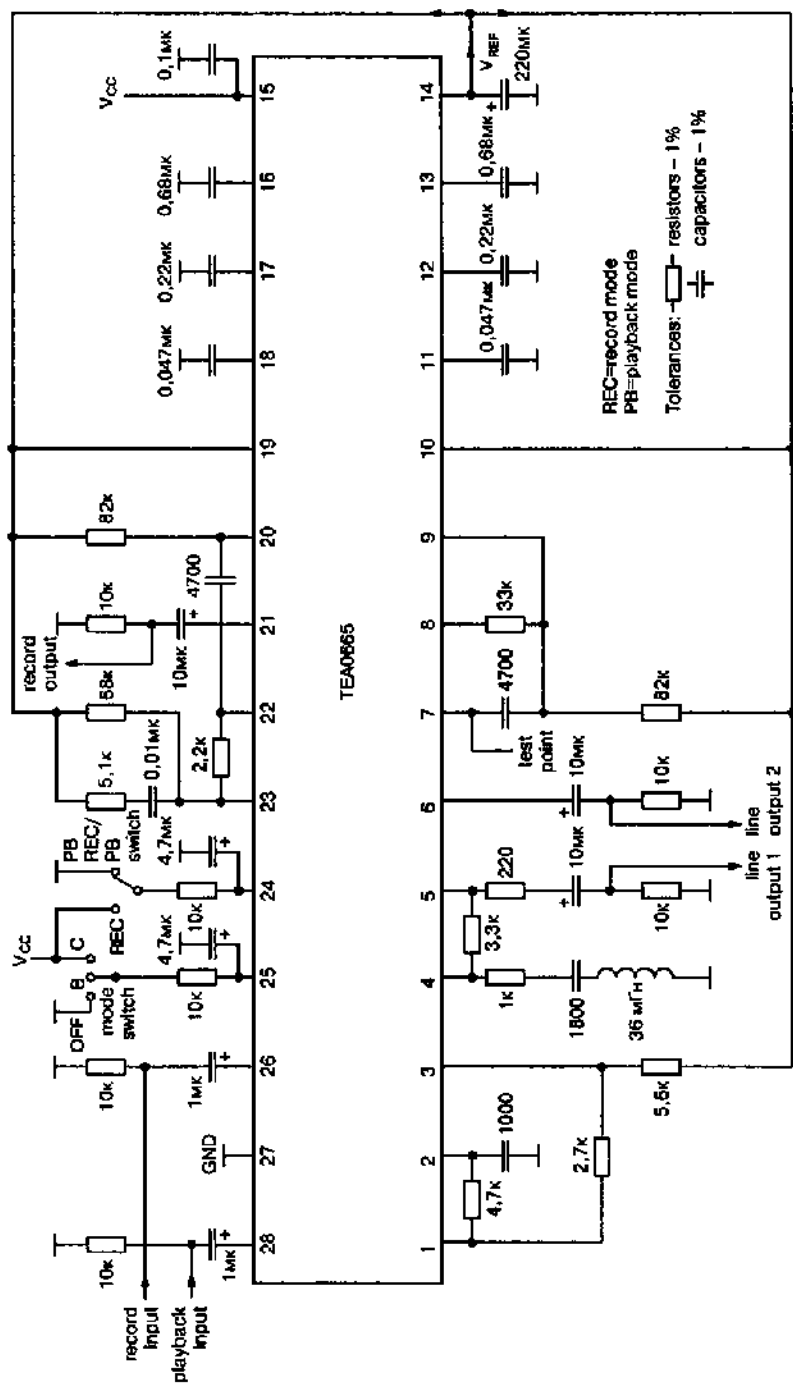


Рис. 2.30. Схемная реализация Dolby С на микросхемах TEA0865

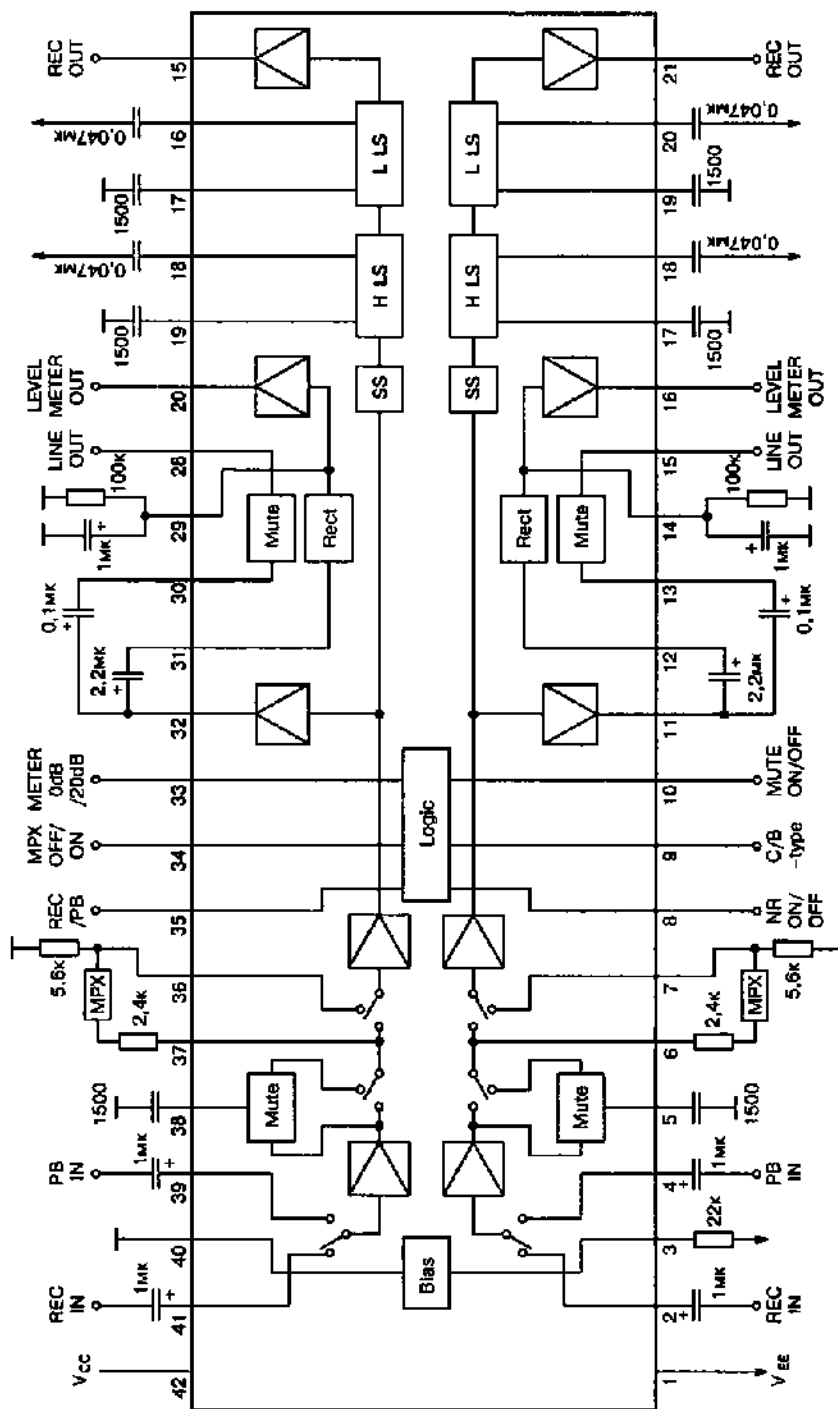


Рис. 2.31. Схемная реализация Dolby C на микросхемах AN7354

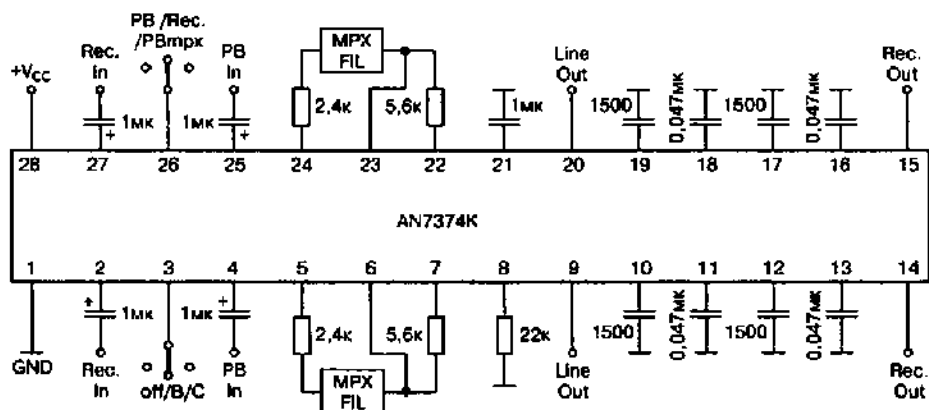


Рис. 2.32. Схемная реализация Dolby C на микросхемах AN7374 с однополярным питанием

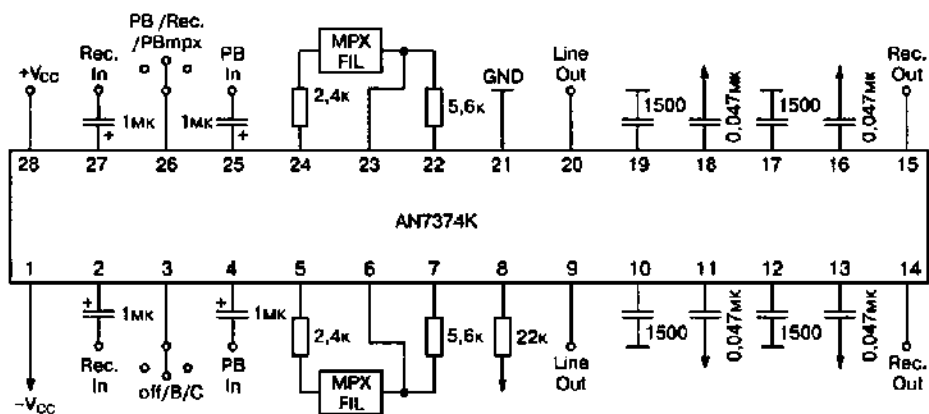


Рис. 2.33. Схемная реализация Dolby C на микросхемах AN7374 с двухполярным питанием

Два варианта схемы включения AN7374 — с однополярным и двухполярным напряжениями питания — показаны на рис. 2.32 и рис. 2.33.

Наибольшую активность в разработке ИМС Dolby C проявила фирма SONY, не только предложившая в середине 80-х одну из самых распространенных двухканальных ИМС Dolby C CX20027 (с зеркальным по расположению выводов вариантом CX20028)/ CX20187/ CXA1097Q — рис. 2.34, Dolby reference level = 245 мВ на выводах 21, 22; напряжение питания в однополярном варианте  $V_{cc} = 8-16$  В), но и создавшая буквально в последние несколько лет целую серию новых микросхем.

CXA1560S, CXA1561S, CXA1562S (SONY) — три варианта одного кристалла, отличающиеся только напряжениями на линейном выходе (еще два варианта — CXA1561M и CXA1562M выполнены в корпусе для мон-

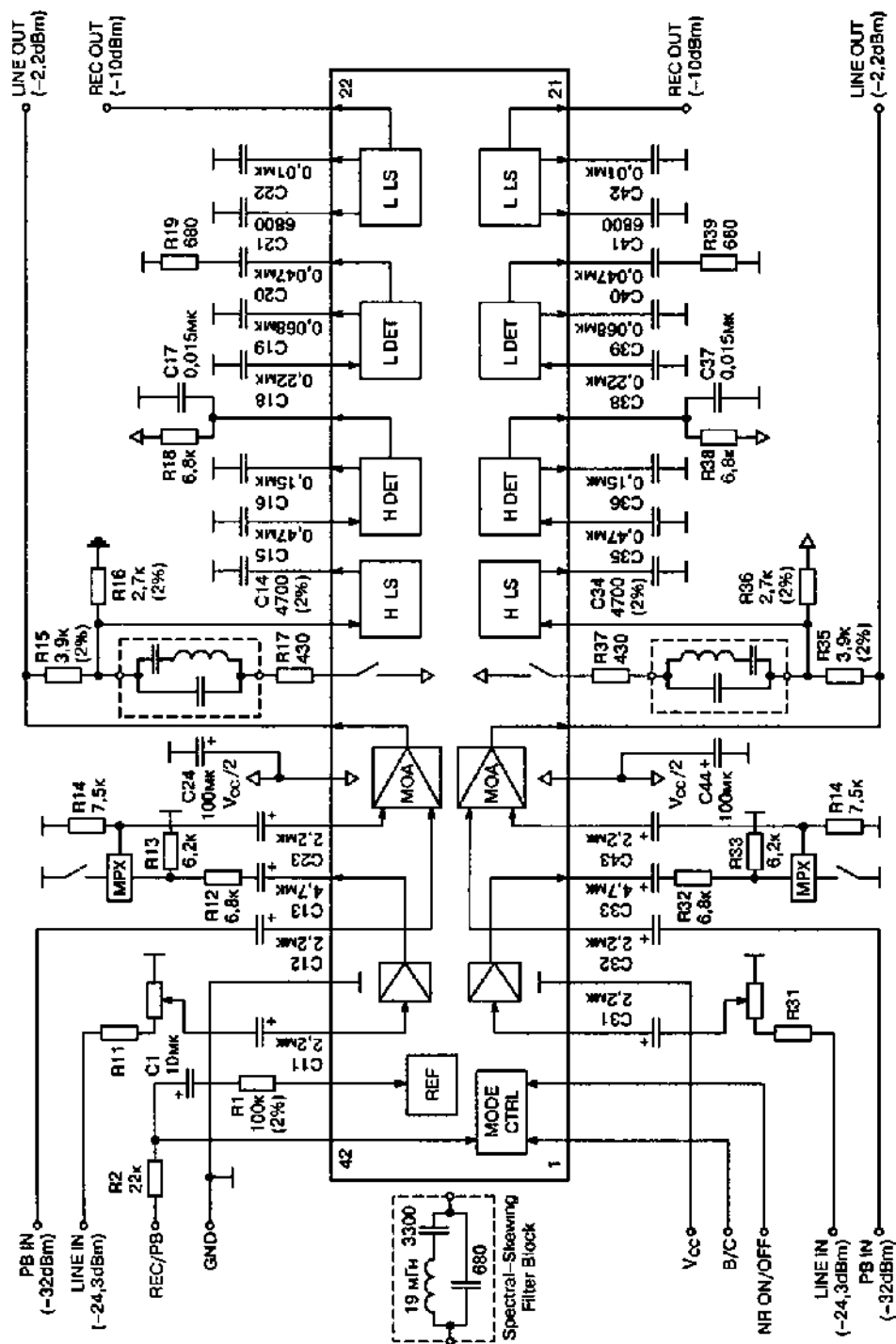


Рис. 2.34. Схемная реализация Dolby CX20027

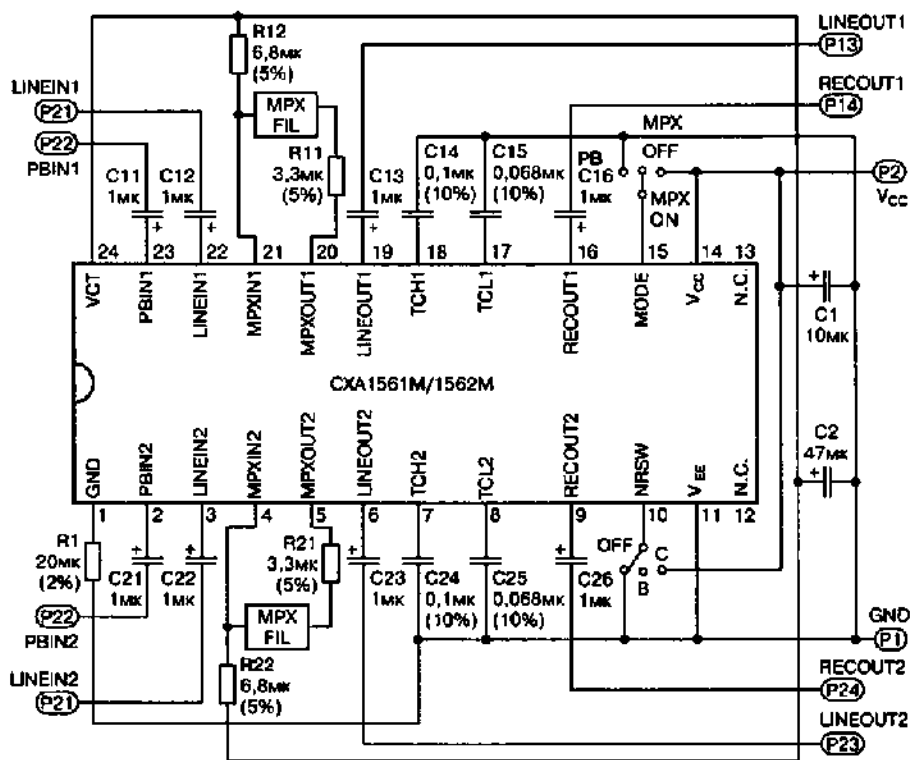


Рис. 2.35. Схемная реализация Dolby C на микросхемах CXA1560 с однополярным питанием

тажа на поверхность, а облегченный вариант только для воспроизведения CXA2502 — в корпусе с меньшим количеством выводов). Двухканальные кодер/декодер с активными внутренними (без индуктивностей) цепями спектрального скоса и минимумом внешних элементов.

Может работать как с однополярным (до 16 В) — рис. 2.35, так и двухполярным напряжениями питания (до  $\pm 8$  В) — рис. 2.36, потребляемый ток 13 мА. Номинальные входные уровни на входе записи (line in) 24,5 мВ, входе воспроизведения (pb in) 50 мВ, номинальное выходное напряжение на линейном выходе (line out) — 775 мВ (CXA1560), 548 мВ (CXA1561), 388 мВ (CXA1562), Dolby reference level = 388 мВ на выводах 9, 14 (rec-out). Перегрузочная способность 16 дБ, коэффициент гармоник 0,02%/ 0,03%/ 0,05% (выкл./ В/ С), отношение сигнал/шум в режиме записи (Dolby C) 64 дБ, в режиме воспроизведения 83 дБ.

CXA2561Q (SONY) — двухканальный канал воспроизведения с Dolby B/C, переключателем автореверса, детектором системы автопоиска пауз и приглушением (аналогичная микросхема CXA2511AQ вместо приглушения имеет вход для внешнего радиоприемника). Предназначен для при-



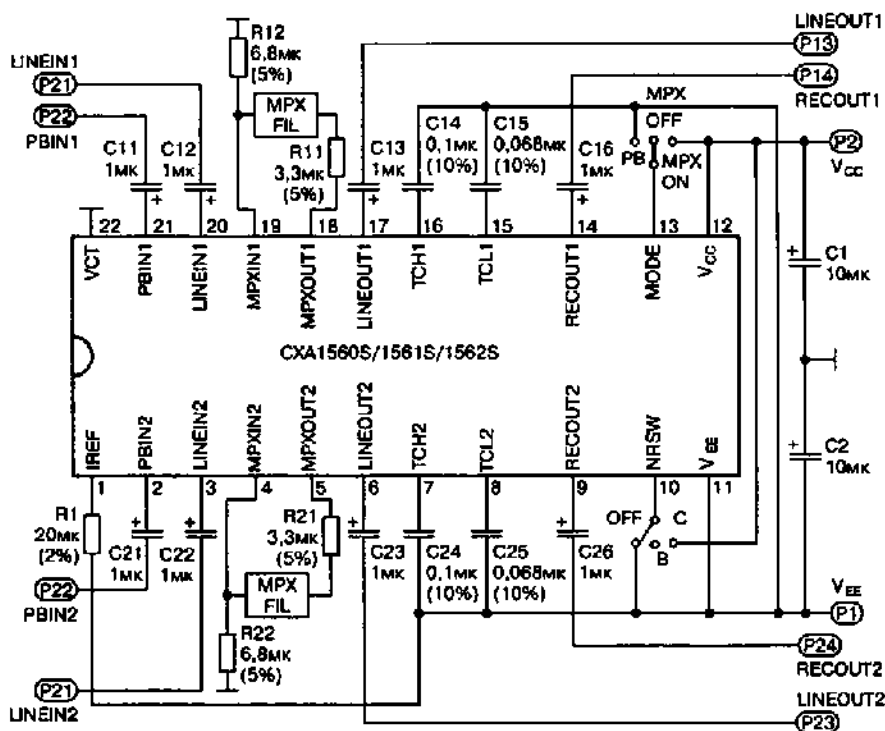


Рис. 2.36. Схемная реализация Dolby C на микросхемах CXA1560 с двухполярным питанием

менения в автомобильной и воспроизводящей переносной аппаратуре высокого класса, типовая схема включения показана на рис. 2.37.

Диапазон напряжений питания от 7,8 до 11 В, потребляемый ток 25 мА. Усилитель воспроизведения имеет переключаемую коррекцию (120/70 мкс), коэффициент усиления на частоте 315 Гц 45 дБ (номинальное выходное напряжение на выводах P<sub>Vout</sub> 50 мВ), относительный уровень собственных шумов ~63,5 дБ.

Декодер Dolby с встроенными активными цепями спектрального скоса имеет уровень собственных шумов -77 дБ (Dolby B) и -82 дБ (Dolby C), перегрузочную способность 14,4 дБ, коэффициент гармоник 0,01%/0,04%/0,05% (выкл./B/C). Dolby reference level = 388 мВ на выводах 7, 24 (LINEout) устанавливаются подстроечными резисторами R7, R8 при воспроизведении уровневой измерительной ленты Dolby (400 Гц 200 нВб/м).

На рис. 2.38 приведена блок-схема включения ИМС Dolby C CX20187 в типовой двухкассетной деке с одним каналом записи и двумя каналами воспроизведения (PB EQ — усилители воспроизведения, REQ EQ — окончательный усилитель записи) [1].

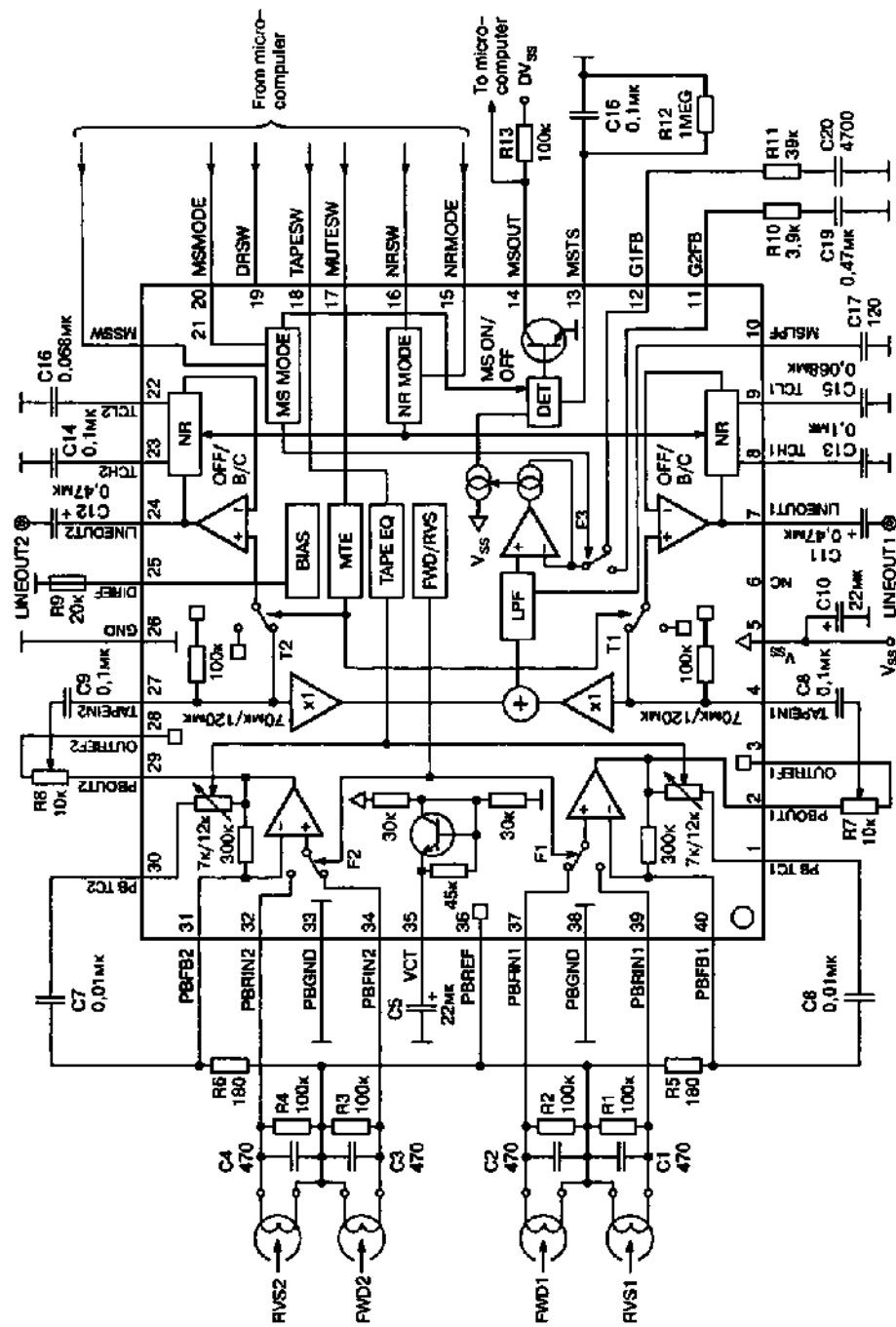


Рис. 2.37. Схемная реализация канала воспроизведения с Dolby C на микросхемах CX42561

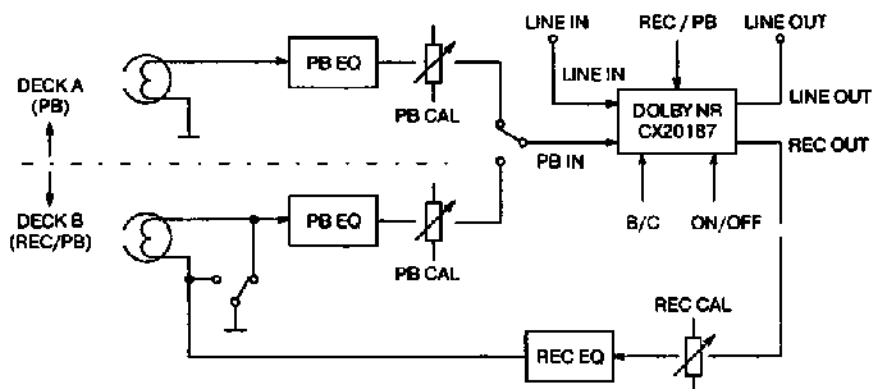


Рис. 2.38. Схема включения ИМС Dolby C CX20187 в двухкассетной деке с одним каналом записи и двумя каналами воспроизведения

### Схемотехника Dolby S

Dolby S как новый компрессор для аналогового кассетного магнитофона был продемонстрирован в начале 1990 года, когда стало ясно, что повальная цифровизация бытовой аудиотехники во второй половине 80-х не привела к прогнозируемому вытеснению компакт-кассеты компакт-диском или цифровыми магнитофонами R-DAT и DCC.

Здесь уместно отметить, что Dolby S был первой разработкой Dolby Labs, выполненной посредством компьютерного моделирования, а не «проб и ошибок с паяльником»: блок-схема устройства (рис. 2.39) сложнее цветного телевизора, а его реализация на дискретных компонентах практически неосуществима.

Dolby S отличается от Dolby C тремя основными нововведениями.

Первое. Наряду с обработкой ВЧ части спектра введена также обработка НЧ сигналов. Кроме фактически отдельного НЧ компрессора введен также спектральный скос на НЧ (в дополнение к спектральному скосу на ВЧ, который хорошо зарекомендовал себя в Dolby C и сохранен в Dolby S). Блок-схема каскада обработки НЧ показана на рис. 2.40.

Второе. В два соединенных последовательно каскада обработки ВЧ сигналов высокого и низкого уровня со скользящей полосой Sliding Band (как и в Dolby C) дополнительно введены фильтры с фиксированной частотой среза (Fixed Band). Совместное действие такого соединения, названное Action Substitution (замещение) несколько уменьшило некоторые негативные эффекты «чистого» Sliding Band, выявленные за годы реальной эксплуатации Dolby C. В частности, Action Substitution снижает модуляционные шумы на средних частотах и повышает точность декодирования при погрешностях АЧХ магнитофона на ВЧ. Блок-схема каска-

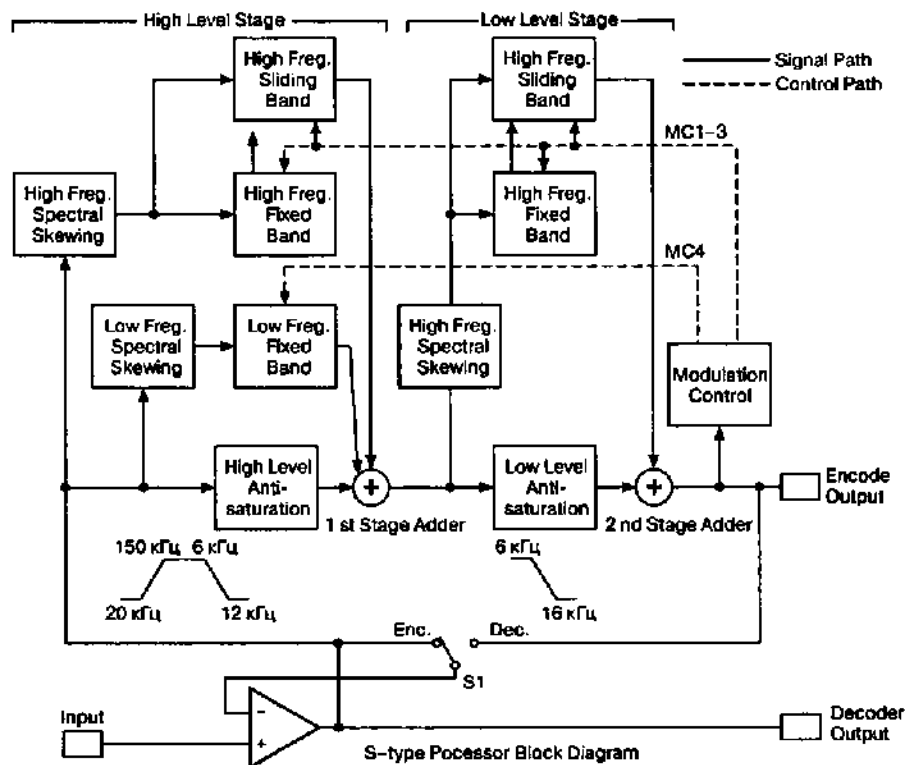


Рис. 2.39. Общая структурная схема Dolby S

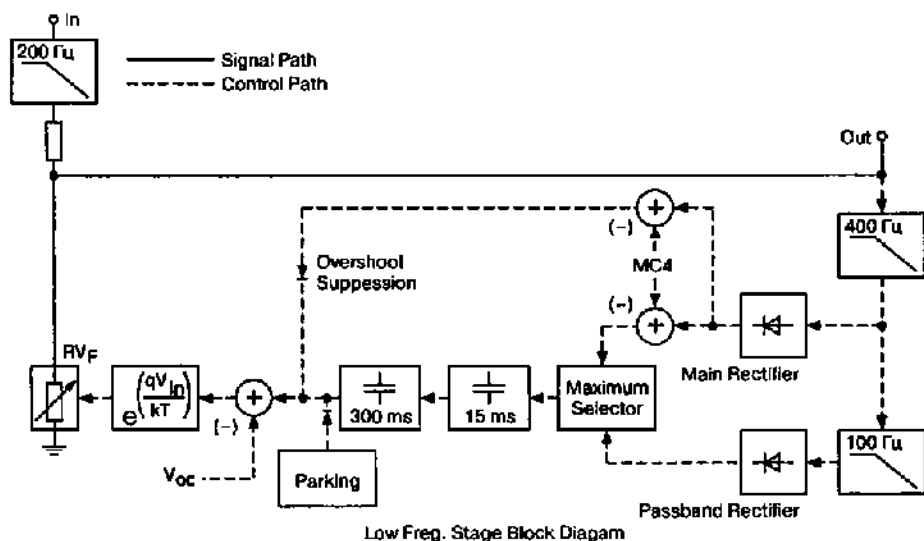


Рис. 2.40. Структурная схема НЧ канала Dolby S

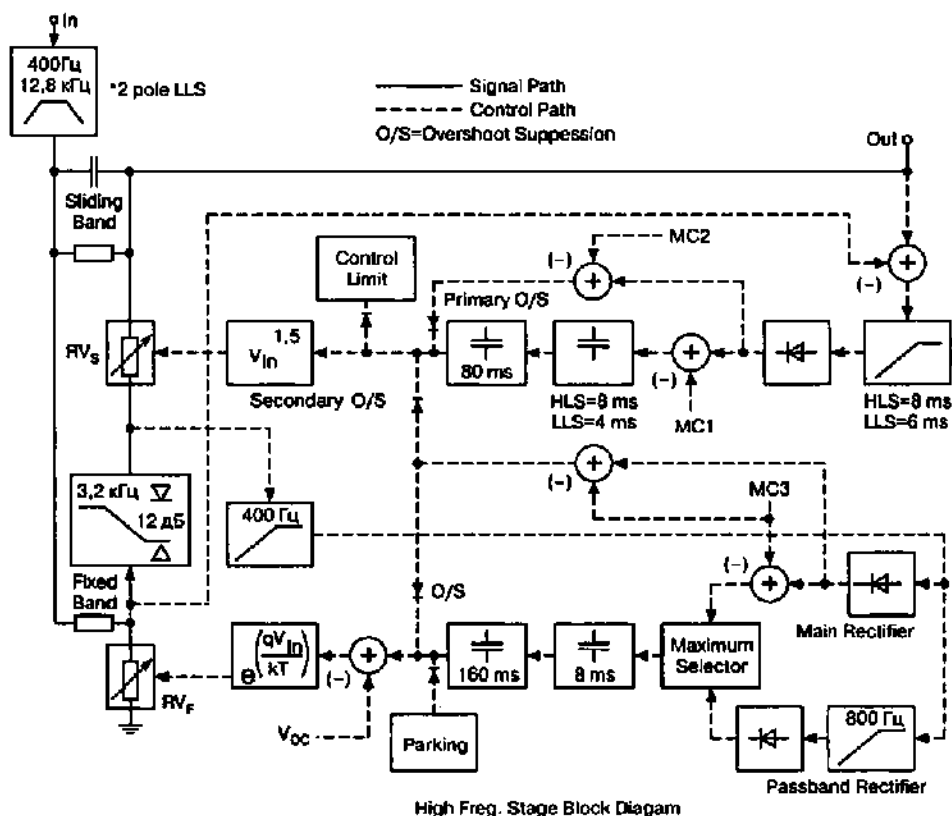


Рис. 2.41. Структурная схема ВЧ канала Dolby S

дов обработки ВЧ (она одинакова для каскадов высокого HLS и низкого LLS уровней) показана на рис. 2.41.

Третье. Для повышения быстродействия (устойчивости к импульсным помехам и перерегулированию при сигналах высокого уровня) без увеличения нелинейных искажений применены на редкость круто «навороченные» отдельные для каналов. Это НЧ, ВЧ Sliding Band и ВЧ Fixed Band детекторы уровня с двумя соединенными последовательно асимметричными интеграторами в каждом канале и отдельными ФНЧ/ФВЧ.

Постоянные времена для НЧ 15 и 300 мс, частота среза ФНЧ на входе детектора 400 Гц; для ВЧ Sliding Band — 8 и 80 мс, ФВЧ 8 кГц; для ВЧ Fixed Band — 8 и 160 мс, ФВЧ 800 Гц. И это еще не все! Имеется еще три дополнительных детектора (рис. 2.42), сигналы с выходов которых MC1—MC4 вычитаются из сигналов основных детекторов.

Всю эту «красоту» (есть подозрение, что не столько для действительного улучшения шумоподавления, сколько из патентных соображений) фирма назвала Modulation Control.

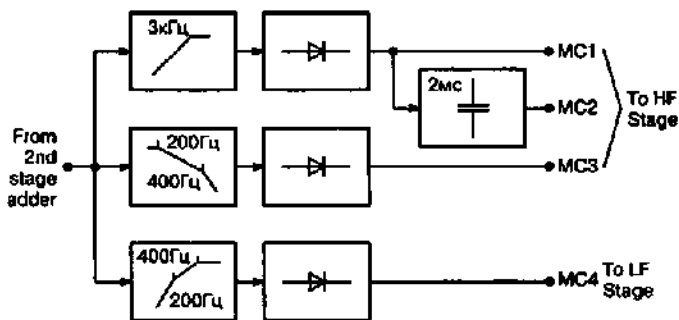


Рис. 2.42. Дополнительные детекторы Dolby S

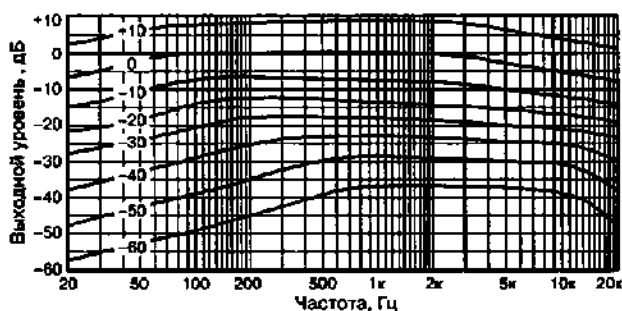


Рис. 2.43. Стандартные АЧХ кодера Dolby S

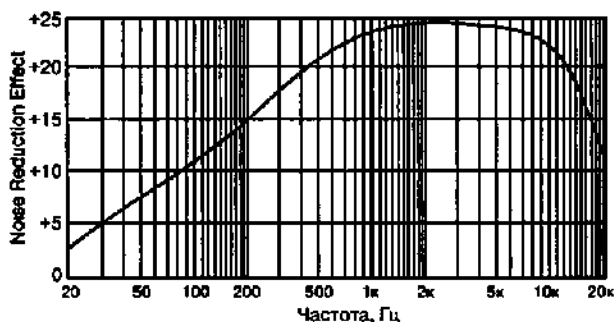


Рис. 2.44. Частотная зависимость максимального шумопонижения Dolby S

Посмотрим, что же на деле обеспечивает Dolby S. На рис. 2.43 изображено семейство стандартных АЧХ кодера Dolby S на синусоиде при разных уровнях входного сигнала.

Завал АЧХ на НЧ и ВЧ при нулевом уровне записи характеризует суммарное действие цепей спектрального скоса и антinasыщения:  $-7$  дБ на частоте  $20$  Гц и  $-9$  дБ на частоте  $20$  кГц. Частотная зависимость максимального эффекта шумопонижения (в паузе) показана на рис. 2.44.

Таким образом, в области максимальной чувствительности слуха (2—5 кГц) Dolby S обеспечивает шумопонижение до 24 дБ, а на низких (100 Гц) — около 10 дБ.

Кроме шумопонижения компандер расширяет перегрузочную способность. На рис. 2.45 показана частотная зависимость предельного уровня записи на металлопорошковой ленте (МЭК4) с и без Dolby S: отметьте 7...8-децибелное улучшение на краях звукового диапазона.

Наиболее наглядной является частотная характеристика динамического диапазона в 1/3 октавных полосах с включенным и выключенным компандером (рис. 2.46). На частоте 1 кГц расстояние между нижней и высшей границами достигает 100 дБ против 78 дБ без Dolby S.

Это больше, чем у любого цифрового источника (CD, R-DAT, DCC, MD), причем настоящий аналоговый динамический диапазон гораздо

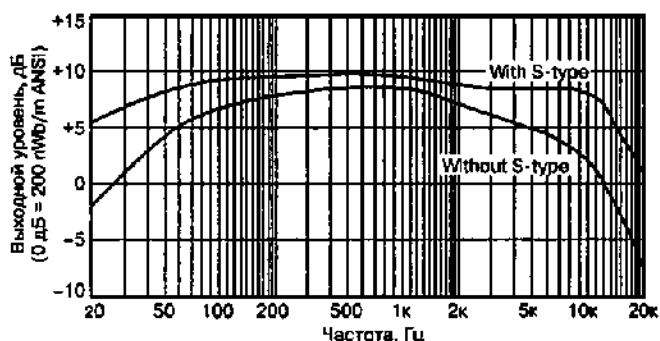


Рис. 2.45. Иллюстрация повышения перегрузочной способности канала записи-воспроизведения с Dolby S

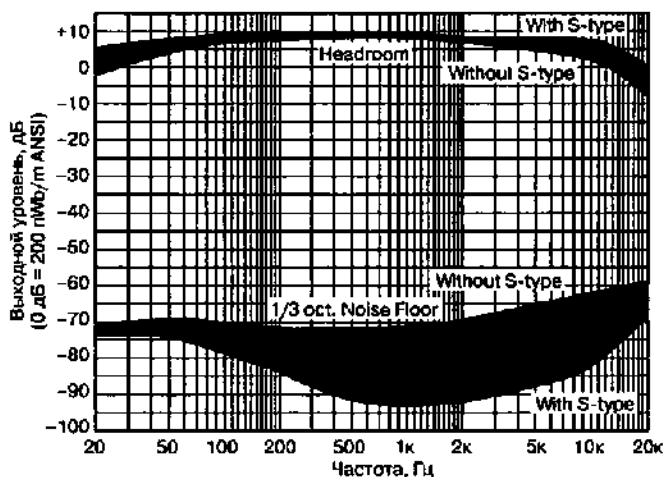


Рис. 2.46. АЧХ динамического диапазона канала записи-воспроизведения с выключенной и включенной Dolby S

ценнее цифрового. Ведь у первого со снижением уровня записи нелинейные искажения монотонно убывают (такая же картина наблюдается и у голоса, и всех реальных музыкальных инструментов), а у второго — увеличиваются.

СХА1917 представляет собой одноканальный Dolby S кодер, типовая схема включения которого для режима записи показана с раскрытыми элементами внутренней структуры на рис. 2.48.

Опорный уровень Dolby reference level = -6 дБм (388 мВ) на входе INPUT. Ему соответствует выходной уровень REC OUT, также равный 388 мВ. Особо подчеркнем, что уровень измеряется не на выводе ИМС, а на контакте микроплаты «самолетика» (далее — микросборки Encoder Unit), на которой обычно монтируется микросхема.

Для повышения чувствительности кодера до -20 дБм (77,5 мВ) рекомендуется схема (рис. 2.49) с дополнительным ОУ. Декодер Dolby S формируется из кодера, включенного в цепь ООС ОУ А1 (рис. 2.50), в качестве которого рекомендуется применять 4560, 4570 или другие малошумящие элементы с биполярным входом, скоростью нарастания не менее 3 В/мкс и частотой единичного усиления 10 МГц.

Чувствительность схемы, представленной на рис. 2.50, составляет -26 дБм (39 мВ). На рис. 2.51 приведена схема включения микросборки с переключением кодер (запись) — декодер (воспроизведение). Показанным на схеме положениям S1 и S2 соответствует режим записи, а противоположным — воспроизведение.

ИМС содержит встроенный стабилизатор напряжения с искусственной средней точкой (VCT), поэтому может работать как с двуполярным (VCC +, VEE -), так и однополярным питанием. В первом случае VCT необходимо соединить с землей GND, а во втором — VEE соединить с GND, а VCT оставить свободным. Эта схема совместима по уровням с Dolby B/C процессором СХА1562 и может «подставляться» вместо него дополнительной парой коммутаторов при переходе в режим Dolby S.

Избавиться от лишних коммутаций и внешнего ОУ можно, выполнив двухканальный Dolby B/C процессор на ИМС СХА1563М/С. Эта ИМС «заточена» специально для дек с Dolby S и имеет:

- ♦ встроенный коммутатор Dolby S ↔ Dolby B/C;
- ♦ ОУ, необходимый для формирования Dolby S-декодера.

На рис. 2.52 показана схема соединения микросборки с СХА1563М/С, а на рис. 2.53 — полная схема кодера-декодера Dolby B/C/S на основе одной ИМС СХА1563 и двух СХА1917.

Напряжения питания СХА1917: +4,5...+6,5 В (VCC), -4,5...-6,5 (VEE) или от 9 до 13 В в однополярном включении. Потребляемый ток — 15 мА, перегрузочная способность — 16 дБ, коэффициент гармоник — 0,01%, относительный уровень собственных шумов в режиме записи при вклю-



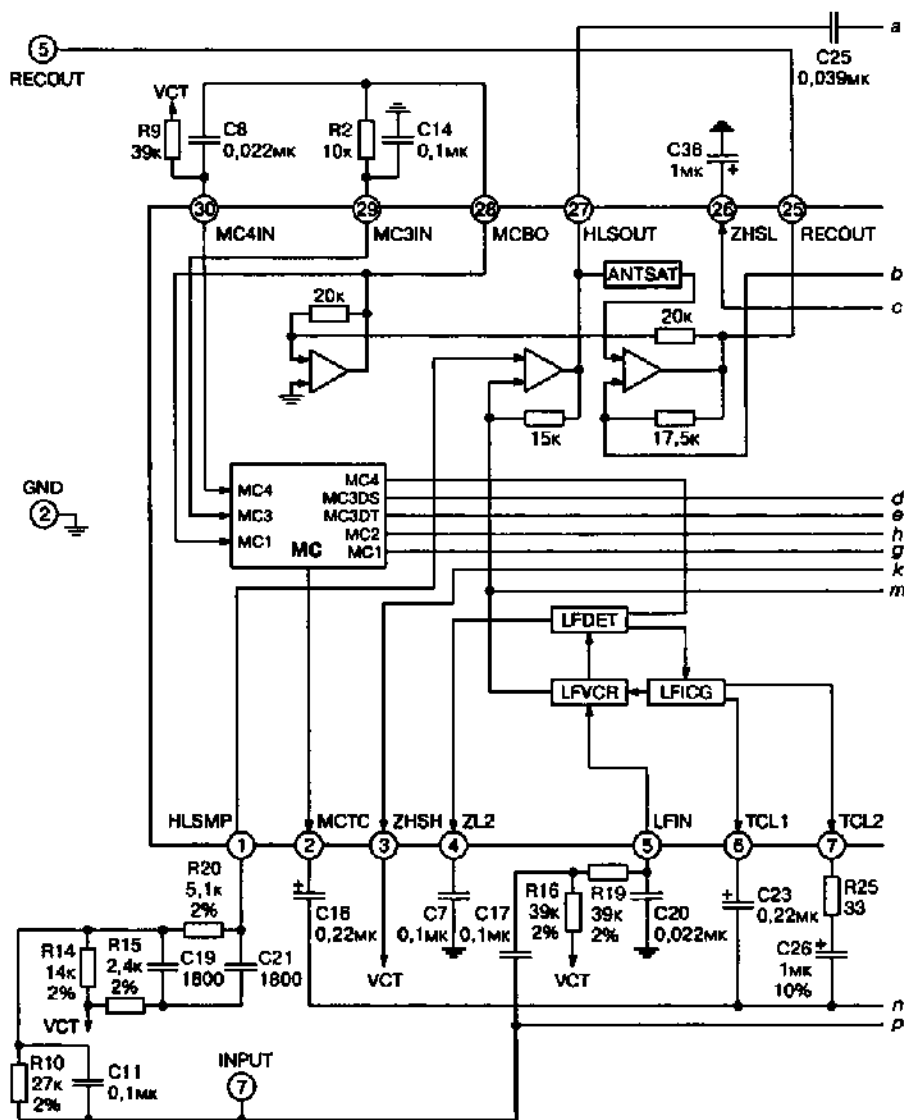
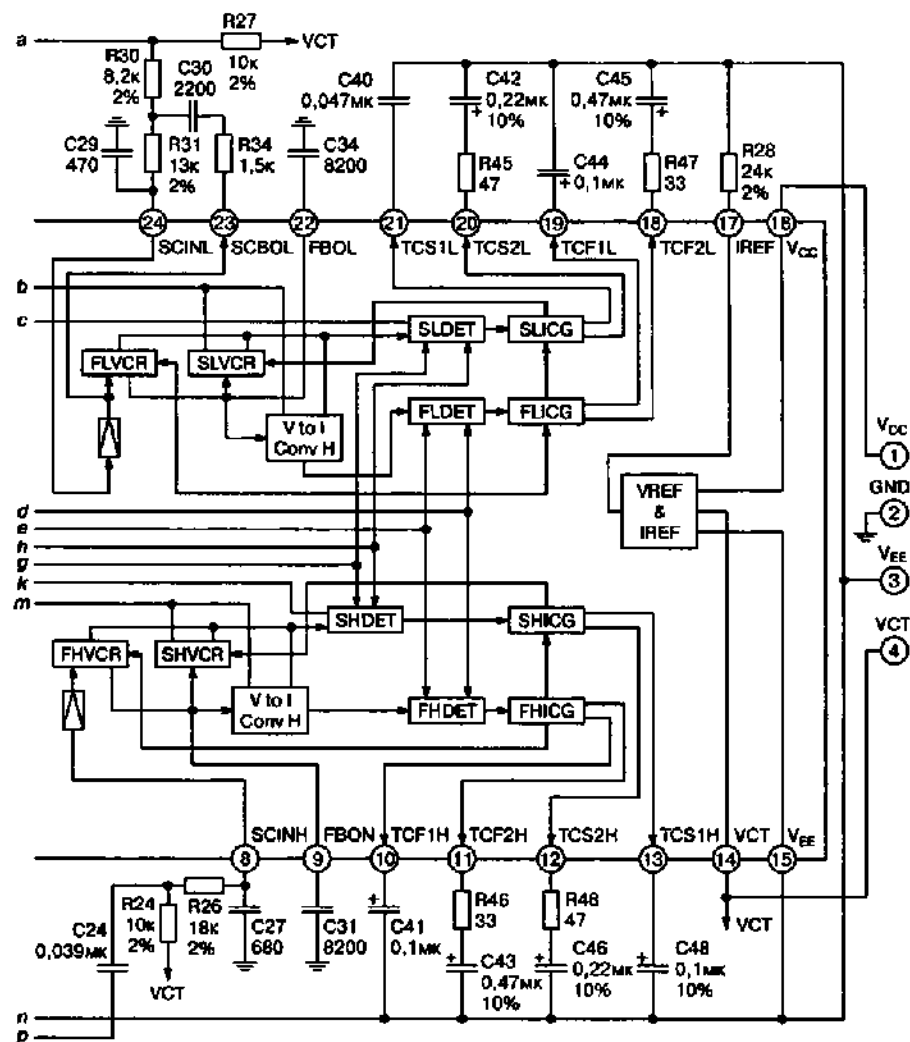


Рис. 2.48. Схема кодера Dolby S на ИМС CX1917



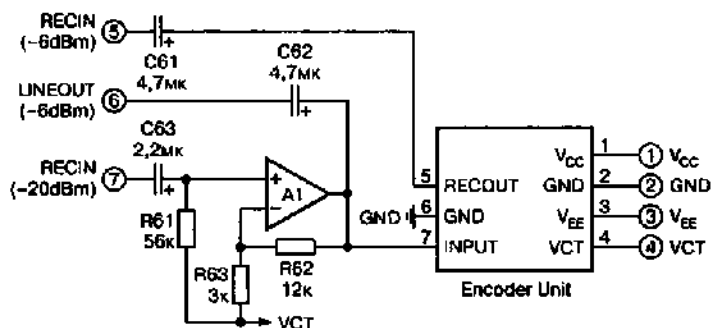


Рис. 2.49. Схема кодера Dolby S с дополнительным ОУ

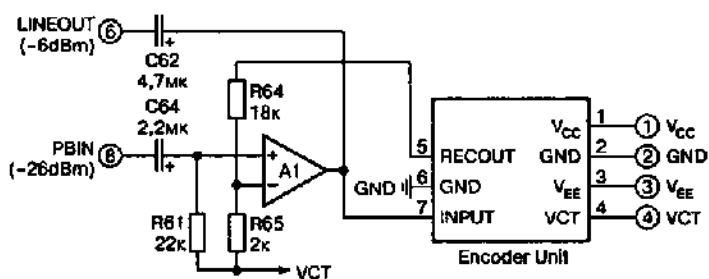


Рис. 2.50. Схема декодера Dolby S с дополнительным ОУ

ченном кодировании — 65 дБ. Типовые АЧХ СХА1917 в режиме кодера (синусоидальный сигнал) приведены на рис. 2.54.

На рис. 2.55 показана типовая схема включения еще одной ИМС СХА1878Q (схема большого размера, ее можно скачать с сайта издательства [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru)). ИМС содержит, кроме процессоров Dolby B/C, точки подключения микросборки на СХА1917 (они обозначены как Dolby S NR), а также корректирующие каскады УВ, полный УЗ, электронные регуляторы уровня записи (R35) и баланса уровня записи (R33), детекторы уровня и схему автопоиска пауз (AMS), переключатели коррекции Fe-Cr-Me и нормальная/ускоренная перезапись, а также переключатели подмагничивания Fe-Cr-Me.

В общем, одна ИМС СХА1878 и две СХА1917, дополненные генератором токов подмагничивания и стирания Bias OSC, четырьмя предусилителями воспроизведения PB Amp (с линейной АЧХ, усиливающими напряжение воспроизведения частотой 315 Гц с магнитных головок до уровня -31 дБВ или 30 мВ, т. е. примерно в 100 раз) и двумя усилителями для головных телефонов HP Amp, формируют каналы записи-воспроизведения высоко-

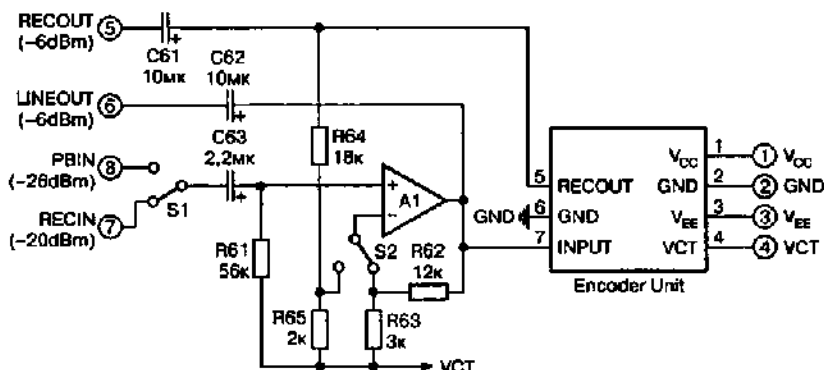


Рис. 2.51. Схема кодера/декодера Dalby S с дополнительным ОУ

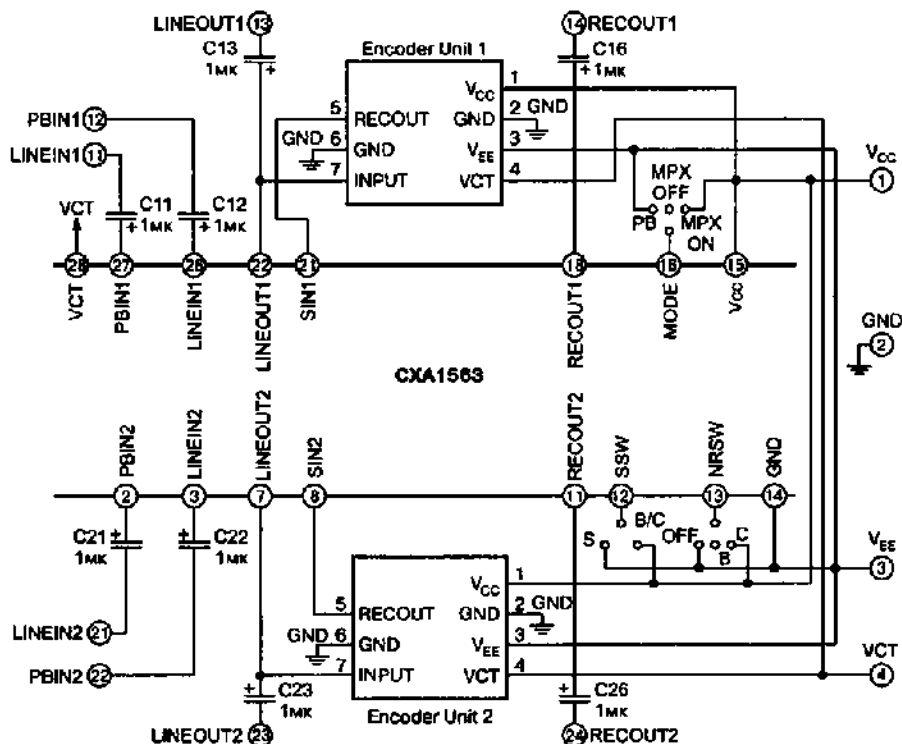


Рис. 2.52. Структурная схема универсального компрессора Dalby B/C/S



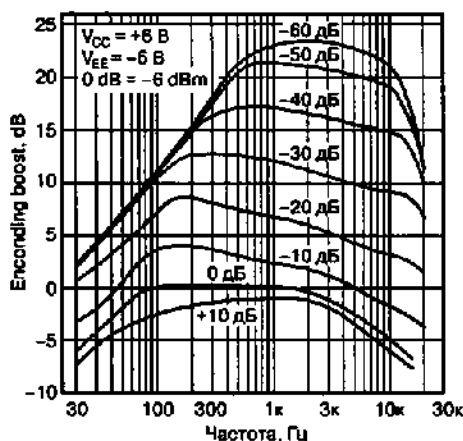


Рис. 2.54. Типовые АЧХ декодера Dolby S на ИМС CX1917

качественной стереофонической двухкассетной деки (первый «карман» только на воспроизведение) с Dolby B/C/S и ускоренной перезаписью.

Для калибровки «единичности» канала записи (REC CAL) в пределах  $\pm 6$  дБ и его АЧХ на ВЧ (GP CAL) в пределах  $\pm 4$  дБ предусмотрены R34 и R36 (рис. 2.56). Кроме того, предусмотрены и обычные отдельные регуляторы уровня записи на R19, R20. Переключение режимов работы осуществляется двух- (0/5 В) или трехуровневыми (0/2,5/5 В) постоянными напряжениями на соответствующих управляющих входах.

Напряжение питания CX1878 от +6,5 до +8 В при потребляемом токе 38 мА, собственный коэффициент гармоник не превышает 0,03%, а относительный уровень шумов УВ  $-75,6$  дБА.

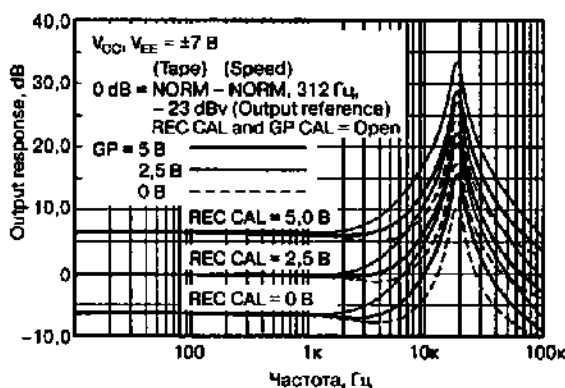
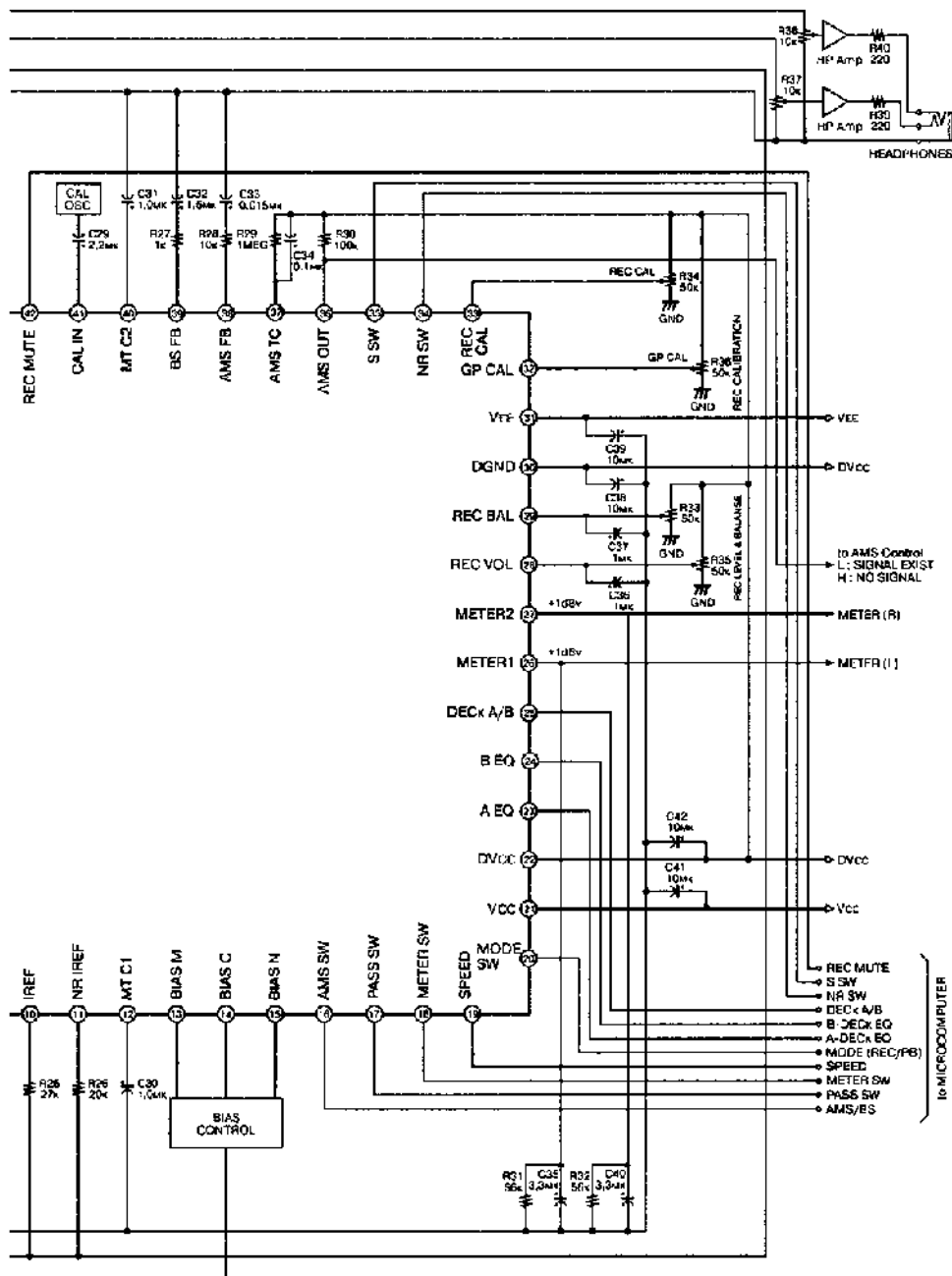


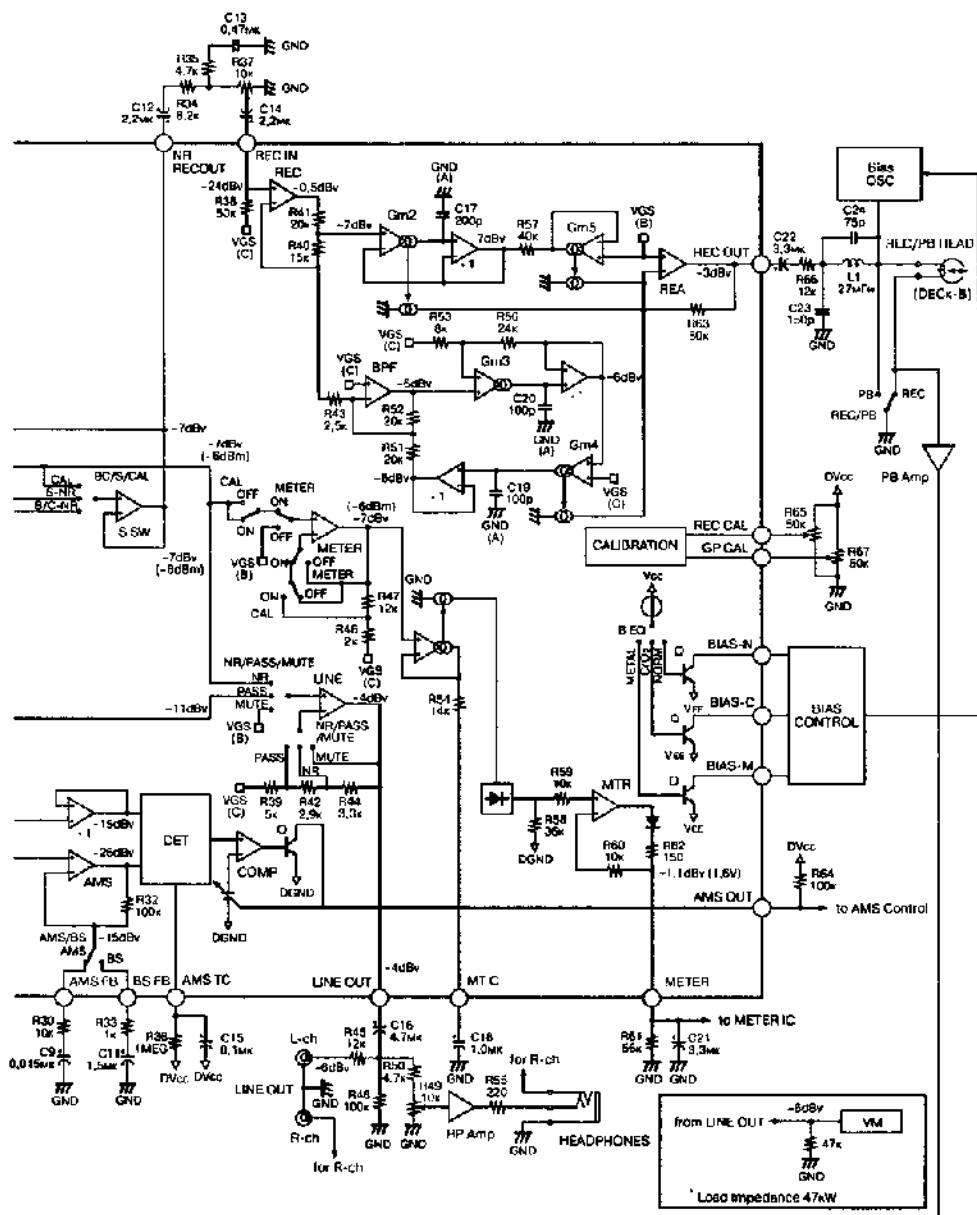
Рис. 2.56. Регулировки уровня и АЧХ канала записи-воспроизведения на ИМС CX1878











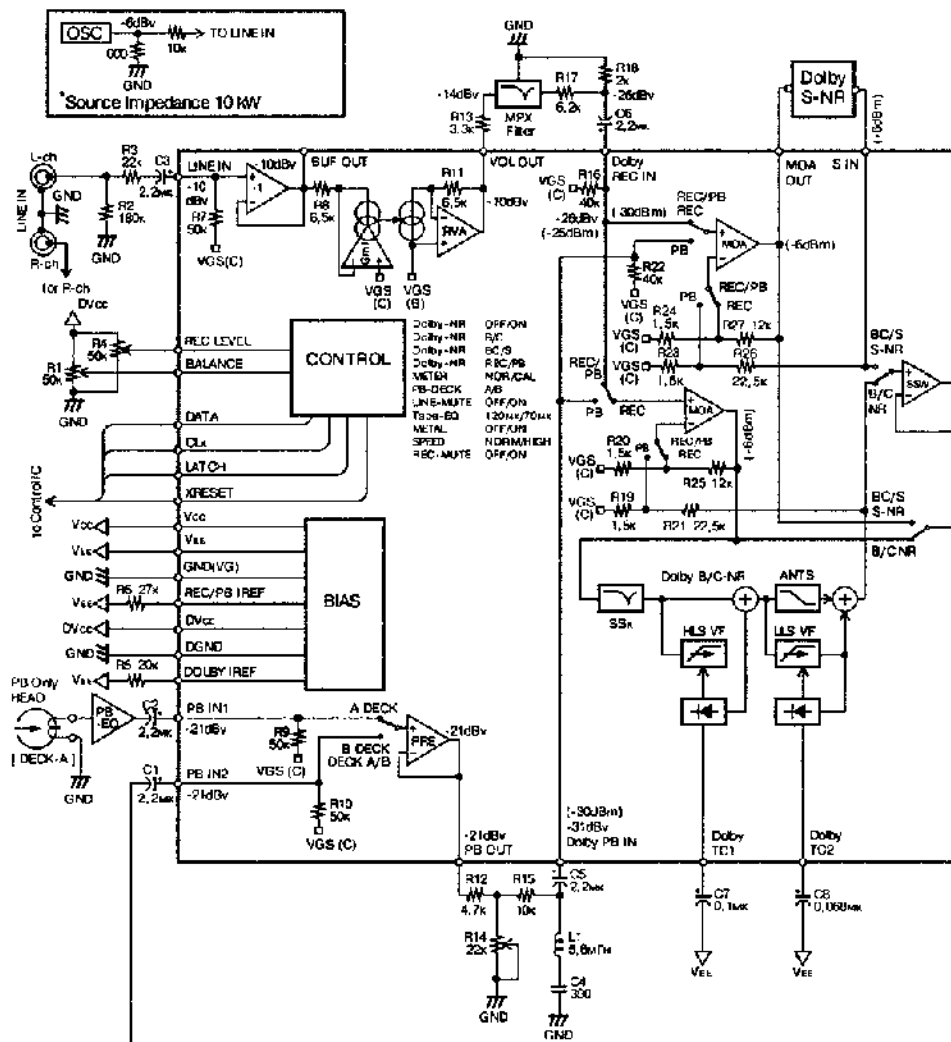
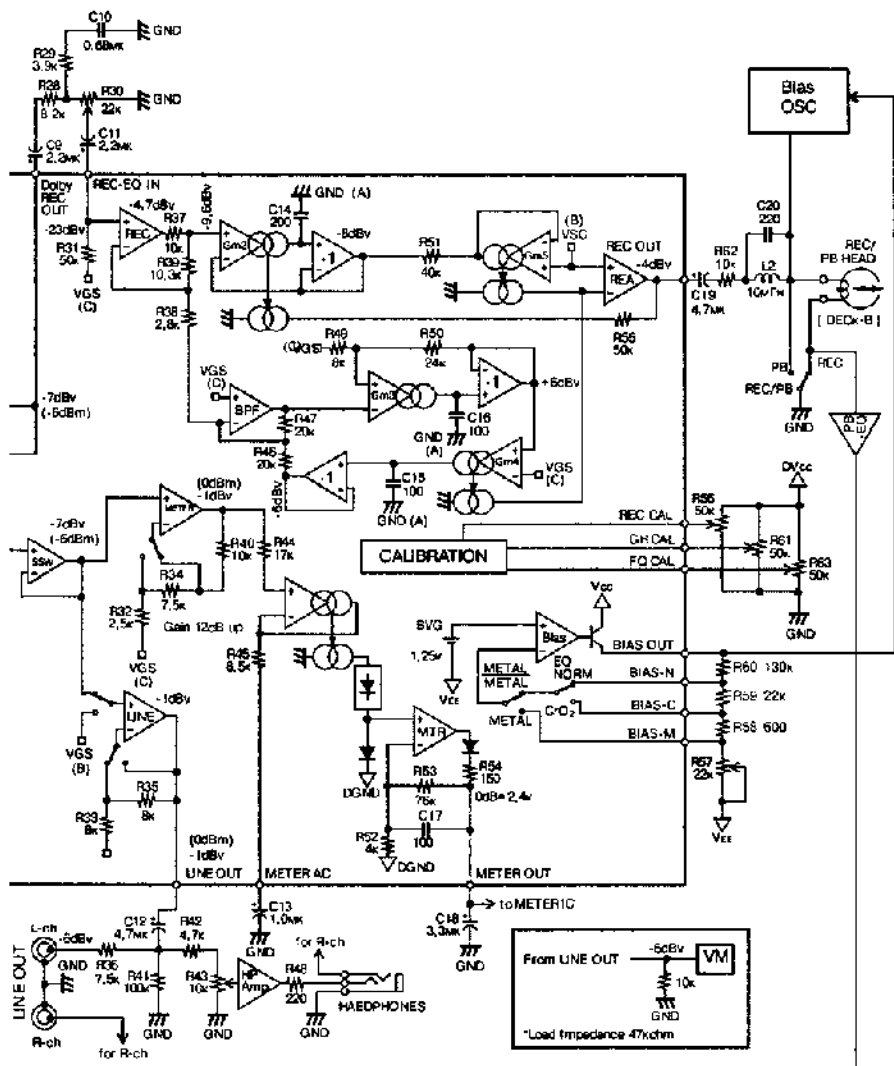


Рис. 2.58. Структурная схема ИМС СХА 1797



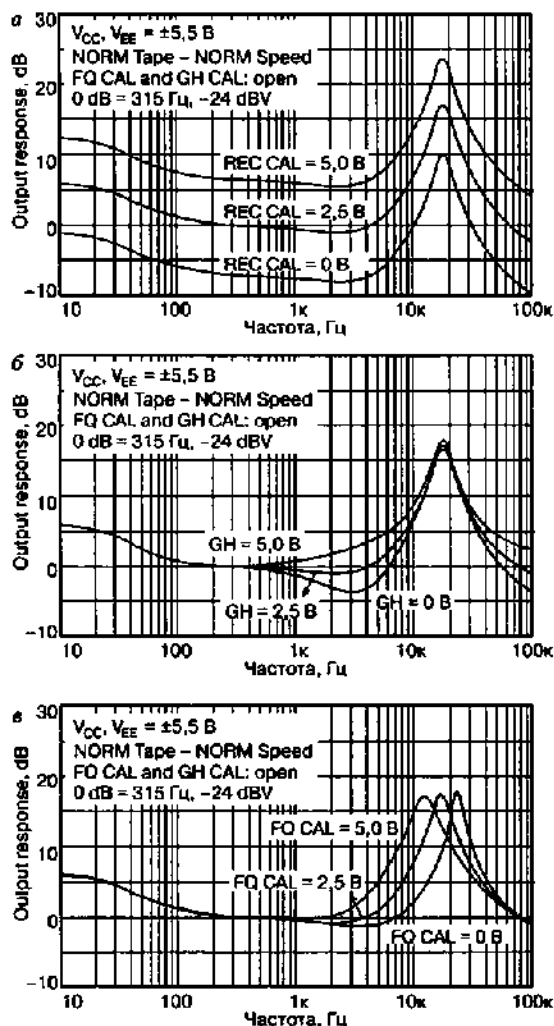


Рис. 2.59. Влияние постоянных напряжений на входах ИМС CXA1797 на параметры:

- а — уровень записи;  
 б — коррекцию на средних частотах;  
 в — коррекцию на высших звуковых частотах

### Децилинейный компандер dbx

Разберемся в алгоритме и схемотехнике dbx. Компандер dbx в режиме записи (dbx-кодер) повышает уровень тихих сигналов, «отрывая» их от собственных шумов канала записи-воспроизведения (ленты). А в режиме воспроизведения (dbx-декодер) «опускает» их на место, заодно подавляя шумы (рис. 2.60).

На рис. 2.57 приведена внутренняя структура этой ИМС (один из каналов). Примерно такими же функциями, за исключением автопоиска пауз и корректирующего УВ, но с более гибкой электронной регулировкой АЧХ предкоррекции УЗ обладает ИМС CXA1797Q.

Внутренняя структура одного канала изображена на рис. 2.58, а на рис. 2.59, а — в показано влияние постоянных напряжений на входах REC CAL (R56), GH CAL (R61) и FQ CAL (R63) на АЧХ предкоррекции тока записи. Управление режимами осуществляется через 11-битовый последовательный интерфейс. Применение CXA1797Q имеет смысл в деках с автокалибровкой [1].

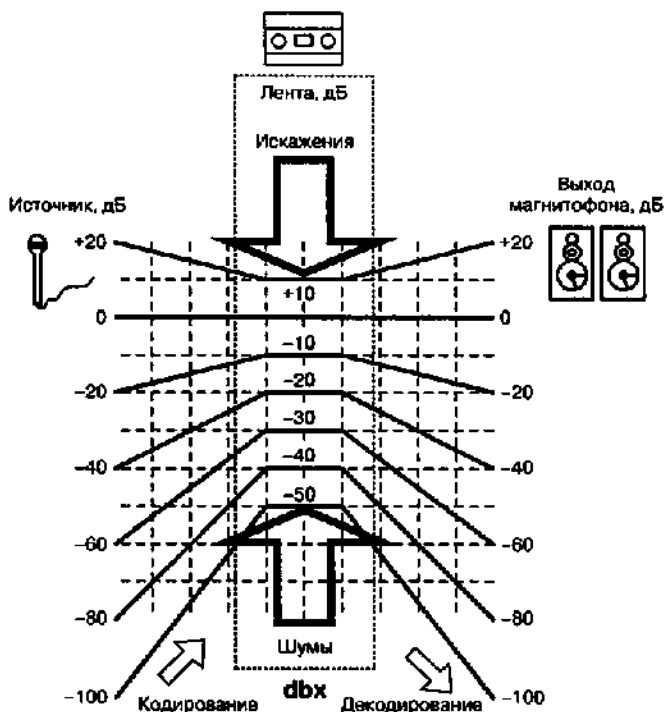


Рис. 2.60. Принцип работы децилинейного компрессора dbx



#### Примечание.

Отличие dbx от других компрессоров, в том числе и Dolby, состоит в том, что при такой весьма глубокой динамической обработке он не вносит фазовых искажений и не нарушает мгновенный спектр звукового сигнала.

Важность этих характеристик для обеспечения высокой верности доказана потом и кровью современных хай-эндщиков даже при «корявом» в смысле АЧХ и рассогласования уровней, канале записи-воспроизведения.

На рис. 2.61 приведены осциллограммы двух сигналов с одинаковым амплитудным спектром (первая гармоника 100%, вторая гармоника 50%), но с разной фазой второй гармоники: в фазе (А) и в противофазе (В) с первой. Очевидно, что во втором (В) случае пиковое значение существенно больше, хотя мощность сигнала и его среднеквадратическое напряжение одинаковы.

А теперь глянем на блок-схему dbx (рис. 2.62).

Первое, на что стоит обратить внимание — применение детектора истинных среднеквадратических значений RMS, абсолютно нечувствительного к фазовым искажениям канала магнитной записи. То есть ком-

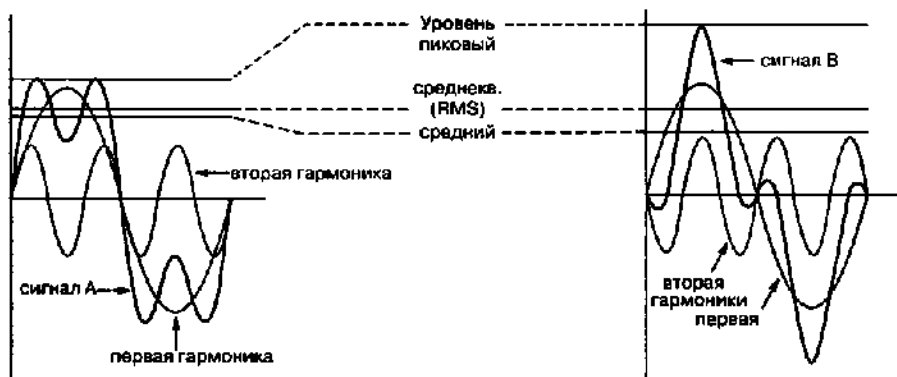


Рис. 2.61. К пояснению влияния фазовых соотношений на квазипиковый уровень

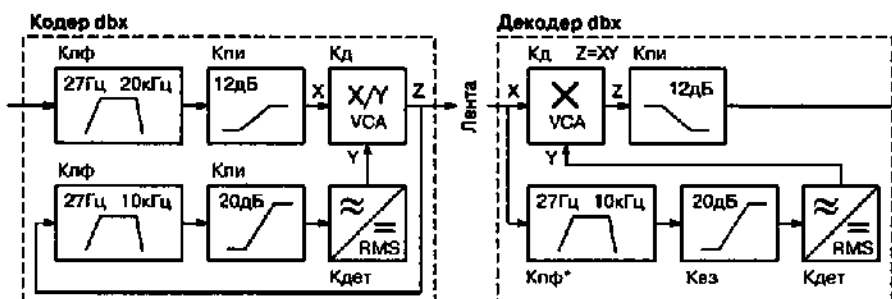


Рис. 2.62. Структурная схема компрессора dbx

плементарность кодера и декодера обеспечена при любой ФЧХ канала записи-воспроизведения.

Вторая ключевая особенность dbx — мгновенные АЧХ и ФЧХ кодера и декодера суть постоянны, т. е. не зависят ни от уровня, ни от спектрального состава звукового сигнала. Вся обработка заключается в линейном делении (кодер) и умножении (декодер) звукового сигнала на медленно меняющийся коэффициент. Напряжение с выходов RMS детекторов, а АЧХ\ФЧХ фильтров как в основном канале, так и в детекторном от уровня сигнала не зависят.

Ну и третий «килт», на котором построена философия dbx — линейность (коэффициент сжатия 2:1 в логарифмическом или децибелном масштабе) характеристик сжатия/расширения во всем рабочем диапазоне (рис. 2.63 — «децилинейная», сравните с «билинейной» рис. 2.20, рис. 2.16 у Долби). Все вместе они и обеспечивают уникальные особенности, упомянутые двумя абзацами выше.

Сердце компрессора dbx — безусловно, аналоговый перемножитель VCA, который в кодере работает в режиме деления входного звукового напряже-

ния на напряжение с выхода детектора, а в декодере — умножения. Поскольку через него проходит звуковой сигнал, он должен быть предельно линейным и малошумящим.

Понятно, что для обеспечения децилинейной амплитудной характеристики рис. 2.63 требуется и высоколинейный стабильный RMS детектор. Вспоминая муки с установкой нуля вольтметров истинных среднеквадратических значений, выполненных на термопарах (ВЗ-40, например), специалисты со стажем могут представить неординарность и этой задачи.

Особо остановимся на функциях фильтров, изображенных на блок-схеме (рис. 2.62). Входной полосовой фильтр кодера (это единственный блок, чаще всего имеющийся только в кодере) отсекает все инфра- и ультразвуковые/радиочастотные сигналы, которые могут просочиться на вход кодера и вызвать интермодуляционные искажения.

Полосовой фильтр канала детектора пропускает на вход детектора только составляющие в частотном диапазоне 27 Гц — 10 кГц (для катушечного варианта «dbx I» 20 Гц — 20 кГц), которые «надежно» передаются каналом записи-воспроизведения. Его назначение то же, что и у цепей «спектрального скоса» Dolby C/S: исключить влияние помех и нелинейности АЧХ канала записи-воспроизведения на частотах выше 10 кГц на точность декодирования сжатого сигнала.

Фильтр предискажений (ПИ) кодера имеет фиксированную АЧХ, изображенную на рис. 2.64 (RECORD WEIGHTING) и «приздирает» ВЧ составляющие сигнала записи на 12 дБ. Фильтр де-предискажений (ДПИ) в декодере имеет АЧХ, обратную рис. 2.64.

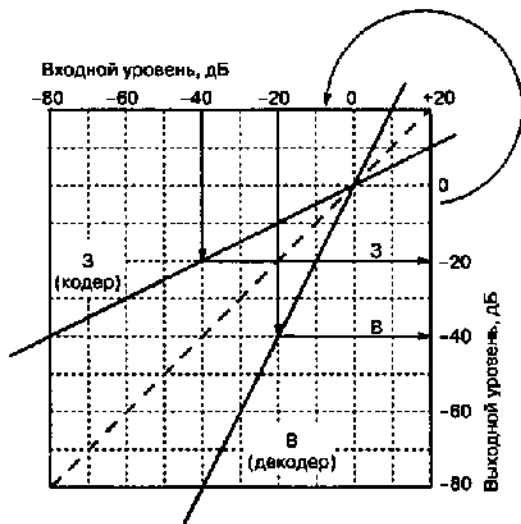


Рис. 2.63. Амплитудно-амплитудные характеристики компрессора dbx

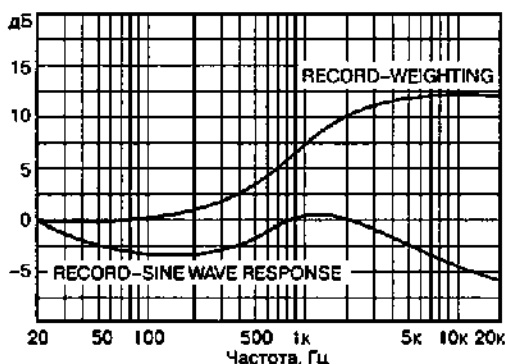


Рис. 2.64. АЧХ фильтра предискажений dbx





Рис. 2.65. К пояснению «дыхания шипения» в такт с громким НЧ сигналом

Понятно, что без ПИ + ДПИ громкий НЧ сигнал, например, контрабас, блокируя сжатие/расширение/шумопонижение, приводил бы к появлению заметного на слух шипения магнитной ленты в такт с фортиссимо и его исчезновению в пианиссимо (рис. 2.65).

Противникам широкополосных компрессоров, утверждающим, что dbx подвержены «дыханию шипа», следует напомнить, что подавление шипа в считающейся образцовой в смысле защищенности от модуляционных шумов Dolby B равно всего 10 дБ [1].

## Схемотехника dbx II

Самая ранняя из известных мне схемных реализаций dbx II, примененная в деке Technics RS-M270X, на редкость громоздка. Она имеет 42 транзистора, 10 операционников и по паре «полузаказных» микросхем VCA и RMS, тип которых ни в схеме, ни на корпусе не обозначен.

Раскрыта лишь «упрощенная внутренняя структура» (рис. 2.66), которая практически повторяет схемотехнику патентов Дэвида Блэкмера. Конструктивно компрессор выполнен на отдельной печатной плате, размеры которой превышают размеры основной платы деки, на которой смонтированы УВ, УЗ, ГСП, ИУ и контроллер ЛПМ. В связи с ограниченной практической ценностью и большим объемом полную схему этого варианта dbx II, как и малораспространенную версию на ИМС BA651, опустим.

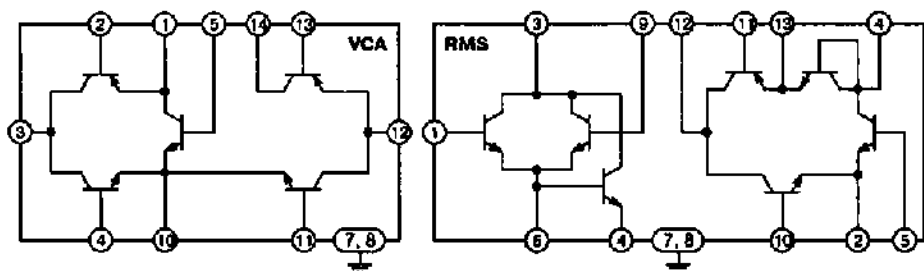


Рис. 2.66. Упрощенная схема управляемого напряжением усилителя VCA и детектора средних квадратов значений RMS

Гораздо более удачный и широко распространенный вариант (рис. 2.67, дека Teac Z-7000) выполнен на микросхемах  $\mu\text{PC1252H2}$  (VCA) и  $\mu\text{PC1253H2}$  (RMS) фирмы NEC.

Поскольку дека трехголовочная (со сквозным каналом записи-воспроизведения), то применены отдельные кодер (ENCODER) в каналах записи и декодер (DECODER) в каналах воспроизведения. На транзисторах Q700 и Q702 выполнены только НЧ части входных полосовых фильтров. Режекцию ВЧ помех осуществляет фильтр, размещенный в предварительном УЗ. Поскольку в деке применены еще и Dolby, этот ВЧ фильтр является МРХ-фильтром для Dolby-кодера и поэтому вынесен из печатной платы dbx.

Полосовые фильтры канала детектора выполнены на Q701, Q703. Это совмещенный активный ФНЧ ( $f_{\text{ср}} = 10$  кГц) 3-го порядка и ФВЧ ( $f_{\text{ср}} = 27$  Гц) 2-го порядка. ИМС VCA U700 (U703) совместно с ОУ U702 (U705) образуют, соответственно, аналоговый делитель (умножитель). RMS детекторы выполнены на U701 и U704. Фильтры ПИ и ДПИ образованы пассивными RC-цепочками C702C703R705R706 и C722C723R745R746, а взвешивающие фильтры детектора — C713R725R726, C733R765R766.

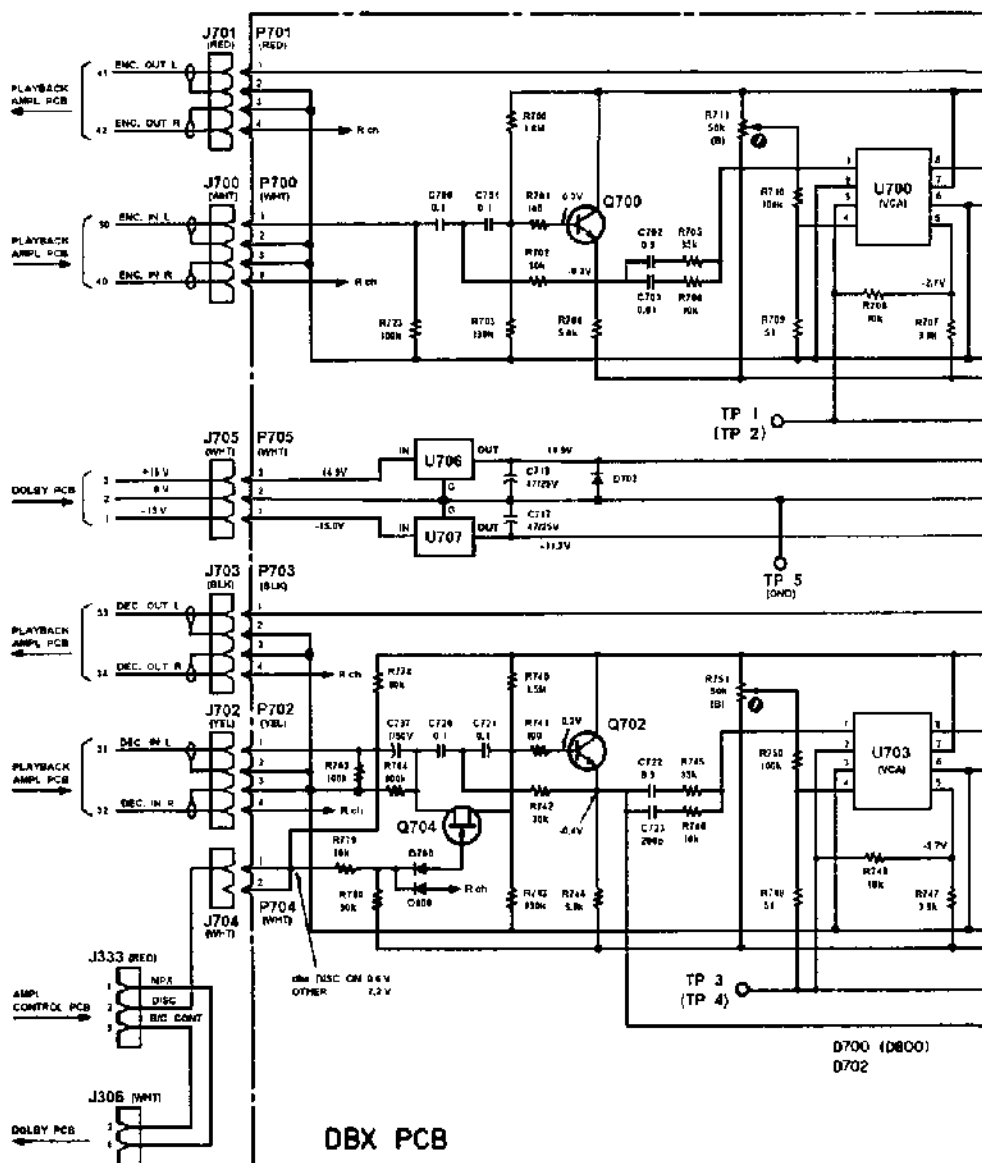
Как в любом компандере, dbx-кодер включается в разрыв между предварительным УЗ с линейной АЧХ + регулятором уровня записи и окончательным корректирующим УЗ, а dbx-декодер — между выходом УВ и линейным выходом деки (рис. 2.19 и рис. 2.38).

#### Назначение триммеров:

- R737, R777 — симметрирование RMS-детекторов. Процедура регулировки — на вход платы подать 100 Гц 300 мВ и в контрольных точках TP1, TP3 добиться полной симметрии напряжения частотой 200 Гц — рис. 2.68, справа — симметрировано, слева — несимметрировано;
- R711, R751 — балансировка VCA. Процедура регулировки — на вход платы подавать поочередно напряжение 400 Гц 300 мВ и нулевое, а триммерами добиться одинакового постоянного напряжения в обоих случаях на выходах U702, U705;
- R727, R767 — подстройка уровня (процедура регулировки — на входы подать 400 Гц 300 мВ и триммерами добиться выходного напряжения 300 мВ на выходах — резисторах R715, R755).

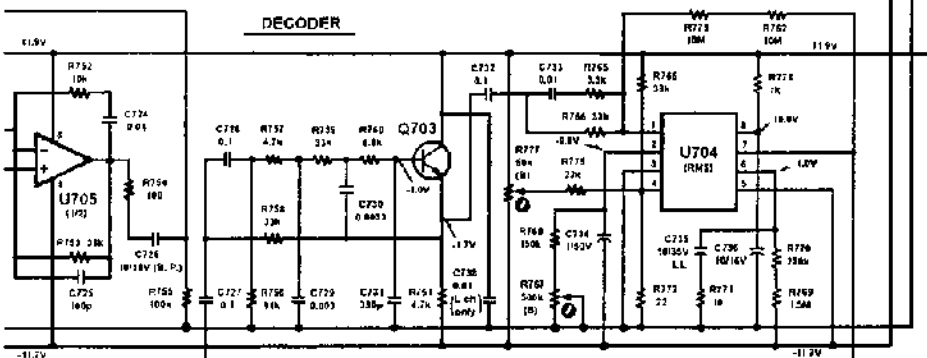
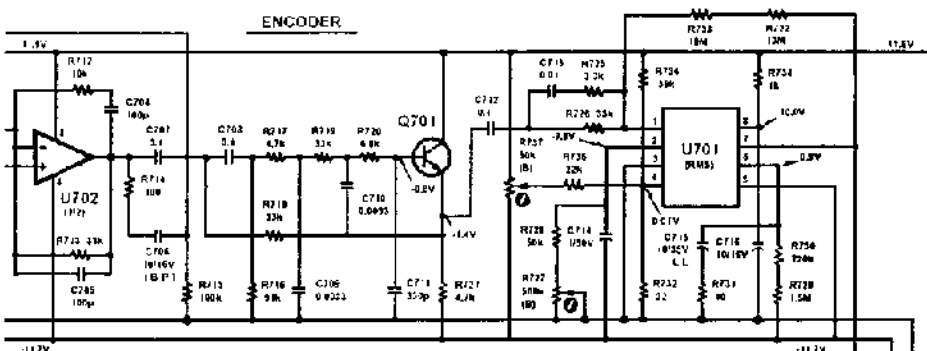
УВ и УЗ необходимо регулировать, исходя из номинального входного/выходного напряжений компандера 300 мВ. Реально измеренные на типовой ленте МЭК I значения взвешенного по МЭК-A отношения сигнал/шум в режимах «ш. п. выкл/Dolby B/Dolby C/dbx» составляют 60/69/77/88 дБА, соответствующие спектрограммы приведены на рис. 2.69.

Переключение режимов кодер/декодер (E/D) выполняется внешними переключателями SW1, а единственным подстроечным элементом —



- Unless otherwise specified, DBX PCB voltage value refers to DBX IN.

Рис. 2.67. Принципиальная схема компрессора dbx на микросхемах  $\mu$ PC1252, 1253



ISS137-77  
DS135D

U706 NJM78L12A  
U707  $\mu$ A79L1ZACZ

U700 (U800)  $\mu$ PC1252H2  
U701 (U801)  $\mu$ PC1253H2  
U702 ( — ) NJM4558D  
U703 (U803)  $\mu$ PC1252H2  
U704 (U804)  $\mu$ PC1253H2  
U705 ( — ) NJM4558D

Q700 (Q800) 2SC1815GR  
Q701 (Q801) 2SC1815GR  
Q702 (Q802) 2SC1815GR  
Q703 (Q803) 2SC1815GR  
Q704 (Q804) 2SK117

( ) Rel.



Рис. 2.68. Симметрирование напряжения в контрольных точках при налаживании

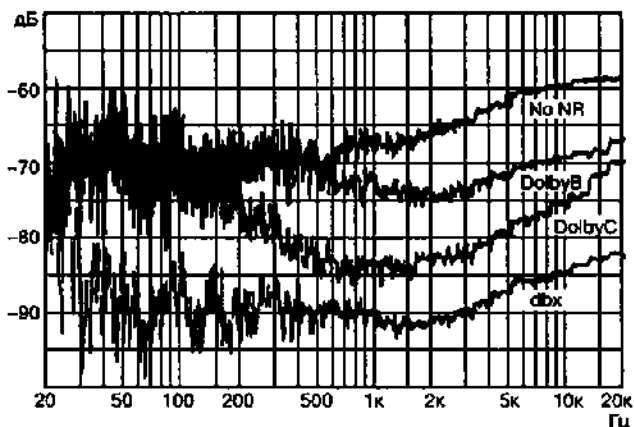


Рис. 2.69. Сравнение эффективности Dolby B, Dolby C, dbx

триммером на выводе 1 ИМС — достаточно установить втекающий в вывод 13 ИМС ток  $15 \pm 5\%$  мкА при подаче на оба входа (Input A, Input B) 1 кГц, 20 мВ. На двух внешних транзисторах выполнены полосовые фильтры каналов детектора, RC-цепи взвешивания подключены к входам RMS-детекторов (выводы 3 и 20), фильтр ПИ образуют RC-цепи на выводах 5 и 18 ИМС, а фильтры ДПИ — в цепях встроенных ОУ (выводы 7-9 и 14-16).

Номинальные (0 дБ) входное и выходное напряжения AN6291 всего 20 мВ, что обусловлено требованием обеспечения 20 дБ перегрузочной способности при минимальном напряжении питания 1,8 В. Типовой коэффициент гармоник 0,3% [1].

### Применение процессора пространственного звучания Dolby Surround Pro Logic $\mu$ PC1892

Алгоритм работы аналогового процессора объемно-пространственного звука  $\mu$ PC1892 фирмы NEC основан на суммарно-разностном и фазовом преобразовании входных сигналов. Несмотря на относительную функциональную простоту процессор:

- ♦ хорошо декодирует звуковое сопровождение кинофильмов, записанное в системах Dolby Surround (DS) и Dolby Surround Pro Logic (DSPL);

- ♦ позволяет получить объемно-пространственный эффект при обработке обычных (незакодированных) моно- и стереофонограмм;
- ♦ обеспечивает возможность регулировать громкость, баланс и тембр фронтальных каналов.

Небольшое питающее напряжение (12 В) делает возможным применение ИС не только в домашних стационарных, но и в автомобильных аудиокomплексах.

На рис. 2.70 приведена предлагаемая схема включения  $\mu$ РС1892 с изображением основных функциональных узлов, входящих в ее состав. Входные сигналы левого и правого каналов Л и П поступают на формирователь объемного эффекта через сумматор, фильтр нижних частот (ФНЧ1) и монауральный фильтр (МФ) — в режиме «4» — «объемное моно», или вычитатель — в режимах «2» и «3» — «объемное стерео» и «кинофильм» через коммутатор К1.

Далее следует четырехзвенная фазовая линия задержки с дополнительным выходом после первого звена. В режиме «2» используется только первое звено фазовращателя, в остальных, «3» и «4», — все четыре.

Переключение звеньев осуществляется коммутатором К2. Затем сигнал объемного эффекта поступает через управляемый усилитель, фильтр (ФНЧ2), компенсатор (КС) смещения постоянной составляющей и коммутатор К3 на суммарно-разностную матрицу, где производится суммирование в противофазе сигнала эффекта с исходными сигналами Л и П.

Одновременно с коммутатора К3 сигнал поступает на вывод 9 DA1, являющийся выходом тылового «канала эффекта» в типовой схеме включения ИС.

После матрицы сигналы Л и П, «обогащенные» объемно-пространственными компонентами, проходят через узел электронного регулирования громкости, баланса и тембра на выходы левого и правого фронтальных каналов — выводы 14 и 12 DA1.

Кроме этого, имеется выход суммарного сигнала Л+П, поступающего на вывод 13 DA1 через отдельный управляемый усилитель. Этот сигнал может быть использован для формирования центрального канала или отдельного НЧ-канала для сабвуфера.



#### Примечание.

*При контрольных прослушиваниях работы процессора, включенного по типовой схеме, было установлено, что наилучший объемно-пространственный эффект получается при использовании двух АС в тыловых углах помещения, подключенных противофазно к одно- или двухканальному УМ тыла, по сравнению с применением одиночной АС, расположенной позади слушателей.*

РЕЖИМ РАБОТЫ	на вых. DA1	№ 1 S1	№ 2 S2
1 ВКЛЮЧЕНО	0	0	0
2 ОБЪЕМНОЕ СТЕРЕО	+5 В	0	0
3 КЛЮЮЩИМ	0	+5 В	0
4 ОБЪЕМНОЕ МОНО	+5 В	0	+5 В

S1, S2 - "режим работы"  
S3 - выкл. рег. "эффект фронт"  
S4 - выкл. "ТМ"

R1 - рег. - "объем громкости"  
R5 - рег. (f+T) - "центр"  
R10 - рег. (f+T) - "эффект"  
R23 - рег. - "баланс"  
R27 - рег. - "грозность фронт"  
R28 - рег. - "тембр НЧ"  
R30 - рег. - "тембр ВЧ"  
R22 - рег. - "эффект фронт"

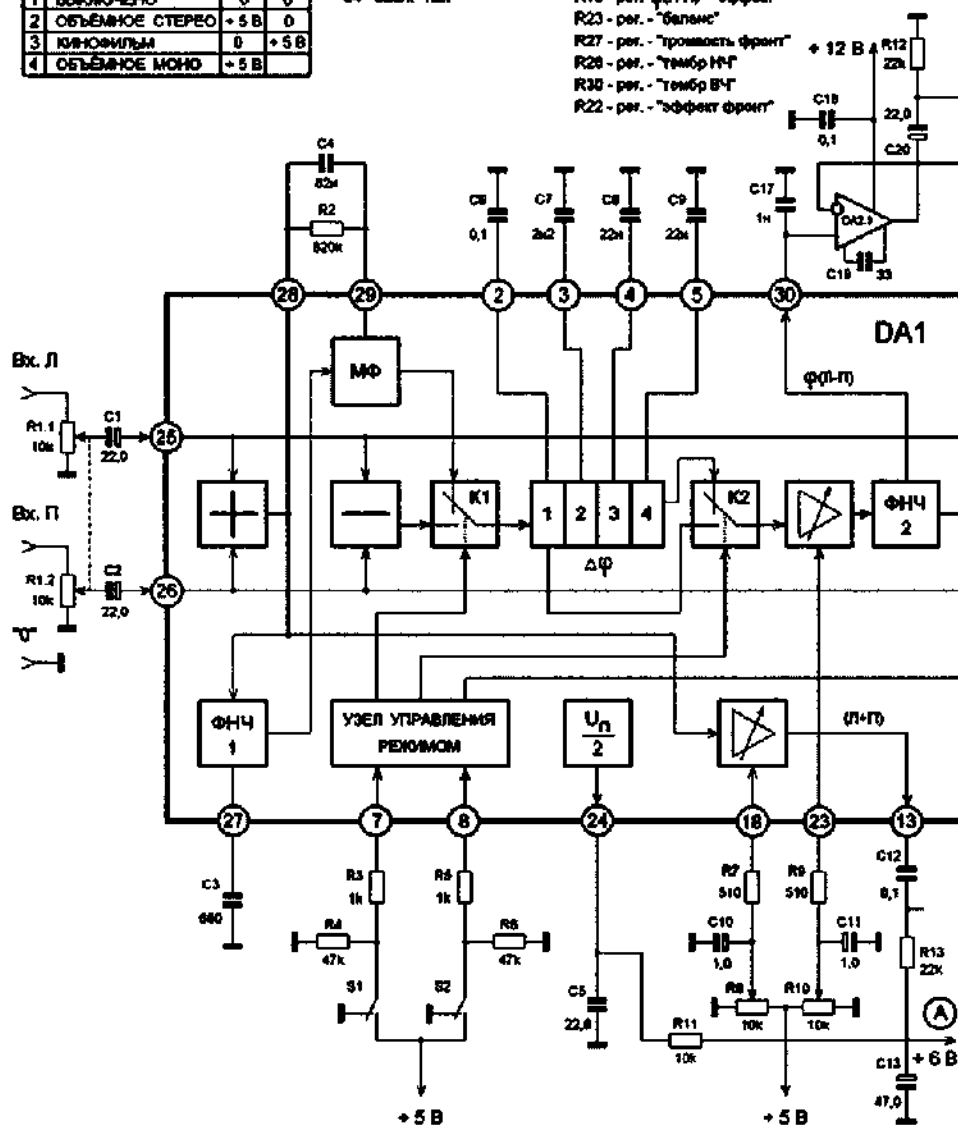
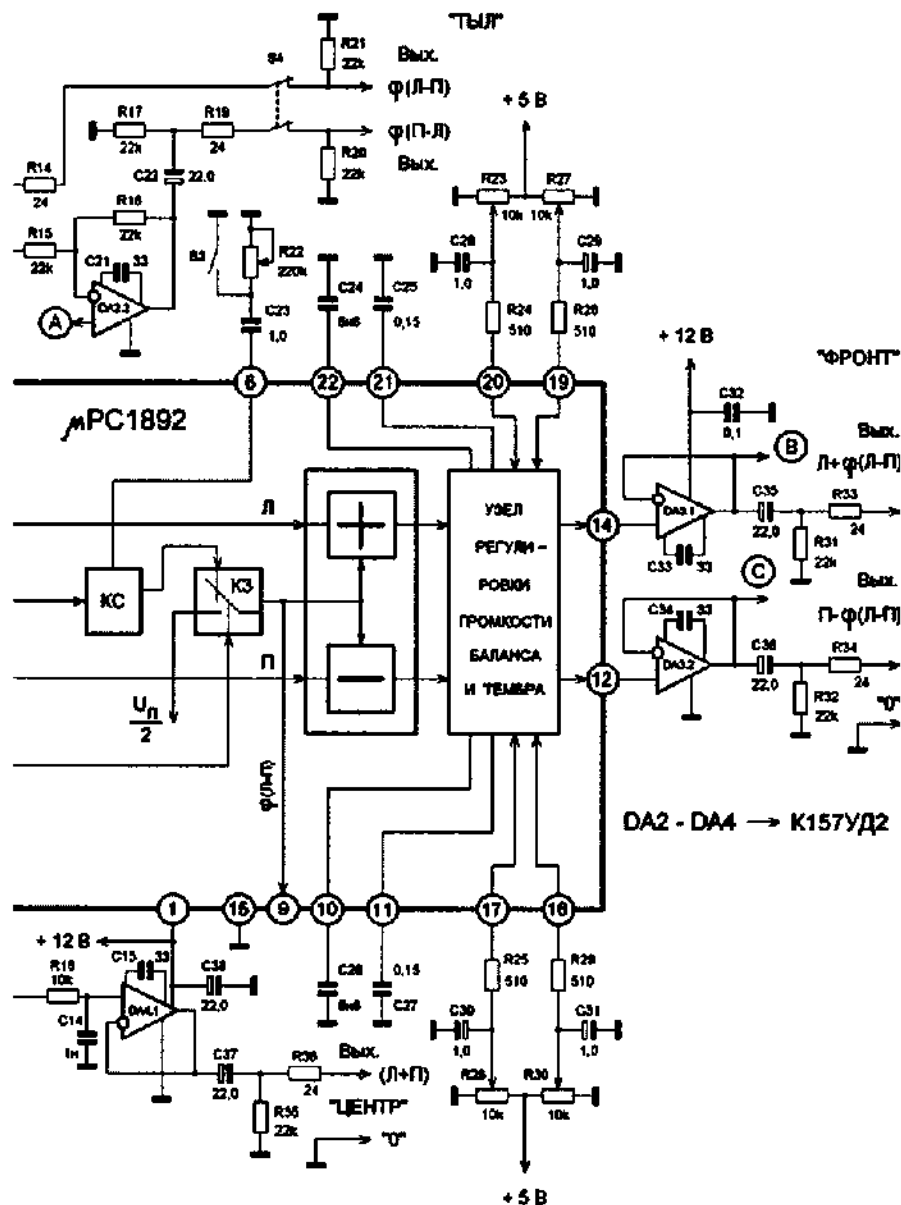


Рис. 2.70. Предлагаемая схема включения  $\mu\text{PC1892}$  с изображением основных функциональных узлов, входящих в ее состав





Поскольку все электронные регулировки уровней каналов (кроме громкости фронтальных Л и П) — независимые, потребовалось применение общего регулятора громкости системы, включенного на входе ИС (R1, рис. 2.70).

Также была замечена слишком большая насыщенность фронтальных каналов объемными компонентами разностного сигнала при оптимальной установке соотношения громкостей фронт/тыл, которая приводила к заметному изменению тембральной окраски исходной фонограммы.

Причиной этого является «жесткая» привязка входного сигнала канала эффекта (выв. 9 DA1) к входному — суммарно-разностной матрицы.

Так как изменить внутреннюю структуру ИС невозможно, разделение этих сигналов было произведено следующим образом. Последовательно с С23, включенным между выв. 6 DA1 и общим проводом, служащим для нейтрализации действия ООС в компенсаторе постоянной составляющей сигнала, был включен регулировочный резистор R22.

Это позволило осуществить регулируемое ослабление сигналов эффекта на выв. 9 DA1 и входного для матрицы в пределах 0...–20 дБ относительно уровня, установленного регулятором эффекта R10.

Сигнал объемного эффекта первоначального уровня при этом был взят с С17 — ФНЧ2 (выв. 30 DA1) через буферный усилитель DA2.1; вывод 9 DA1 при этом не используется. На DA2.2 выполнен инвертор для получения парафазного выхода при использовании двухканального УМ тыла.



#### Примечание.

*Таким образом, R10 регулирует «общий» объемный эффект, а R22 — эффект во фронтальных каналах в зависимости от положения R10.*

При необходимости можно полностью разделить регулировки эффекта во фронтальных и тыловых каналах. Для этого нужно применить спаренный регулятор уровня тыла (4,7—10 кОм) вместо R20, R21, выходных сигналов DA2.1 и DA2.2, а R10 установить в положение максимального коэффициента передачи.

Для максимального уменьшения коэффициента гармоник, вызванных протеканием выходного тока через выводы 14 и 12 ИС, фронтальные УМ подключаются через буферные усилители DA3.1 и DA3.2.

Выход на УМ «центра» осуществляется через отдельный буфер DA4.1 и пассивный фильтр с полосой пропускания 80 Гц — 15 кГц для качественной передачи диалогов при обработке процессором звукового сопровождения кинофильмов.

На рис. 2.71 приведена схема низкочастотного канала для сабвуфера, а на рис. 2.72 — схема блока питания. На сумматор DA4.2 сигналы поступают с выходов DA3.1 и DA3.2. Элементы R39, С40 образуют ФНЧ первого

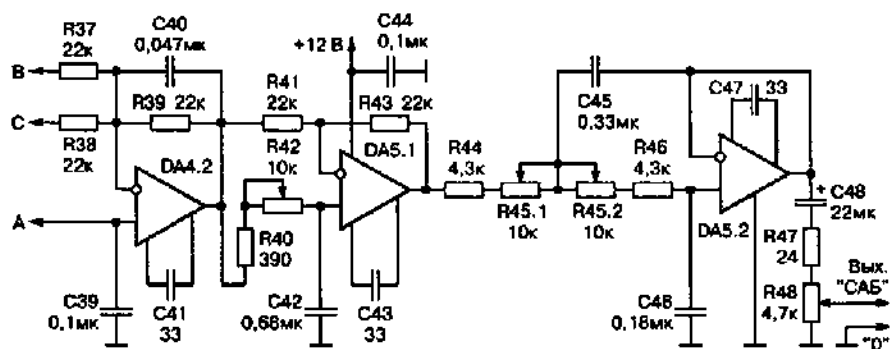


Рис. 2.71. Схема низкочастотного канала для сабвуфера

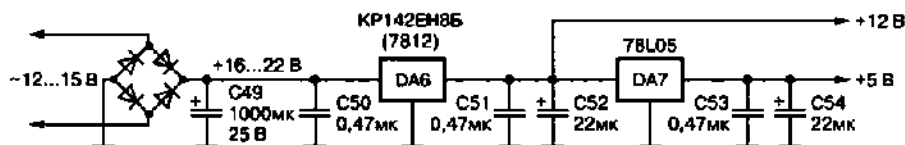


Рис. 2.72. Схема блока питания

порядка с фиксированной частотой среза около 150 Гц. На DA5.1 выполнен фазовращатель, R42 осуществляет регулировку фазы НЧ-сигнала в пределах 0—180°. На DA5.2 реализован активный ФНЧ второго порядка с изменяемой (R45) частотой среза (50—150 Гц). Регулировка выходного уровня НЧ производится R48.

**Детали.** В конструкции применены переменные резисторы типа СП-3-30 с кривой В — R1, с кривой А — R45, остальные СП4-1. Конденсаторы типов К10-17, К73-9, К73-17 с 5% отклонением от номинала, электролитические — К53-1, К53-4, К50-35, К50-24. Вместо К157УД2 можно использовать одиночные ИС К157УД4, К544УД1 и т. п., двойные TL072 и другие качественные ОУ, скорректированные до единичного усиления.

Стабилизатор DA6 необходимо установить на радиатор площадью не менее 50 см<sup>2</sup>.

При работе устройства центральный канал используется только в режимах:

- ♦ «3» — при обработке сигналов, записанных в системах DS и DSPL;
- ♦ «4» — для монофонического сигнала звукового сопровождения с обычного телевизора.

На музыкальных стереофонogramмах применение центрального канала приводило к сужению фронтальной стереобазы и некоторому ухудшению объемного эффекта.

Наилучший объемно-пространственный эффект получался при воспроизведении т. н. «живых» фонограмм классической и эстрадной музыки, записанных в концертных залах с помощью микрофонов. В разностном канале таких записей содержатся компоненты реальных реверберационных отраженных сигналов звукового поля «первичного» помещения.

При оптимальной установке соотношения громкостей фронт/тыл звуковая картина максимально приближается к «атмосфере живого зала».

Оперативное сравнение получаемого пространственного эффекта со звучанием исходной фонограммы производят совместной коммутацией переключателей S1 и S2 — «режима работы» и S4 — «отключение тыла».

Об электрических параметрах  $\mu$ PC1892. Коэффициент гармоник выходных сигналов ИС в звуковом диапазоне частот составляет 0,03...0,05% при  $U_{\text{вх}}=0,5$  В<sub>эфф</sub> и  $R_{\text{н}}=100$  кОм (без буферных усилителей).

Уровень собственных шумов относительно  $U_{\text{вх}}=0,5$  В (0 дБ):

- фронтальных каналов -78...-80 дБА;
- суммарного Л+П -86...-88 дБА;
- тылового -77...-79 дБА.

При этом регуляторы тембров и баланса — в среднем положении, регуляторы «центр», «эффект», «громкость-фронт» — в положении максимального усиления. Это гарантирует отсутствие слышимых шумов в паузах сигнала даже при уровне максимальной громкости аудиокomплекса 110 дБ в помещениях с уровнем естественных акустических шумов 30—35 дБА.

Для проверки возможности применения ИС процессора в многоканальном регуляторе уровня сигнала были проведены измерения различия регулировочных характеристик управляемых усилителей фронтальных каналов Л и П трех экземпляров микросхем, взятых из одной партии. ИС включались парами в четырехканальном режиме.

На соединенные вместе выводы 19 подавалось общее управляющее напряжение (0...+5 В). Коэффициенты передачи всех каналов при  $U_{\text{впр}}=+5$  В были уравнены с погрешностью менее  $\pm 0,1$  дБ с помощью специальных буферных усилителей с пределами регулировки  $K_{\gamma}=\pm 1,5$  дБ. Разбаланс коэффициентов передачи всех усилителей при синхронном регулировании ослабления  $K_{\gamma}$  не превышал:

- $\pm 0,5$  дБ — в диапазоне  $K_{\gamma}=0...-40$  дБ;
- 0,8 дБ — в диапазоне -40...-60 дБ [1].

## МАЛОШУМЯЩИЕ И КОРРЕКТИРУЮЩИЕ ПРЕДУСИЛИТЕЛИ

### Цепочка коррекции АЧХ пьезозвукоснимателя для подключения к обычному винил-корректору

В связи с тем, что канавка грампластинок с частотой вращения 78 об/мин намного шире, чем обычных (33 1/3 и 45 об/мин), для их воспроизведения современные звукосниматели с узкой иглой непригодны.

Пассивная RC-цепочка (рис. 3.1), предложенная английским аудиофилом Б. Дж. Веббом, включается параллельно керамической головке звукоснимателя с широкой иглой (магнитные звукосниматели с широкой иглой не выпускались).

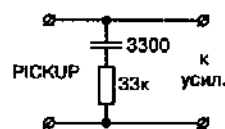


Рис. 3.1. Схема пассивной RC-цепочки

Она корректирует уровень и АЧХ таким образом, что становится возможным ее подключение к входу «винил-корректоров» для современных магнитных головок звукоснимателя.

Помимо значительного расширения частотной полосы достигается снижение уровня шумов и помех, что существенно улучшает качество воспроизведения раритетных грампластинок с частотой вращения 78 об/мин [64].

### Малозумящий предусилитель-корректор с взвешенным входом

Предлагаемый предусилитель-корректор для магнитного звукоснимателя ЭПУ обладает следующими техническими характеристиками. Коэффициент усиления на частоте 1кГц — 40 дБ. Входное сопротивление — 47 кОм. Входная емкость — 82 пФ. Выходное сопротивление — 470 Ом. Номинальный уровень вых. сигнала — 500 мВ. Перегрузочная способность — 26 дБ.

Приведенный к входу уровень шумов совместно с головкой MF-104 (взвеш. по МЭК-А) составляет -80 дБ. Расчетное значение коэффициента гармоник — не более 001%. Минимальное сопротивление нагрузки — 15 кОм. Максимальная емкость нагрузки — 3000 пФ. Потребляемый ток, не более — 12 мА.

Автор (Ю. Каранда) использовал предусилитель-корректор для модернизации электропроигрывателя «Арктур-006», но с изменением печатной платы его вполне можно встроить и в другие конструкции.

В «Арктуре-006» применено довольно качественное ЭПУ G-2021 производства польской фирмы «Unitra» на базе сверхтихоходного линейного двигателя. В его состав входит магнитная головка звукоснимателя (МГЗС) MF-104, позволяющая получить показатели по нулевому классу качества. Однако встроенный предусилитель-корректор на ИМС K157УД2 уже не соответствует современным требованиям к этим узлам.

Недоверие вызывают резисторы с 5% допуском, которые явно неспособны обеспечить требуемое по ГОСТ отклонение АЧХ 0,3 дБ. А 100%-ая ООС по постоянному току обеспечивается электролитическим конденсатором завышенной емкости (очевидно, для перекрытия огромного поля допусков).

Это привело к повышенному уровню инфранизкочастотных помех. Временная нестабильность делает непредсказуемой АЧХ на частотах ниже 20 Гц, а отсутствие смещения приводит к возникновению нелинейных искажений.

При индуктивности МГЗС более 200 мГн предусилитель-корректор со входом на полевых транзисторах с р-п переходом имеем преимущество по шумам в сравнении с его биполярным аналогом. Кроме того у полевых транзисторов более широкий диапазон входных сигналов и практически нулевой входной ток.



#### Совет.

*Если использовать каскад с автосмещением, то можно исключить еще один неприятный атрибут подобных схем — электролитический конденсатор в цепи ООС.*

Бороться со смещением на выходе каскада можно, применив активный интегратор в цепи ООС, но можно поступить и еще проще. Если полное усиление предусилителя-корректора разделить на две примерно равные части, а за входным каскадом поставить ОУ с большим коэффициентом усиления, то можно добиться ухода «нуля» не более 1 В в диапазоне температур 0...+50 °С.

Учитывая, что на выходе первого каскада сигнал еще невелик, ограничивать сигнал предусилителя-корректора будет, как обычно, выходной (второй) каскад. Кроме того, грамотное разделение усиления и частотной коррекции между двумя каскадами позволяет уменьшить искажения и улучшить точность АЧХ ПК.

Принципиальная схема одного канала предлагаемого предусилителя-корректора изображена на рис. 3.2. Во входном каскаде применена малошумящая транзисторная сборка КПС104Г. Резистор R6 служит нагрузкой

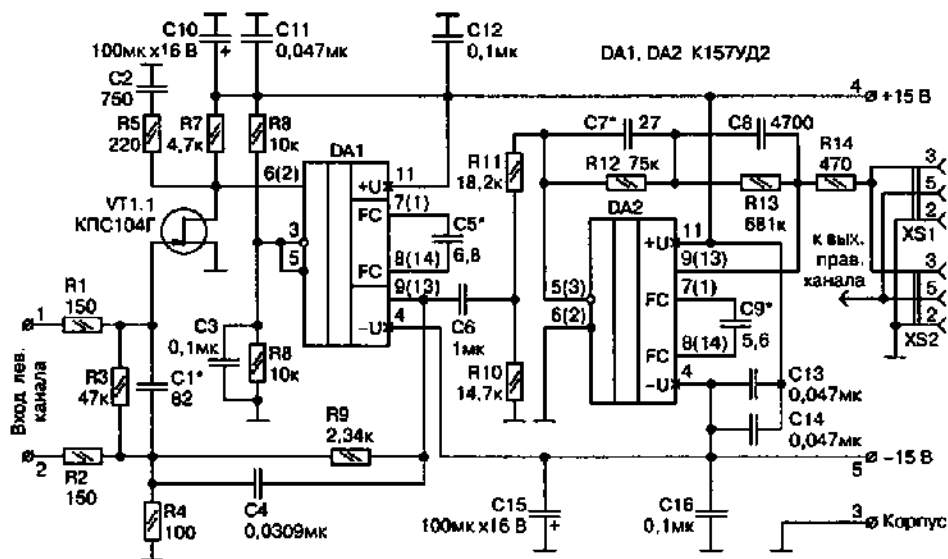


Рис. 3.2. Принципиальная схема малошумящего предусилителя-корректора с сбалансированным входом

входного каскада, цепь  $R5C2$  корректирует его усиление. Резистивный делитель  $R7R8$  задает постоянное напряжение на стоке полевых транзисторов и входах ОУ DA1.

Поскольку полевые транзисторы работают в режиме со сравнительно большим током стока (не менее 1 мА), без ущерба отношению сигнал/шум в качестве DA1 применен биполярный ОУ K157UD2, отличающийся низким уровнем шумов, высокой линейностью и повышенной нагрузочной способностью. Это позволило снизить номиналы резисторов цепи ООС.

Отношение  $(R9/R4)+1$  определяет коэффициент усиления каскада на НЧ, а цепь  $R9C4$  задает постоянную времени  $\tau=72,2$  мкс, выбранную с учетом уменьшения глубины ООС каскада. Конденсатор  $C5$  корректирует АЧХ ОУ.

Резистор  $R3$  определяет стандартное входное сопротивление предусилителя-корректора, равное 47 кОм, цепь  $R1R2C1$  — входной фильтр радиочастотных наводок.

Резистор  $R14$ , определяющий выходной импеданс предусилителя-корректора, для уменьшения «интерфейсных» искажений увеличен до 470 Ом. Конденсаторы  $C10$ — $C16$  шунтируют шины питания, уменьшая интермодуляционные искажения и снижая склонность ОУ к самовозбуждению.

**Детали и конструкция.** Для получения высоких качественных показателей предусилителя-корректора следует применять высококачествен-

ные компоненты. Резисторы лучше брать малошумящие типа С2-26, но вполне пригодны и обычные МЛТ.



#### Совет.

*При выборе резисторов для входных цепей следует учитывать тот факт, что при прочих равных условиях более мощные резисторы шумят меньше мало мощных.*

Но поскольку шумы предусилителя-корректора вплотную приблизились к собственным тепловым шумам МГЗС, эти детали реально не очень влияют на общий уровень шума системы МГЗС-ПК.

Конденсаторы времязадающих цепей (равно как и резисторы) должны обладать возможно меньшими температурной и временной нестабильностями, их точность должна быть не хуже 1%. На практике следует отобрать конденсаторы с близкими к требуемым номиналами, а затем резисторы, сохраняя неизменным произведение RC. Автор использовал конденсаторы следующих типов: C1, C8 — К31-11; C2, C3, C11—C13, C14, C16 — КМ-6; C4, C6 — К73-17; C5, C7, C9 — КТ-1; C10, C15 — К50-35.

Вместо сборки VT1 без изменений в печатной плате и заметного ухудшения шумовых характеристик можно применить сборку КПС104Д или два транзистора КП303В; ОУ К157УД2 можно заменить на К157УД3 или КР1434УД1А.

Конструкция предусилителя-корректора и чертеж печатной платы (рис. 3.3) обусловлены размерами экрана, в который он вставляется. Габариты и посадочные места печатной платы соответствуют заменяемой плате предусилителя-корректора. Конденсаторы C13, C14 устанавливаются соответственно над ИМС DA1, DA2. Поскольку гнездо XS1 в данном предусилителе-корректоре не может быть использовано по своему прежнему назначению (переключение МГЗС на внешний предусилитель-корректор), то оно запараллелено с выходным гнездом XS2.

Некоторой переделки требует схема ЭПУ. С платы Pt-2 следует выпаять транзисторы Т201, Т202. Они предназначались для шунтирования МГЗС при поднятом тонарме. Но, как показала практика, ни к каким ощутимым последствиям их ликвидация не привела. Провода, идущие от платы к МГЗС, следует отпаять, затем, сняв МГЗС и узел ее крепления, вытащить из трубки тонарма и свить попарно. Затем все возвращают на свои места, и проводники распаивают на свободные (ни с чем не соединенные) лепестки платы Pt-2.

Затем прокладывают две витых пары, помещенные в экран, от платы Pt-2 к предусилителю-корректору. Экранную оплетку следует поместить в изолирующую оболочку и соединить с «корпусом» обеих плат. Соединяющие проводники должны быть минимальной длины.

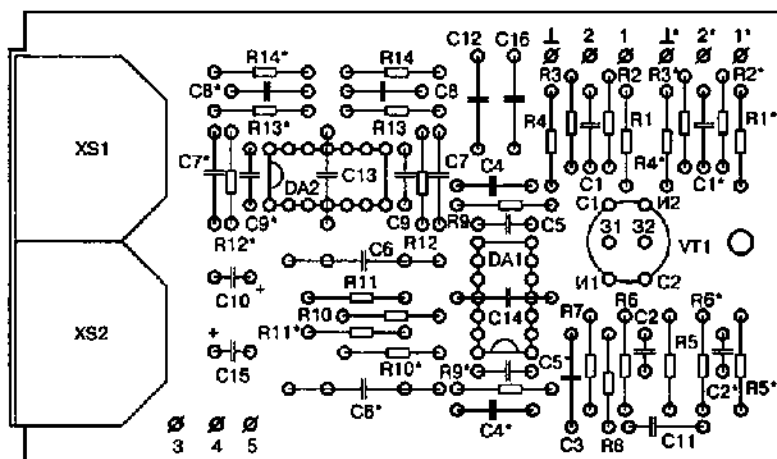
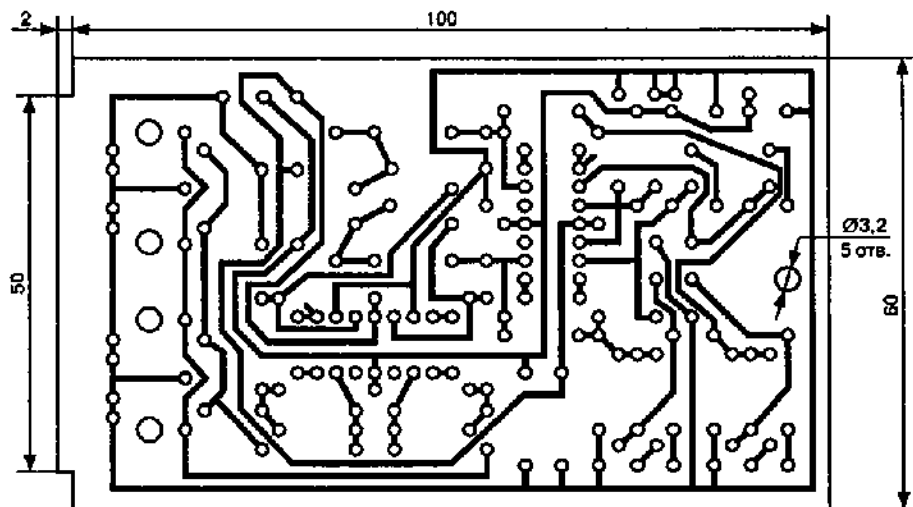


Рис. 3.3. Конструкция предусилителя-корректора и чертёж печатной платы

Налаживание предусилителя-корректора, как обычно, следует начинать с тщательной проверки монтажа. Корректирующую емкость  $C_5$  временно увеличивают до 15—22 пФ. Затем предусилитель-корректор подключают к блоку питания на 15 В с током не менее 20 мА и измеряют постоянное напряжение на выходе DA1. Подбором  $R_6$  добиваются его уменьшения до уровня 0,5 В. Затем подключают к выходу DA1 осциллограф (желательно, через выносной делитель для уменьшения вносимой емкости) и находят минимальное значение емкости  $C_5$ , при которой каскад еще не возбуждается.



Далее на вход 1 (при отключенных МГЗС и С1) через антикорректор следует подать прямоугольный сигнал с частотой 1—10 кГц и подбором С7 добиться приемлемой формы импульсов на выходе предусилителя-корректора.



**Примечание.**

*Желательно иметь гладкую, без выбросов переходную характеристику с максимально крутыми фронтами.*

Затем подбирают емкость конденсатора С1, добиваясь минимальной неравномерности АЧХ предусилителя-корректора на частотах выше 10 кГц при воспроизведении измерительной грампластинки. Из-за отсутствия последней автор (Ю. Каранда) оставил номинал С1 таким же, как и в заводском варианте ПК «Артура-006».

Питание предусилителя-корректора нужно осуществлять от стабилизированного источника с напряжением  $\pm 15$  В с током не менее 20 мА и двойной амплитудой пульсаций не более 1 мВ. Рекомендуется упрочнить штатный блок питания, уменьшив сопротивления резисторов R1, R4 на плате стабилизатора до 470 Ом (1 Вт).

Субъективная оценка качества звучания подтвердила преимущества предложенного предусилителя-корректора по отношению к заводскому варианту. Звучание фонограмм стало легким и прозрачным, резко уменьшились уровни шума и фона ЭПУ.

Шумы работающего предусилителя-корректора столь малы, что на слух сравнимы с собственными шумами используемого усилителя мощности «Вега-122С». В бытовых условиях шумы практически не слышны. Увеличение перегрузочной способности входного каскада проявилось в исчезновении неприятных жестких призвуков, сопровождавших громкие высокочастотные звуки, особенно на импортных грампластинках, записанных по технологии Direct Metal Mastering [35].

### Профессиональные RIAA-винилкорректоры

Профессиональные RIAA-винилкорректоры (предусилители-корректоры для звукоснимателей электропроигрывающих устройств аналоговых грампластинок) предложил Дьюла Сипош. Первый вариант (рис. 3.4) предназначен для головки с подвижным магнитом (ММ-тип).

Входной каскад с линейной АЧХ и  $K_v=22,5$  дБ выполнен на сверхмалощумящем звуковом предусилителе А1 SSM2015. Микросхема имеет следующие параметры: спектральная плотность шумов, приведенная к входу, — не более 1,3 мкВ/Гц; полоса 700 кГц при  $K_v=100$ ; коэффициент гармоник — не более 0,007% при выходном напряжении 7 В.

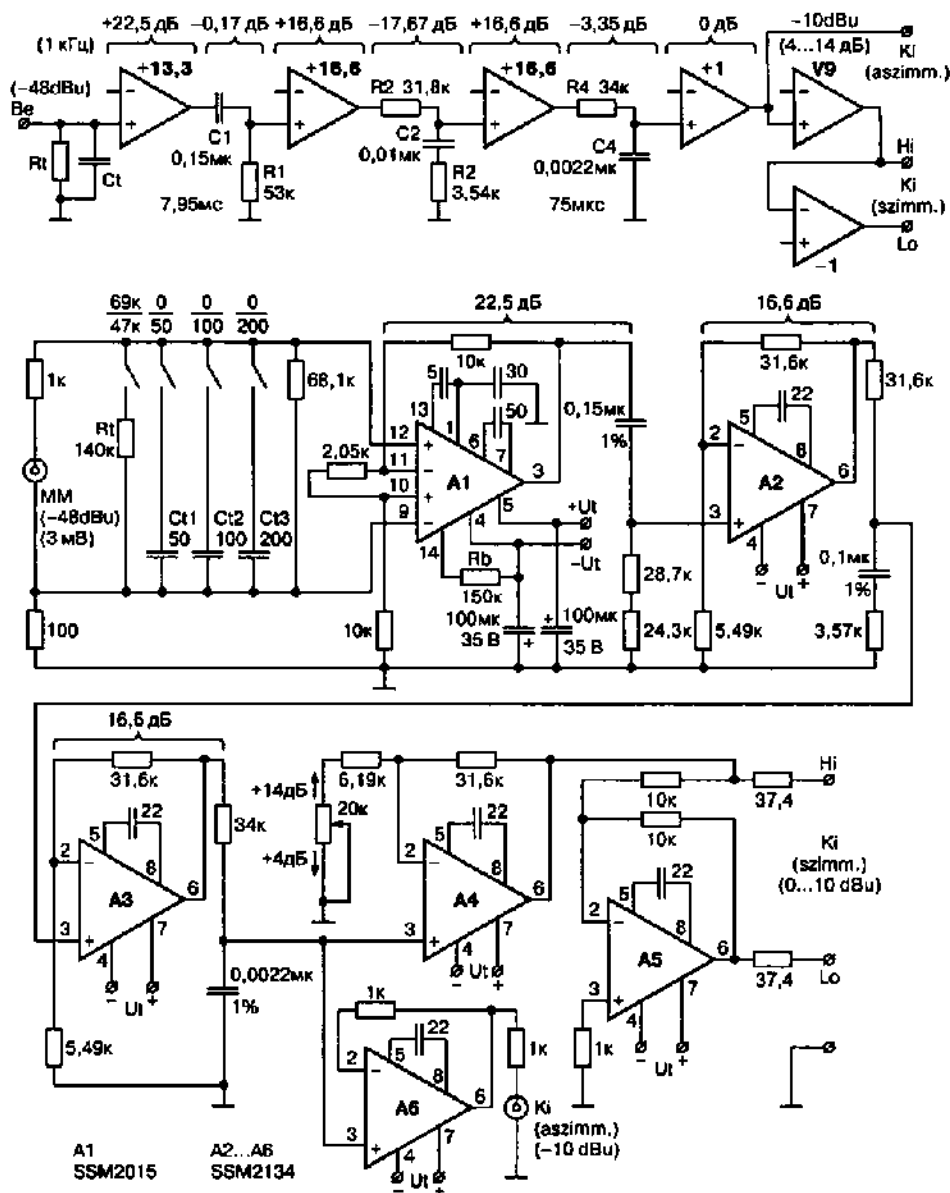


Рис. 3.4. Первый вариант схемы профессионального RIAA-винилкорректора

Остальные каскады построены на ОУ SSM2134. Каскады на А2 и А3 обеспечивают линейное усиление на 16,6 дБ каждый, а также коррекцию АЧХ пассивными RC-цепочками в соответствии с требованиями стандарта RIAA ( $75 \text{ мкс} = R4C4$  на блок схеме,  $318 \text{ мкс} = R2C2$ ,  $3180 \text{ мкс} = C2R2R3/(R2+R3)$ ).

Дополнительную коррекцию на инфранизких частотах (полезна при проигрывании коробленных грампластинок) в соответствии с дополнением RIAA/IEC (RIAA-78) обеспечивает цепочка на выходе первого каскада А1 ( $7950 \text{ мкс} = C1R1$  на блок-схеме).

Предусилитель имеет два выхода — несимметричный Кi (А6) с номинальным уровнем  $-10 \text{ dBu}$  (245 мВ) и принятый в профессиональной и High-End аппаратуре симметричный HI/LO (А5), выходной уровень которого можно регулировать потенциометром  $20 \text{ кОм}$  (в цепи ООС каскада А4) в пределах от 0 до  $+10 \text{ dBu}$  (от 0,775 до 2,45 В).

Переключателями во входной цепи можно изменять как входное сопротивление ( $69/47 \text{ кОм}$ ), так и входную емкость (от 0 до  $350 \text{ пФ}$  с шагом  $50 \text{ пФ}$ ), что необходимо для оптимального согласования с конкретной головкой и соединительным кабелем.

Второй вариант (рис. 3.5) может работать как с головками с подвижным магнитом (входной каскад в нижнем левом углу схемы,  $K_v=28 \text{ дБ}$ ), так и с подвижной катушкой (МС-типе, входной каскад в верхнем левом углу,  $K_v=44 \text{ дБ}$ ).

Коррекцию АЧХ выполняет второй каскад (А2). Корректирующие цепочки на этот раз не пассивные, а включены в ООС ОУ А2. Точность такой «активной» коррекции не отличается от «пассивной», поскольку применено инвертирующее включение ОУ.

Постоянные времени коррекции  $3180 \text{ мкс} = R3C3$ ,  $318 \text{ мкс} = R2C3$ ,  $75 \text{ мкс} = C2R2R2/(R2 + R1)$ . Переключателем можно как включить, так и отключить дополнительную коррекцию RIAA/IEC ↔ RIAA.

В табл. 3.1 приведены стандартные значения АЧХ для обоих стандартов, которые в звуковом диапазоне практически совпадают, а основные отличия проявляют на содержащих инфразвуковые помехи частотах. Выходные каскады второго варианта такие же, как и первого.

Параметры винилкорректоров: чувствительность  $0,5 \text{ мВ}$  (МС-типе) /  $3 \text{ мВ}$  (ММ-типе), входное сопротивление  $100 \text{ Ом}$  (МС) /  $47 \text{ кОм}$  (ММ), выходное сопротивление  $1 \text{ кОм}$  (несимметричный выход), перегрузочная способность  $+24 \text{ дБ}$ , отклонение АЧХ от стандартной не более  $0,25 \text{ дБ}$  (RIAA, 20—20000 Гц) и не более  $1 \text{ дБ}$  (RIAA/IEC, 2 — 20000 Гц), сигнал/шум при КЗ входа  $> 90 \text{ дБ}$ , коэффициент гармоник (20—20000 Гц,  $U_{\text{вых}} = 2 \text{ В}$ )  $< 0,01\%$ , интермодуляционные искажения (SMPTE 60 Гц/4 кГц 4:1)  $< 0,02\%$  [48].



Таблица 3.1 (продолжение)

F [Hz]	RIAA/IEC [dB]	RIAA [dB]	F [Hz]	RIAA/IEC [dB]	RIAA [dB]
20,0	+16,3	+19,3	630	+0,8	+0,8
25,0	+16,8	+19,0	1000	0,0	0,0
31,5	+17,0	+18,5	1250	-0,8	-0,8
40,0	+16,8	+17,8	1600	-1,6	-1,6
50,0	+16,3	+16,9	2000	-2,6	-2,6
63,0	+15,4	+15,8	2500	-3,7	-3,7
80,0	+14,2	+14,5	3150	-5,0	-5,0
100	+12,9	+13,1	4000	-6,6	-6,6
125	+11,5	+11,6	5000	-8,2	-8,2
160	+9,7	+9,8	6300	-10,0	-10,0
200	+8,2	+8,2	8000	-11,9	-11,9
250	+6,7	+6,7	10000	-13,7	-13,7
315	+5,2	+5,2	12500	-15,6	-15,6
400	+3,8	+3,8	16000	-17,7	-17,7
500	+2,6	+2,6	20000	-19,6	-19,6

### Высококачественный винил-корректор Джеффа Маколэ

Как правило, недорогие («бюджетные») винил-корректоры (предусилители-корректоры) для головок звукоснимателя с подвижным магнитом выполняют на одном ОУ в неинвертирующем включении с одной петлей частотнозависимой корректирующей ООС.

Такое решение на частоте, скажем, 20 Гц требует довольно большого (порядка 60 дБ) усиления, что не позволяет использовать в полной мере преимущества ООС и приводит к возрастанию нелинейных искажений. Кроме того, возникают неточности и в формируемой АЧХ.

В высококачественном винил-корректоре Джеффа Маколэ (рис. 3.6) усиление распределено на три каскада, причем АЧХ формируется каскадами с инвертирующим включением, АЧХ которых точно задается соотношением полных сопротивлений цепочек, образующих ООС (в отличие от неинвертирующего включения, в котором к этому соотношению добавляется 1).

При использовании ОУ типа TL074 или OP275 такое схемотехническое решение привело к снижению искажений на 23 дБ [16].

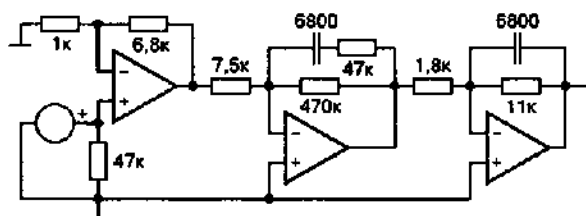


Рис. 3.6. Принципиальная схема винил-корректора Джеффа Маколэ

### Сверхмалошумящий согласующий предусилитель для МС головки звукоснимателя

Головки звукоснимателя с подвижным магнитом (ММ — moving magnet) обладают:

- ♦ высокой чувствительностью (3,5—5 мВ);
- ♦ повышенной индуктивностью (что требует от предусилителя высокого входного сопротивления, обычно 47 кОм);
- ♦ большой массой подвижной системы (совместно с упругостью материала грампластинки возникают нежелательные резонансы).

В High-End аппаратуре чаще применяют головки с подвижной катушкой (МС — moving coil), имеющей малую массу и индуктивность, но и на порядок меньшую чувствительность. Такие головки иногда подключают к обычному ММ винил-корректору через повышающие трансформаторы.

Создают значительные преграды для реализации качественного звучания:

- ♦ относительная узкополосность головок;
- ♦ необходимость тщательного экранирования от внешних магнитных полей;
- ♦ нелинейность петли гистерезиса на начальном малосигнальном участке.

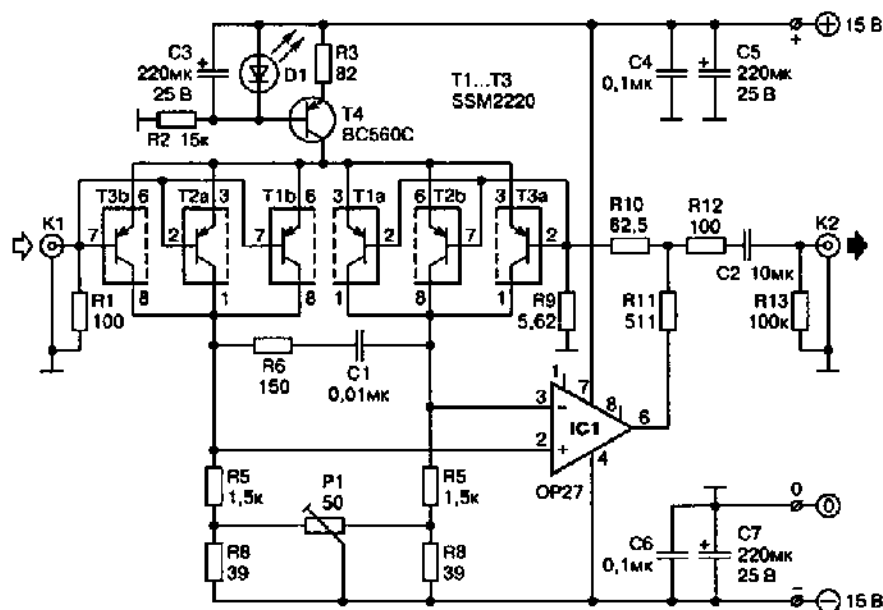


Рис. 3.7. Принципиальная схема сверхмалошумящего согласующего предусилителя для МС головки звукоснимателя

Г. Бук предложил схему дополнительного линейного сверхмалощумящего согласующего предусилителя, позволяющего обойти эти ограничения (рис. 3.7).

Входной дифкаскад выполнен на трех парах малощумящих кремниевых р-п-р транзисторов SSM2220 (эквивалент MAT03) Т1—Т3. Питание этих транзисторов от генератора стабильного тока на красном светодиоде D1 и транзисторе Т4 оптимизировано для работы с низкоомным источником сигнала — рабочий ток коллекторов каждого транзистора составляет 2 мА.

Дифкаскад нагружен на дифусилитель на интегральном ОУ IC1. Причем для компенсации коррелированных шумов генератора тока Т4 введен триммер Р1. Для минимизации дополнительных шумов цепи ООС R9—R11 ее приведенное к базе Т3а сопротивление должно быть значительно меньше, чем эквивалентное шумовое сопротивление источника (100 Ом для МС-головки).

С другой стороны, уменьшение сопротивления R9—R11 может привести к перегрузке выхода ОУ IC1. Указанные на схеме (рис. 3.7) номиналы в сумме дают около 600 Ом. Учитывая небольшое выходное напряжение (единицы милливольт) это не приводит к перегрузке ОУ.

А эквивалентное сопротивление в цепи базы Т3а меньше 6 Ом обеспечивает беспрецедентно низкую спектральную плотность приведенных к входу шумов предусилителя. Коэффициент усиления устройства составляет 24 дБ, уровень собственных шумов в полосе 22 кГц:

- -74 дБ невзвешенный;
- -76,2 дБА взвешенный по МЭК-А, относительно входного напряжения 0,5 мВ/ 25 Ом.

Входное сопротивление 100 Ом (R1) — стандартное для МС-головок. Разделительный конденсатор С2 — неэлектролитический, хотя автор рекомендует металлопленочный МКТ Siemens [52].

### Ламповый винил-корректор с непосредственной связью между каскадами

Еще одну ламповую схему с непосредственной связью между каскадами, на этот раз винил-корректора (УК для магнитного звукоснимателя ЭПУ грамзаписи), разработал А. Бокарев (рис. 3.8).

Автор считает 6С4П-ДР гораздо более пригодной для входного каскада, чем «малощумящей» 6Ж32П/ЕF86 из-за сильнейшего микрофонного эффекта последней. Неплохо себя проявляет во входном каскаде (и не требует изменений схемы) и совершенно свободная от микрофонного эффекта 6Н1П-ЕВ-ОС, а также 6Н23П-ЕВ.

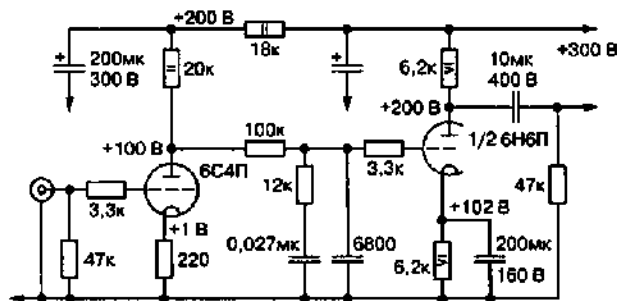


Рис. 3.8. Схема лампового винил-корректора с непосредственной связью между каскадами

RLAA-коррекция АЧХ чисто пассивная, осуществляется цепочкой  $100\text{ кОм} - 12\text{ кОм} - 27\text{ нФ} - 6800\text{ пФ}$  между первым и вторым каскадами.

Коэффициент усиления на частоте  $1\text{ кГц}$  равен 280, для его повышения в 3 раза можно применить во втором каскаде более дефицитную 6С15П.

В блоке питания (рис. 3.9) применен без переделок трансформатор ТС-180-2 от старого черно-белого ТВ (это, вообще говоря, хороший источник деталей для конструирования ламповых УНЧ), дроссель ДР-5-0,08 от УЛПЦТ.

Хитрое включение в выпрямителе анодного напряжения кенотрона вместе с полупроводниковыми диодами объясняется необходимостью обязательной задержки появления анодного напряжения на время прогрева катодов [31].

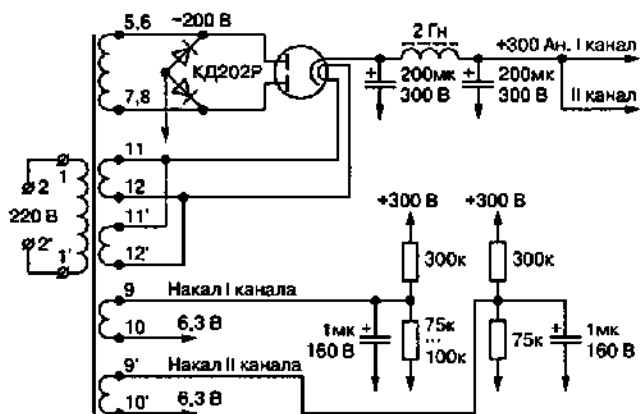


Рис. 3.9. Принципиальная схема блока питания



## Простой транзисторный усилитель-корректор Creek Audio Limited OBH-8 для магнитной головки звукоснимателя

Традиционный в последнее время подход к конструированию различных блоков звуковой аппаратуры на основании операционных усилителей (ОУ) имеет свои достоинства и недостатки.

Достоинства — относительная простота построения схем и предсказуемость поведения. Недостатки — обязательное использование общей отрицательной обратной связи и возникающая при этом необходимость частотной коррекции, уменьшающей усиление с повышением частоты.

Кроме этого, ОУ с хорошими звуковыми параметрами — низкими шумами и искажениями — стоят недешево, порой до \$10—15. В то же время ОУ оптимизирован для применения «вообще», и в некоторых частных случаях простая транзисторная схема может заменить несколько операционных усилителей и при этом не только не ухудшить, но даже улучшить качество звучания.

Показанная на рис. 3.10 весьма простая схема усилителя-корректора OBH-8 (версия 1996 года) нашей компании Creek Audio Limited неплохо это иллюстрирует. Используя всего пять транзисторов на канал, эта схема дает хорошие результаты как при измерениях, так и по качеству звука.

Принцип работы схемы (рис. 3.10). Нетрудно заметить, что она содержит всего один транзистор, усиливающий напряжение — Q1. Транзисторы Q2—Q3 образуют составной повторитель, работающий как динамическая нагрузка для Q1.

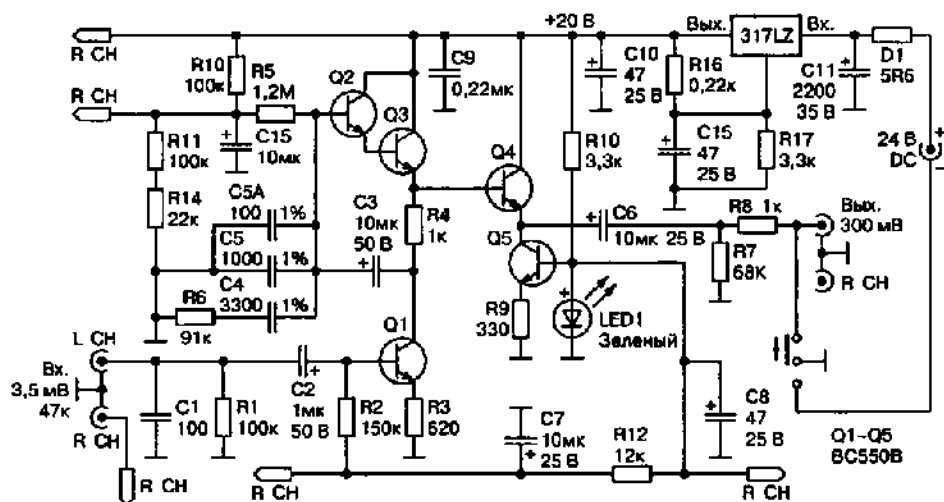


Рис. 3.10. Принципиальная схема простого транзисторного усилителя-корректора Creek Audio Limited OBH-8

Q4 — выходной повторитель с нагрузкой в виде источника тока на Q5. И вся схема! Пассивные цепи коррекции C4, C5+C5A, R5 и R6 включены параллельно динамической нагрузке. Q1 работает как весьма линейный генератор тока благодаря местной обратной связи, создаваемой резистором R3.

Нелинейные искажения этого транзистора частично компенсируются искажениями динамической нагрузки. В результате коэффициент гармоник на 1 кГц не превышает 0,1% даже при максимальном выходном напряжении (примерно 5 В RMS). А при более реалистичном уровне порядка 300—500 мВ коэффициент гармоник, измеренный анализатором спектра, равен примерно 0,005—0,007%, что меньше уровня шумов.

Кстати, при повторении этой схемы можно увеличить напряжение питания с 20 до 40—45 В, соответственно изменив схему стабилизатора и применив R13 с повышенной до 1 Вт мощностью рассеивания. Это позволит увеличить максимальное выходное напряжение вдвое, повысив перегрузочную способность усилителя.

Большое значение для качества звучания этой схемы имеет точность элементов цепей коррекции и качество источника питания. При использовании резисторов и конденсаторов с 1% точностью отклонение АЧХ от идеальной RIAA кривой составляет менее 0,3 дБ в диапазоне частот от 100 Гц до 20 кГц.



#### Примечание.

*С технической точки зрения эта схема имеет немало недостатков, но при ее поразительной простоте это, пожалуй, прощительно, да и эти недостатки мало сказываются на качестве звучания.*

Для желающих улучшить эту схему: рекомендуется попробовать использовать на входе буфер-повторитель на N-канальном полевом транзисторе. Это усложнит схему, но позволит уменьшить искажения, связанные с некоторой (небольшой) зависимостью входного сопротивления этой схемы от частоты.

Несколько слов о примененных транзисторах. Самые подходящие транзисторы — это указанные на схеме BC550B или BC550C. Q4 и Q5 могут быть проще, например, BC546. Специального подбора транзисторов указанных марок не требуется. При применении других транзисторов нужно выбирать малошумящие n-p-n с большим выходным сопротивлением коллектора и усилением по току выше 150—200 [47].

### Микрофонный предусилитель с балансным входом

Микрофонный предусилитель (рис. 3.11) Дьюлы Сипоша имеет обязательный для профессиональной аппаратуры симметричный (балансный) вход, снижающий фон и помехи в сотни раз.

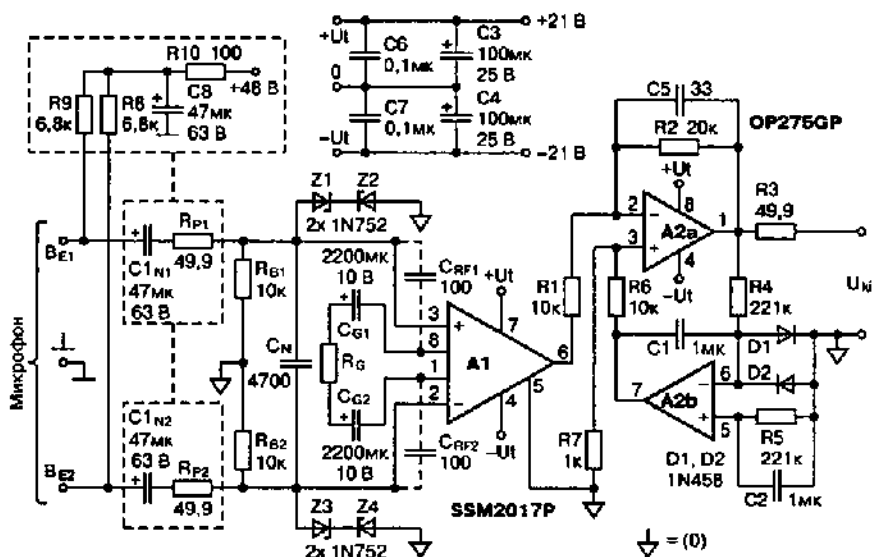


Рис. 3.11. Принципиальная схема микрофонного предусилителя

Входной каскад на специализированной ИМС SSM2017 обеспечивает возможность установки любого коэффициента усиления от 2 до 2000 и имеет низкий собственный уровень шумов. Обведенные на схеме штриховой линией элементы ( $R_8$ — $R_{10}$ ,  $C_8$ ,  $C_{in1}$ ,  $C_{in2}$ ,  $R_{p1}$ ,  $R_{p2}$ ) обеспечивают фантомное питание электретных микрофонов.



#### Примечание.

Для динамических микрофонов эти элементы из схемы надо исключить.

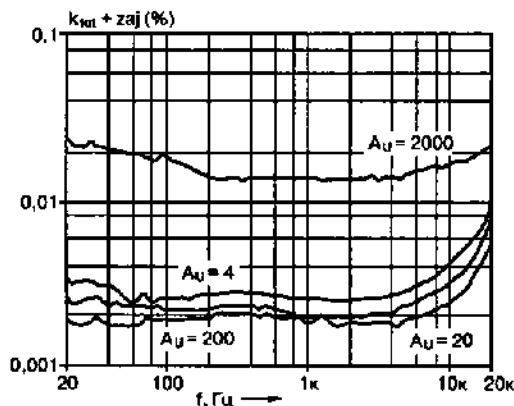


Рис. 3.12. Зависимость коэффициента гармоник от частоты при разных коэффициентах усиления

Входное сопротивление 20 кОм ( $R_{B1} + R_{B2}$ ), а выходное 50 Ом ( $R_3$ ) обеспечивает ОУ  $A_{2a}$ , нуль, на выходе которого поддерживает интегратор на ОУ  $A_{2b}$ .

Зависимость коэффициента гармоник от частоты при разных коэффициентах усиления изображена на рис. 3.12 [37].

Трансформаторный вариант предусилителя этого же автора (рис. 3.13) выполнен на ОУ и имеет на входе повы-

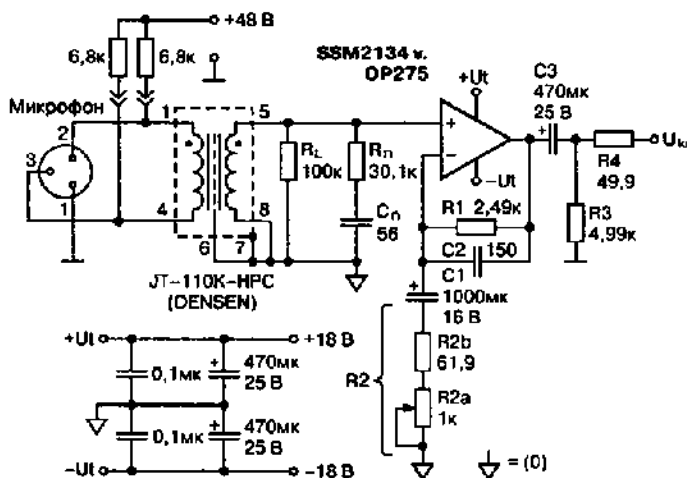


Рис. 3.13. Принципиальная схема трансформаторного варианта микрофонного предусилителя

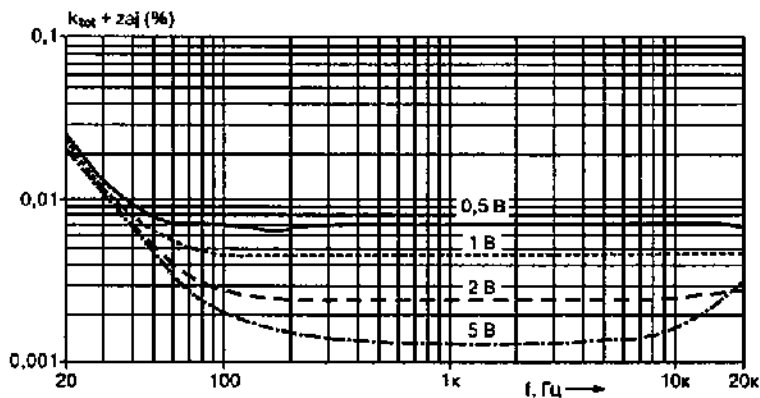


Рис. 3.14. АЧХ коэффициента гармоник на начальном участке кривой намагничивания

шающий (1:8, 150 Ом: 10 кОм) трансформатор. Коэффициент усиления в пределах 28—50 дБ регулируется резистором R2a.

В связи с нелинейностью петли гистерезиса на начальном участке кривой намагничивания коэффициент гармоник в этом случае несколько выше (рис. 3.14), причем возрастает при уменьшении уровня [37].

### Ламповый винил-корректор с пассивной RIAA-коррекцией

Еще одну низковольтную ламповую High-End схему с питанием от двух аккумуляторов по 12 В предложил Стефано Перуджини. Это винил-корректор с пассивной RIAA-коррекцией (рис. 3.15), разбросанной по

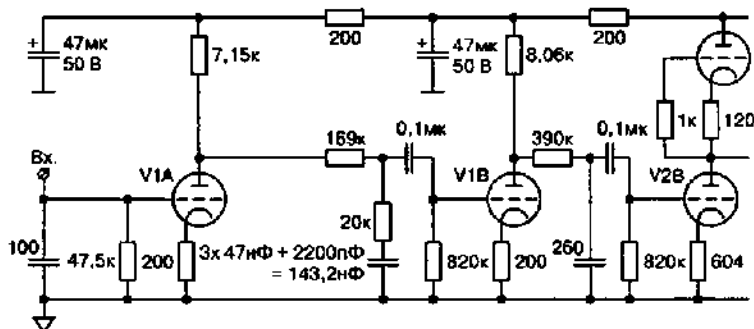


Рис. 3.15. Принципиальная схема лампового винил-корректора с пассивной RIAA-коррекцией

разным каскадам: постоянные времени 3180 и 318 мкс сформированы в нагрузке первого каскада (169 кОм / 20 кОм / 47 нФ × 3 + 2,2 нФ), а 75 мкс — второго (390 кОм / 260 пФ).

При проектировании схемы для оптимизации режимов была применена программа анализа электронных схем PSpice, благодаря чему при очень низком анодном напряжении удалось получить высокую перегрузочную способность 22 дБ при коэффициенте гармоник 1% на нагрузке 40 кОм. Ближайший отечественный аналог двойных триодов V1 и V2 типа E188CC-SQ/7308 — 6Н23П-ЕВ [32].

### Серия прецизионных винил-корректоров

Серию прецизионных винил-корректоров (ВК) для головок звукоснимателя с подвижным магнитом (ММ) ЭПУ предложил Сипош Дьюла. На рис. 3.16 и рис. 3.17 приведены схемы ВК с «активной» коррекцией АЧХ по стандарту RIAA цепями общей частотнозависимой ООС R1 —

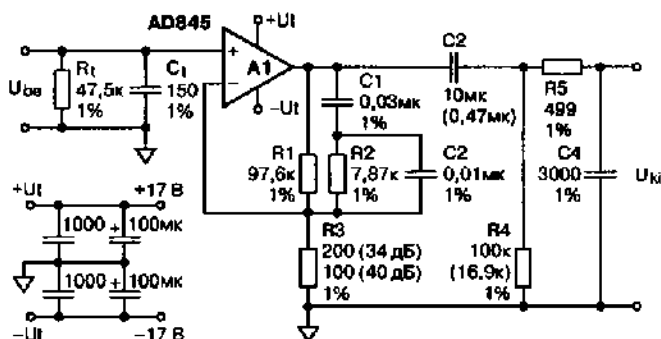


Рис. 3.16. Вариант №1 схемы винил-корректора с «активной» коррекцией АЧХ по стандарту RIAA цепями общей частотнозависимой ООС

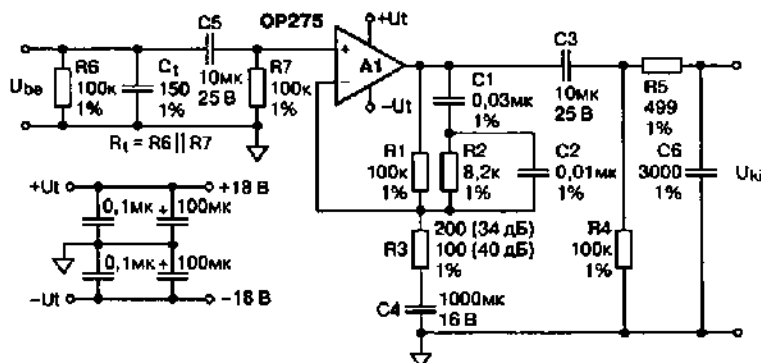


Рис. 3.17. Вариант №2 схем винил-корректора с «активной» коррекцией АЧХ по стандарту RIAA цепями общей частотозависимой ООС

R3C1C2. Усилительные функции в первой схеме выполняет «полевой» ОУ, во втором — «биполярный».



#### Примечание.

Ввиду малости входных токов ОУ с полевыми транзисторами на входе, в первой схеме удастся избежать применения «лишних» разделительных электролитических конденсаторов.

Обе схемы обеспечивают отклонение АЧХ коррекции от стандартной не более чем на  $\pm 0,2$  дБ, коэффициент гармоник не более 0,01% и коэффициент усиления на частоте 1 кГц 34 дБ.

Из-за того, что при неограниченном увеличении глубины общей ООС, охватывающей ОУ в схеме неинвертирующего усилителя, коэффициент усиления стремится не к 0, а к 1, в ВК с активной коррекцией возникает методологическая погрешность АЧХ коррекции.

Теоретически абсолютно точную коррекцию могут обеспечить ВК с «пассивной» коррекцией, в которой АЧХ задается пассивными частотно-зависимыми делителями, не входящими в цепи ООС.

Пример такого ВК изображен на рис. 3.18. Здесь каскад на ОУ А1 — усилитель с линейной АЧХ ( $K_u = 1 + R4/R3$ ), обеспечивающий низкий уровень шумов и согласование по сопротивлениям, а RIAA-коррекцию формирует цепь R1R2C1C2.

Согласование с нагрузкой и компенсацию общего ослабления сигнала в пассивном делителе выполняет второй масштабный усилитель на ОУ А2, выходной разделительный конденсатор в котором может быть заменен активной схемой поддержания на выходе «нуля» по постоянному току (интегратор на ОУ А3, обведен штриховой линией).

При таком же 1%-ном отклонении номиналов отклонение АЧХ от стандартной здесь не превышает  $\pm 0,02\%$ , а коэффициент усиления на частоте 1 кГц равен 40 дБ.

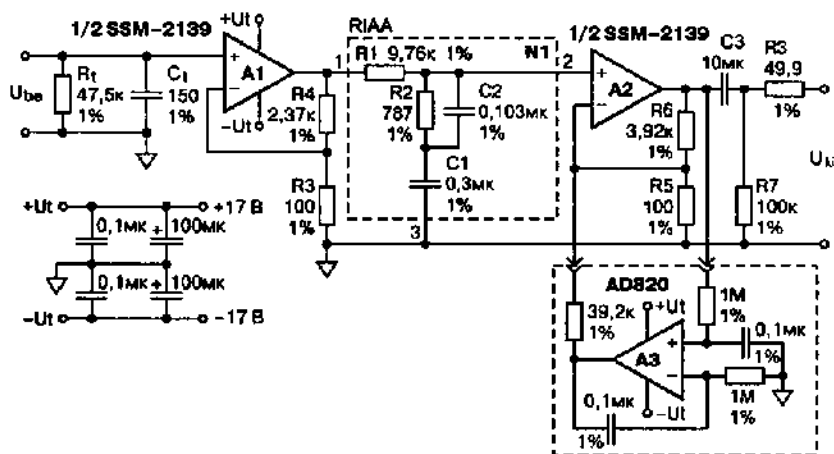


Рис. 3.18. Схема винил-корректора с «пассивной» коррекцией, в которой АЧХ задается пассивными частотнозависимыми делителями, не входящими в цепи ООС

В наиболее совершенной схеме (рис. 3.19) первый каскад выполнен на т. н. «инструментальном усилителе» А1, имеющем линейную АЧХ и симметричный (балансный) вход. Последний факт позволяет эффективно (в десятки раз) подавлять сетевой фон и помехи, новодимые на провода, идущие от головки звукоснимателя, даже без их экранирования (экранированные провода имеют большую собственную емкость и могут значительно исказить АЧХ на ВЧ).

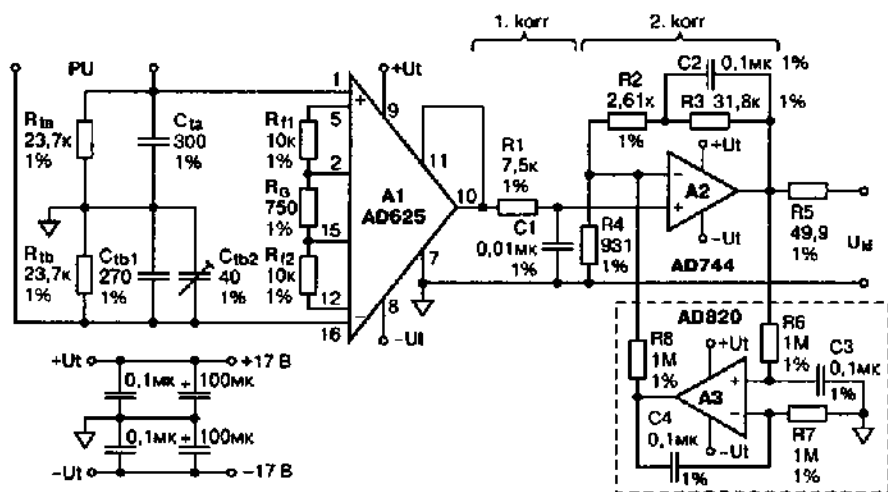


Рис. 3.19. Наиболее совершенная схема, в которой первый каскад выполнен на «инструментальном усилителе»

АЧХ коррекции в этом устройстве формируется «гибридно»:

- ВЧ (75 мкс) постоянная времени — пассивной цепочкой R1C1, а СЧ (318 мкс);
- НЧ (3180 мкс) постоянные времени — активной ООС R2 — R4C2.

Благодаря этому высокая точность пассивной коррекции (отклонение от стандартной АЧХ  $\pm 0,02$  дБ) здесь сочетается с хорошей перегрузочной способностью (коэффициент гармоник устройства порядка 0,001%) во всем звуковом диапазоне, характерной для активной коррекции.

Активная схема поддержания «нуля» на выходе (интегратор на ОУ А3) позволяет полностью избавиться от «электролитов» на пути звукового сигнала, способных значительно ухудшить звучание.

Для ЭПУ, оборудованных головками звукоснимателя с подвижной катушкой (они имеют лучшие частотные характеристики, но развивают на порядок меньшее напряжение), автор предлагает дополнительный линейный предусилитель (рис. 3.20) на сверхмалошумящем ОУ, выход которого соединяется с входом обычного ВК [55].

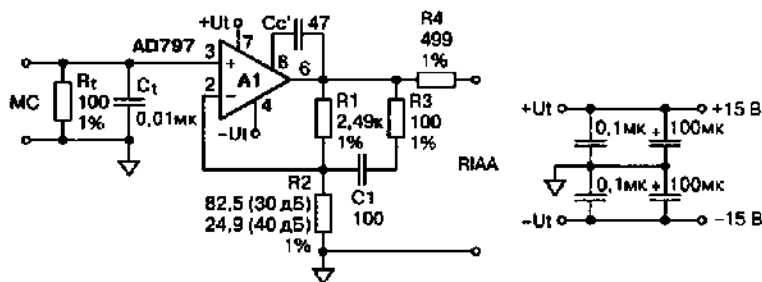


Рис. 3.20. Схема дополнительного линейного предусилителя на сверхмалошумящем ОУ

### Аудиосигнальная часть профессионального сценического радиомикрофона

В настоящее время неизменным и очень удобным атрибутом профессиональной сценической аппаратуры являются радиомикрофоны. Подобные радиосистемы достаточно дороги, и попытки их самостоятельного изготовления единичные, да и те не особо удачны.

Причина этого в том, что хорошая профессиональная радиосистема обладает настолько высокими параметрами, что реализовать их «на коленке» весьма сложно. За основу разработки взята схема радиомикрофона SH-1 и приемника SR-1 японской фирмы SAMSON. При переработке схемы были устранены ошибки, допущенные фирмой-изготовителем при разработке этой модели.





### Примечание.

В данном разделе будет описан только аудиосигнальный тракт, высокочастотная часть может быть произвольной.

Важным требованием к сценической радиосистеме является:

- большой динамический диапазон;
- очень большой запас по перегрузке.

Обычный радиотракт может обеспечить динамический диапазон около 35—50 дБ, что весьма мало в случае сценической радиосистемы. Поэтому все подобные устройства включают в свой состав компандерные шумоподавители, например, dbx или подобные.

Не является исключением и данная схема. При мощности передатчика 10—20 мВт, чувствительности приемника 1 мкВ и расстоянии 20 м подобный аудиотракт позволяет получить отношение сигнал/шум около 82—89 дБ при динамическом диапазоне более 100 дБ.

Обратимся к схеме. На рис. 3.21 изображена схема аудиочасти радиопередатчика. Схема рассчитана на работу с динамической или электретной микрофонной головкой. На малошумящих операционных усилителях IC1a и IC1b собран микрофонный усилитель.

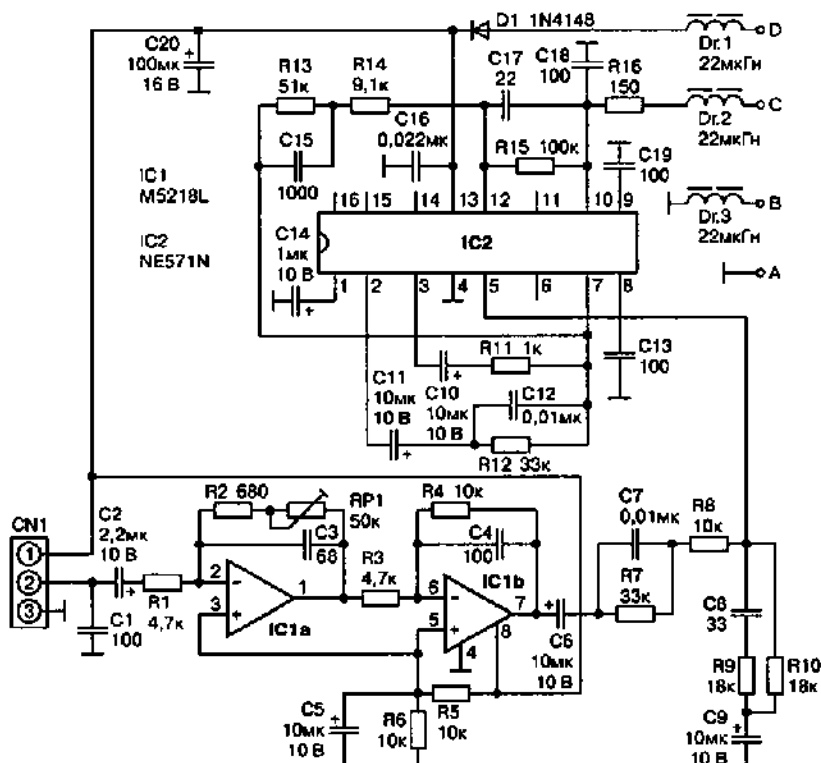


Рис. 3.21. Принципиальная схема аудиочасти радиопередатчика

Усиление первого каскада регулируется более чем в 70 раз, чтобы подстроить чувствительность микрофона под условия использования: тихий голос, громкий вокал, медные духовые и т. д. Для этого подстроечный резистор  $RP1$  выведен под шлиц отвертки.

Резисторы  $R5$ ,  $R6$  и конденсатор  $C5$  формируют среднюю точку для работы операционных усилителей от однополярного источника. Конденсатор  $C6$  выполняет функции разделительного. Для дополнительного улучшения динамического диапазона использован эмпазис.

В данной схеме использованы две цепи преэмпазиса:

- $R7R8C7$  до компрессора;
- $R13R14C15$  после компрессора.

Цепь  $R9R10C8$  вносит небольшую фазовую коррекцию на верхнем участке диапазона, а конденсатор  $C9$  развязывает сигнальную цепь по постоянному току.

На микросхеме  $IC2$  собран компрессор. Цепь  $R12C12$  формирует частотную характеристику взвешивания компрессора, обеспечивая разную компрессию для сигналов разных частот, а конденсатор  $C14$  определяет скорость срабатывания и отпускания компрессора.

Использованная в данном устройстве микросхема компрессора, строго говоря, разрабатывалась для систем связи, но ее характеристики оказались настолько высокими, что позволили фирме SAMSON применить ее в подобном устройстве, и весьма успешно.

Конденсаторы  $C17$  и  $C18$  предохраняют модулятор от попадания частот ультразвукового диапазона. Через развязывающий дроссель  $Dr.2$  сигнал поступает на частотный модулятор передатчика (точка  $C$ ).

Питание и общий провод аудиочасти также развязаны от радиочастотной схемы дросселями  $Dr.1$  и  $Dr.3$ , соответственно. Питание подается в точку  $D$ , а общий провод — точка  $B$ . Четвертым соединением частей схемы является точка  $A$ . Сюда вместо антенны подается сигнал с выхода передатчика. Таким образом, общий провод аудиочасти играет роль излучающей антенны. Конденсаторы  $C16$  и  $C20$  являются блокирующими по питанию.

Теперь обратимся к схеме приемника, она изображена на рис. 3.22. Сигнал с частотного детектора (точка  $F$ ) радиоприемной части через разделительный конденсатор  $C1$  поступает на усилитель  $IC1a$ , в обратную связь которого включена первая цепь деэмпазиса  $R3R4C4$ . После этого сигнал поступает на ФНЧ  $R7C5$ , срезающий высокочастотные составляющие, которые могут повлиять на работу экспандера.

Далее сигнал проходит цепь мьютирования  $C6R8RL-1$  и через истоковый повторитель на транзисторе  $Q1$  подается на каскад экспандирования на микросхеме  $IC2$ . Цепь  $R10C9$  определяет, как и в передатчике, частотную зависимость характеристики экспандирования,  $C10$  определяет

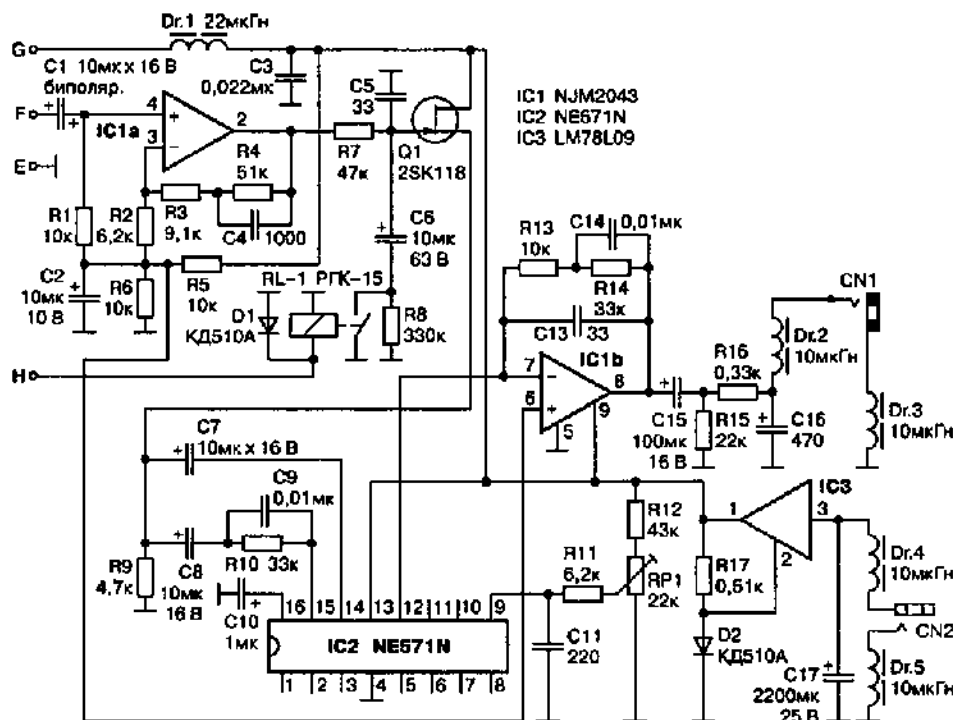


Рис. 3.22. Принципиальная схема приемника

время реакции и релаксации, а элементы C11R11R12RP1 представляют собой цепь регулировки компенсации искажений.

После восстановления исходного динамического диапазона в экспан-дере, сигнал проходит вторую цепь деэмпфазиса R13R14C14 и через конденсатор C15, срезающий постоянную составляющую, и ФНЧ R16C16, а также развязывающие дроссели Dr.2 и Dr.3 поступает на выходное гнездо приемника.

Цепь R5R6C2 формирует искусственную среднюю точку для работы операционных усилителей от однополярного питания. Конденсаторы C3 и C12 — блокирующие по питанию. Стабилизатор питания на микросхеме IC3 вырабатывает напряжение питания +9,5 В для всего устройства. Через дроссель Dr.1 и точку G питание подается на радиоприемную часть.

К точке Н подключается выход порогового шумоподавителя приемника (SQUELCH). Когда радиосигнал передатчика отсутствует или очень мал, пороговый шумоподавитель посредством реле RL-1 устраняет прохождение шумов ЧМ-детектора на выход устройства.

Теперь остановимся на возможных заменах элементов. Найти малошумящие операционные усилители с низким напряжением питания M5218L

и NJM2043 может оказаться затруднительным. В передатчике можно применить импортные микросхемы LA3160, BA328, M5152L, M51521L, M51522L. Кроме того, можно применить отечественные K157УД2, K157УД3, KP1434УД1 с соответствующими цепями коррекции.

В приемнике возможно применение микросхем LM358, LM324, K157УД2, K157УД3, KP1434УД1. Микросхемы NE571N могут быть заменены на NE571D, SE571N, SE571D, SA571. Полевой транзистор 2SK118 можно заменить на 2SK117. Если вы не сможете приобрести этот транзистор, можно выпаять его из импортного электретного микрофона, например CZN-15E, купить которые сейчас не составляет проблем.

Вывод, соединенный с мембраной микрофона — затвор, с корпусом — исток, отдельный выход — сток. Диод 1N4148 в передатчике заменяется на КД521, КД522, КД510.

Аудиотракт передатчика в настройке не нуждается. Настройка приемного аудиотракта заключается в компенсации искажений экспандера подстроечным резистором RP1. Лучше всего это делать по измерителю нелинейных искажений, подав на вход аудиотракта сигнал 1 кГц с генератора НЧ такой амплитуды, чтобы получить на выходе аудиотракта амплитуду около 75 мВ. Если у вас нет измерителя нелинейных искажений, можно просто ограничиться установкой на выводе 9 микросхемы IC2 напряжения +1,8 В. Схемы подключения динамических и конденсаторных микрофонных головок показаны на рис. 3.23.

**Характеристики аудиотракта.** При работе в составе радиосистемы SH-1/SR-1 данный аудиотракт обеспечивает следующие параметры. Полоса пропускания по аудио не уже 30—18000 Гц. Радиус действия: при отношении С/Ш не менее 88 дБА — до 30 м, а при отношении С/Ш не менее 58 дБА — до 90 м. Общий динамический диапазон до 102 дБА. Выходной уровень приемника — 77,5 мВ. Напряжение питания передатчика 9 В (Duracell 1604).

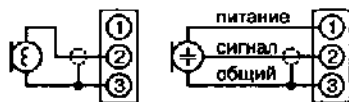


Рис. 3.23. Схемы подключения динамических и конденсаторных микрофонных головок

**Коротко о радиочасти.** Передатчик может быть собран на дискретных элементах или на микросхеме BA1404. Особое внимание следует уделить стабильности частоты передатчика. Тракт РЧ приемника можно выполнить на микросхемах AN7205, AN7213, BA4402, TA7358AP. Тракт ПЧ можно собрать на микросхеме LA1235 (как в оригинале) или AN7224. Необходимое условие — выход сигнала S-метра или порогового устройства SQUELCH для работы системы мьютирования (приглушения). Можно также весь радиоприемный тракт собрать на одной микросхеме K174XA34 [9].

## Бестрансформаторный предусилитель с балансным входом и выходом для студийного конденсаторного микрофона

Мик Тибор разработал схему бестрансформаторного предусилителя с балансным входом и выходом для студийного конденсаторного микрофона (рис. 3.24). Основное усиление выполняет специализированная ИМС IC1 (малозумящий дифференциальный усилитель со скоростью нарастания 17 В/мкс и спектральной плотностью напряжения шумов, приведенного к входу, 0,95 нВ/√Гц), коэффициент усиления этого каскада  $K_u = (10000[\text{Ом}]/P1 + 100[\text{Ом}]) + 1$  можно регулировать подстроечником P1. Вход защищен как от статического электричества или бросков напряжения (D1—D4), так и от радиочастотных наводок (C4).

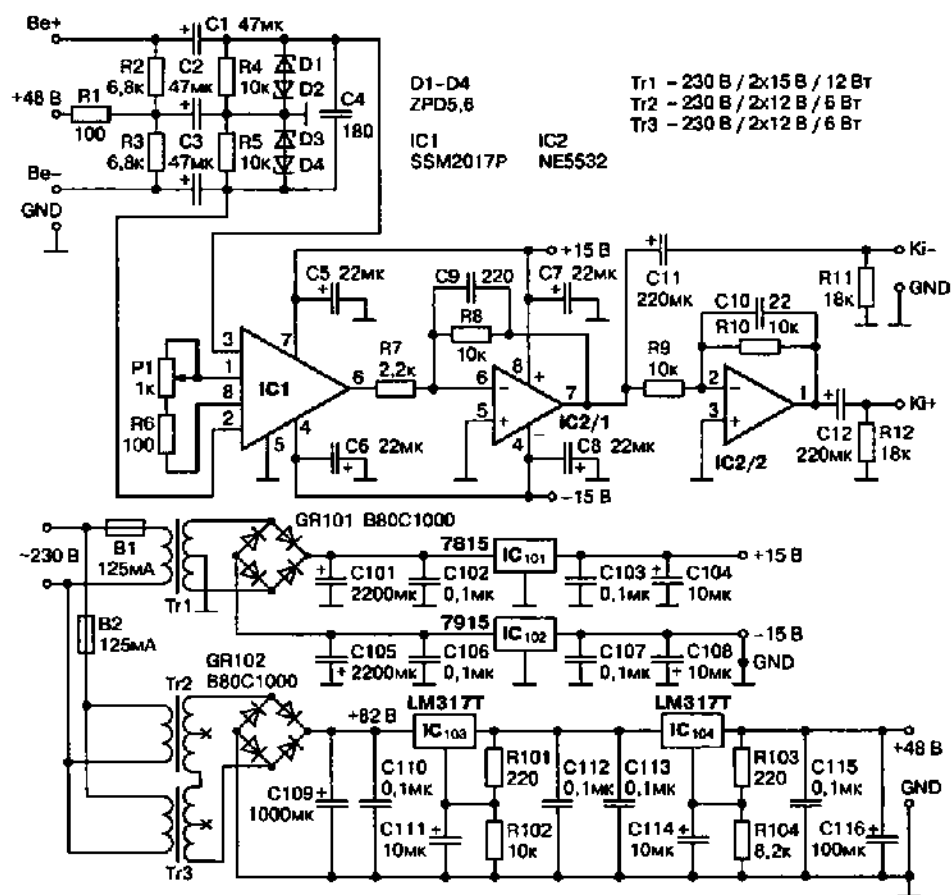


Рис. 3.24. Схема бестрансформаторного предусилителя с балансным входом и выходом

Второй и третий каскады на ОУ IC2/1 и IC2/2, соответственно, обеспечивают дополнительное усиление (в R8/R7 раз), развязку для стандартной 600-омной нагрузки и организацию противофазного (балансного) выхода без применения трансформатора.

Блок питания, кроме обеспечения стабилизированных двухполярных напряжений для IC1, IC2, формирует высокостабильное фантомное питание (+48 В) микрофона [10].

### Современные ламповые винил-корректоры

Предусилители-корректоры для магнитного звукоснимателя по способу формирования АЧХ можно разделить на три типа:

- с частотнозависимой ООС;
- с пассивной коррекцией;
- смешанные варианты, когда используются и частотнозависимая ООС, и пассивная коррекция.



#### Примечание.

*В транзисторных схемах с низковольтным питанием пассивная коррекция применяется редко из-за невозможности обеспечить достаточно перегрузочную способность на высоких частотах каскадов, стоящих до цели коррекции.*

В ламповых схемах при высоких анодных напряжениях (от 100 В и выше) требования к перегрузочной способности выполняются с большим запасом. Эксперименты автора (К. Боброва, Екатеринбург) показали, что ламповые схемы с пассивной коррекцией звучат предпочтительнее, чем с частотнозависимой ООС. Кроме того, схемы с глубокой (в случае предусилителя-корректора — до 40 дБ) частотнозависимой ООС часто недостаточно устойчивы.

Звучание ламповых каскадов усиления напряжения существенно определяют конденсаторы, шунтирующие сопротивление смещения в катоде для устранения обратной связи. Поэтому наиболее радикальным вариантом устранения их паразитных свойств является полное устранение этих конденсаторов.

Чтобы не сильно проиграть при этом в усилении, сопротивление смещения в цепи катода нужно выбирать по возможности меньше, выводя лампу на участок характеристики с большими токами.

Однако при неизменном сопротивлении анодной нагрузки в этом случае есть опасность снизить напряжение на аноде лампы и попасть на нелинейный участок характеристики. Поэтому напряжение питания следует выбирать достаточно большим — более 300 В.

**Совет.**

Для работы на цепь пассивной коррекции R8R9C5C7 (рис. 3.25) и на выходной кабель предпочтительнее использовать катодные повторители, что позволяет сделать цепь пассивной коррекции более низкоомной (а значит, менее чувствительной к наводкам).

Применение катодного повторителя на выходе позволяет также нагружать аппарат на низкоомные входы других устройств. Катодные повторители желательно строить по такой схеме, когда сопротивление утечки сетки (1 МОм) включено в точку соединения сопротивления смещения и сопротивления нагрузки катодного повторителя. При этом сопротивление нагрузки выбирается по величине не менее  $1/5$  от внутреннего сопротивления лампы. В данной схеме сопротивления нагрузки в катодных повторителях — 27 кОм.

Как показала практика, основной проблемой для предусилителя-корректора являются наводки и фон. Их устранение достигается:

- ♦ применением питания накала ламп постоянным током;
- ♦ применением двойных пермалловых экранов отдельно для блока питания и для самой схемы, соединенных только в одной точке.

Рассматриваемая схема (рис. 3.25) содержит четное число усилительных каскадов с общим катодом — два и поэтому является неинвертирующей.

Уровень шумов для подобных схем в литературе оценивается на уровне примерно в -70 дБ, уровень шумов грампластинки — на уровне -65 дБ. По мнению К. Боброва применение входного каскада по каскодной схеме не оправдывает заявленных преимуществ. При использовании обычного каскада с общим катодом звучание аппарата предпочтительнее.

Впрочем, если звучание каскада нравится больше, его логично применить и в каскаде, следующим за цепью пассивной коррекции.

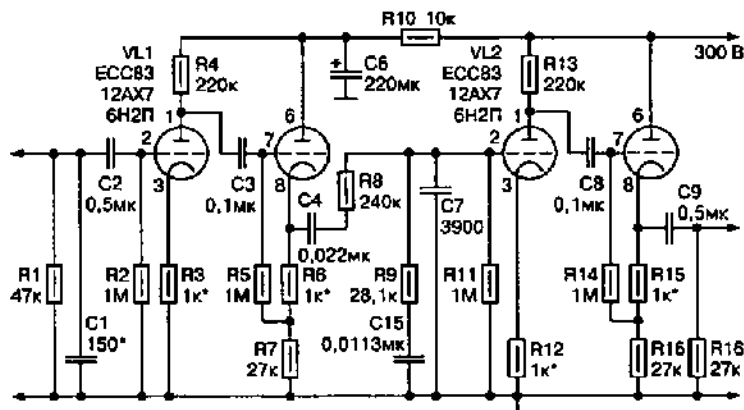


Рис. 3.25. Схема лампового винил-корректора

Сравнение звучания различных типов ламп (естественно, при подстройке режимов) выявило преимущество (для данного применения) ламп ECC83 (российский аналог — 6Н2П). На втором месте — ECC88 (6Н23П), на третьем — ECC82 (6Н1П).

Коэффициент усиления данного аппарата на частоте 1 кГц — около 130. Потребляемый ток — около 8 мА на оба канала (не считая цепей накала).

Схема блока питания использована классическая — конденсатор, дроссель, конденсатор. Для питания нитей накала ламп выгоднее использовать напряжение 12,6 В вместо 6,3 В (если лампы с накалом 6,3 В — соединить их нити накала последовательно).

В этом случае можно не применять стабилизатор для их питания, поскольку падение напряжения на выпрямительных диодах будет невелико.

Представляет интерес сравнение звучания аппарата с выпрямителями на кенотронах, германиевых диодах и кремниевых диодах. На основании результатов прослушивания можно выбрать наиболее предпочтительный вариант. Те же рекомендации справедливы и для всех остальных компонентов аппарата.

Аппаратура, использовавшаяся при настройке и прослушиваниях:

- ♦ проигрыватели Dual CS721, Dual CS741;
- ♦ магнитные головки Shure V15 Type III, Shure M95, Ortofon LM 20;
- ♦ предусилитель Audio Research LS7;
- ♦ усилитель мощности Audio Research VT60;
- ♦ акустика Acoustic Research 10, BIC Venturi Formula 6, JBL L50.



#### Примечание.

*Новая волна интереса аудиофилов к старым добрым виниловым грампластинкам активизировала и интерес к предусилителям-корректорам для звукоснимателей (за которыми сегодня закрепилось более удобоваримое название винил-корректоров).*

А какой же High-End без ламп! Приводим материалы, на основе которых К. Бобров разработал свою схему (рис. 3.26, винил-корректор и блок питания накальных цепей), а также два ламповых винил-корректора, разработанных признанным Гуру High-End г-ном Хирояши Кондо (Audio Note). Это модели M7 (рис. 3.27) и M10 (рис. 3.28), схемы которых любезно предоставлены редакции Майком Остом [56].



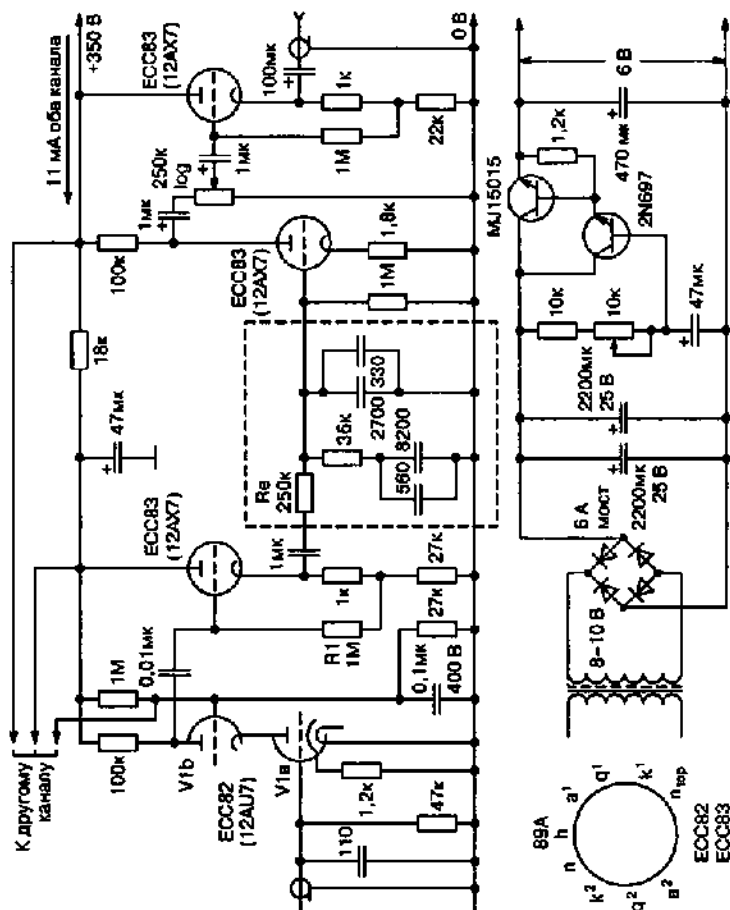


Рис. 3.26. Схема винил-корректора, разработанная К. Бобровым

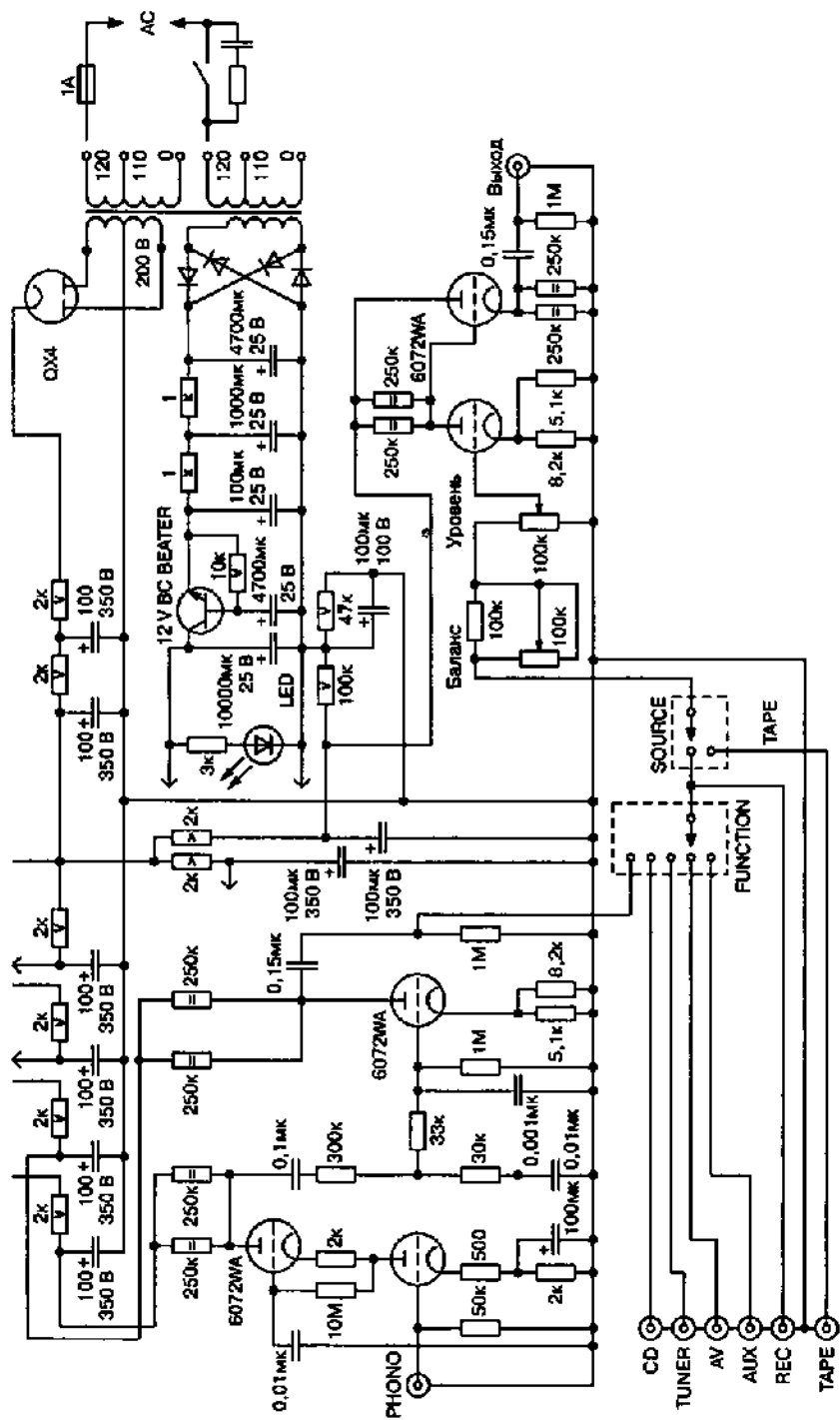


Рис. 3.27. Схема лампового винил-корректора М7, разработанная Хироши Канда

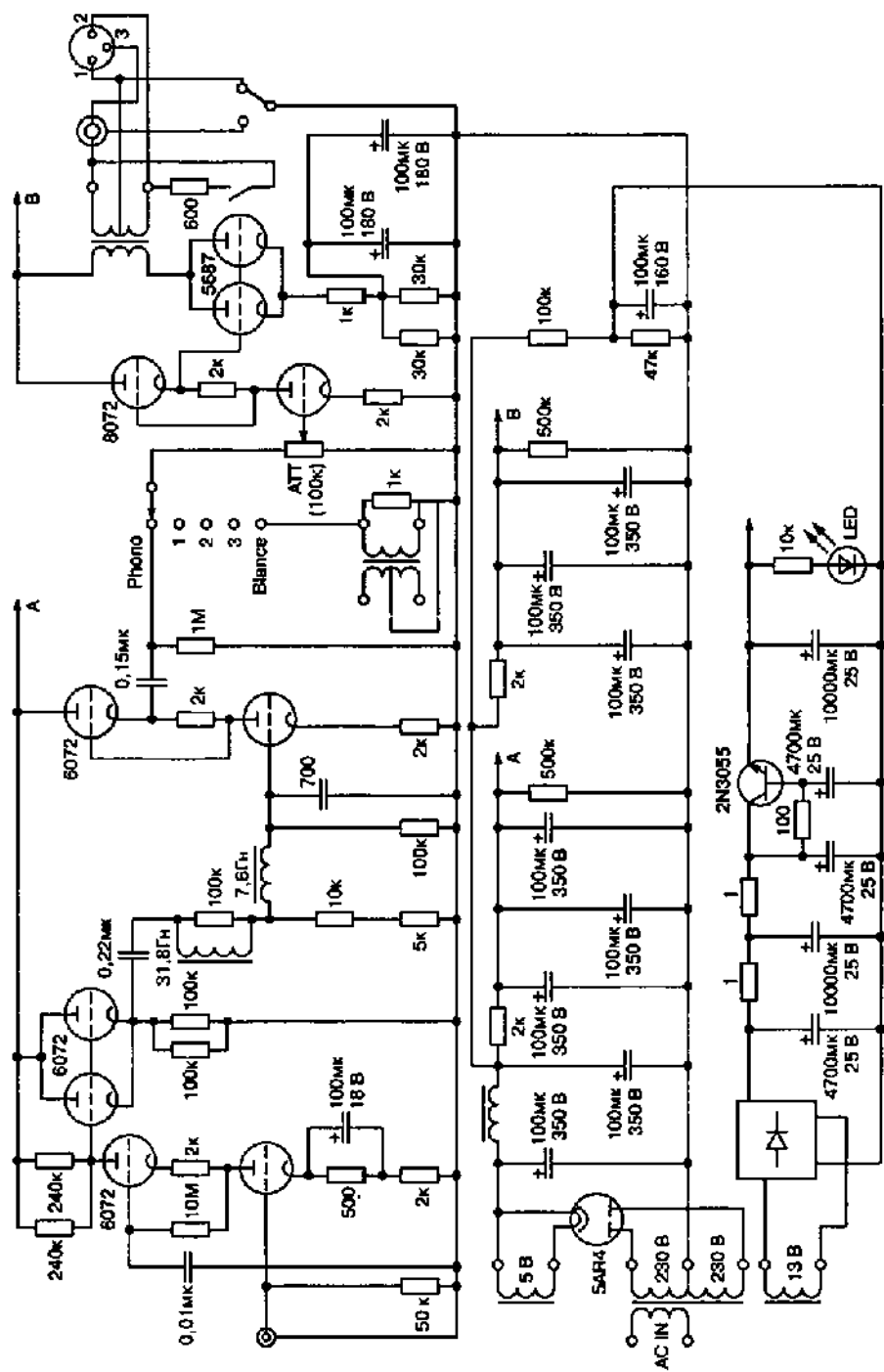


Рис. 3.28. Схема лампового винил-корректора M10, разработанная Хирояши Кондо

### Шумовые параметры операционных усилителей

Более 45 лет прошло с момента выпуска фирмой Fairchild в 1964 г. первого серийного операционного усилителя (ОУ)  $\mu A702$ . За это время область первоначального применения операционных усилителей в аналоговых вычислительных машинах (АВМ) расширилась до практически всех направлений в радиотехнике. Причем использование ОУ обеспечивает почти идеальную повторяемость характеристик как серийных промышленных, так и радиолюбительских конструкций.

При разработке звукотехники, устройств автоматики, а также прецизионных измерительных и высокочувствительных регистрирующих устройств, кроме основных характеристик, часто необходимо знать шумовые параметры ОУ.

Для корректного расчета шумовых характеристик усилительных узлов нужно учитывать не только значение ЭДС шума, приведенной к входу в рабочем диапазоне частот, но и шумового тока.

Для определения шумовых параметров ОУ был изготовлен измерительный стенд по структурной схеме, приведенной на рис. 3.29. Испытываемый ОУ включается по схеме неинвертирующего усилителя (МУ1) с  $K_u=22$  (рис. 3.30). При этом малосигнальная полоса пропускания более 20 кГц обеспечивается с запасом для любого типа ОУ, независимо от его частотных характеристик.

Эквивалентное сопротивление, приведенное к инвертирующему входу, составляет менее 20 Ом. Это позволяет пренебречь шумами резисторов ООС, а также протекающим по ним шумовым током ОУ. При необходимости подключаются цепи частотной коррекции, соответствующие конкретному типу ИС.

К входу усилителя с помощью переключек могут поочередно подключаться резисторы ( $C2-14$ ,  $\pm 0,1\%$ ) 50 кОм, 10 кОм, образующие  $R_{in}$ , или общий провод ( $R_{in}=0$ ). Для исключения контактных шумов ОУ подключаются только пайкой.

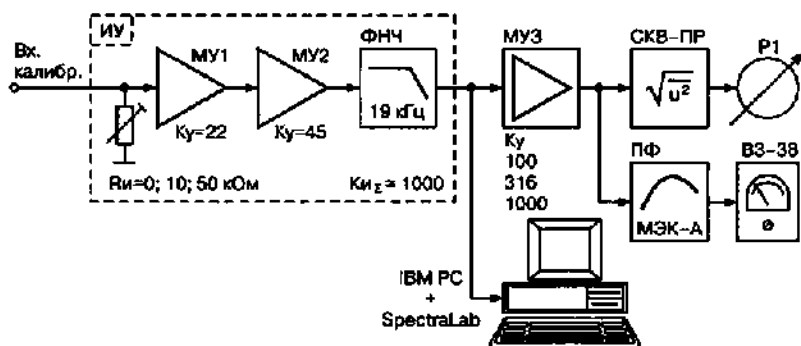


Рис. 3.29. Структурная схема измерительного стенда

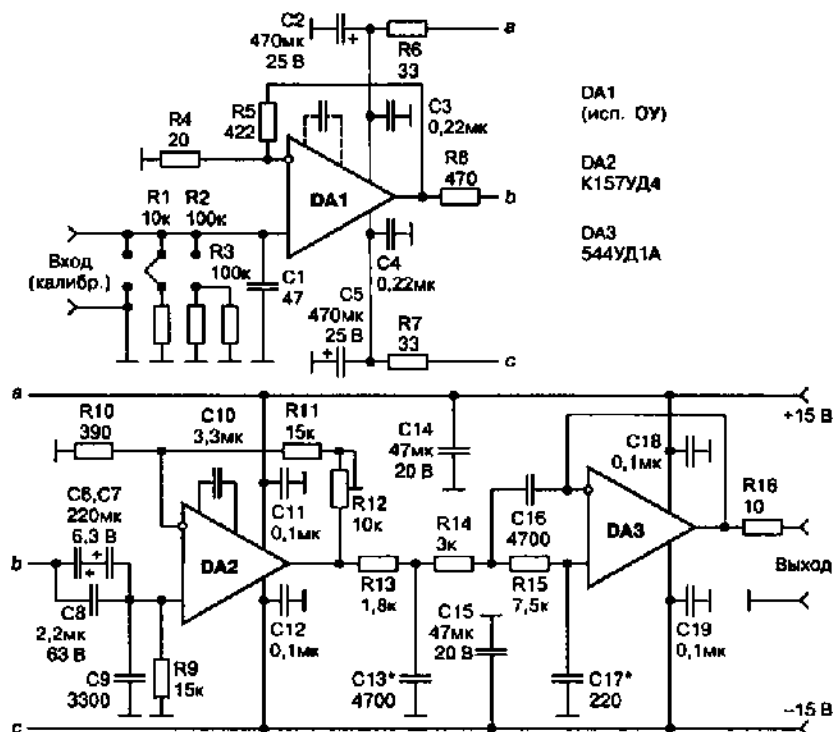


Рис. 3.30. Вариант включения испытываемого ОУ по схеме неинвертирующего усилителя

После первого включен второй масштабный усилитель (МУ2) на ИС K157УД4 с  $K_u=45,5$ . Его вклад в суммарное напряжение шумов обоих усилителей, приведенный к входу первого, составляет менее 0,08 мкВ (среднеквадратичное значение в полосе 20 кГц), а т. к. шумы суммируются в квадратуре, то в этом случае можно измерять шумовые напряжения, приведенные к входу, величиной от 0,25 мкВ и с погрешностью менее 5%.

На выходе измерительного усилителя (ИУ) включен ФНЧ 3-го порядка с  $f_{cp}=19$  кГц и эквивалентной полосой пропускания равной  $\Delta f=1,05f_{cp}=20$  кГц для шумового сигнала по сравнению с «идеальным прямоугольным» ФНЧ.

Шумовой вклад ФНЧ ничтожен, и его можно не учитывать. Общий коэффициент усиления измерительного усилителя  $K_u=1000$  калибруется на частоте 1 кГц при подаче на вход сигнала величиной 1 мВ от прецизионного делителя напряжения с  $R_{вых} < 1$  Ом, подключенному к выходу ГЗЧ.

Для удобства измерений сигнал на среднеквадратичный измеритель (СКВ) и измеритель среднего уровня по кривой «А» МЭК подается через дополнительный масштабный усилитель (МУ3) с переключаемыми фиксированными  $K_u=100, 316, 1000$ .

В качестве измерителя среднего уровня использовался милливольтметр ВЗ-38 на пределе 1 В. Нижняя граничная частота СКВ-измерителя по уровню  $-3$  дБ равна 5 Гц, ИУ — 0,1 Гц.

Для уменьшения помех и наводок измерительный усилитель заключен в электрический экран из фольгированного стеклотекстолита со съемной крышкой, питание ИУ осуществлялось от аккумуляторной батареи напряжением  $2 \times 12,6$  В  $\pm 5\%$ .

Для определения спектра шумов использовался ПК.

Измерения напряжения шумов проводились при  $R_n = 0, 10$  кОм, 50 кОм, полученные значения пересчитывались к входу испытываемого ОУ с учетом коэффициента усиления ИУ и МУЗ. Результаты измерений приведены в табл. 3.2, а спектрограммы — на рисунках без нумерации, расположенных с целью экономии места непосредственно в тексте краткого описания того или иного ОУ.

Условия измерений ( $R_n = 0, 10$  кОм, 50 кОм) и тип ОУ указаны непосредственно на спектрограммах, причем масштаб по оси амплитуд и частот на всех рисунках один и тот же.

Результаты измерений

Таблица 3.2

Тип ОУ	$U_{ш}, \text{ мкВ}$		$U_{ш}, \text{ мкВ}$				$I_{ш}, \text{ нА}$ Расчетное значение
	$R_n = 0$		$R_n = 10 \text{ кОм}$		$R_n = 50 \text{ кОм}$		
	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	
К140УД1Б	0,57	0,285	2,6	1,6	8,8	6,0	0,15—0,26
	0,77	0,36	2,4	1,3	6,6	3,8	
	0,63	0,30	4,0	2,0	13,5	8,0	
	0,56	0,275	3,3	2,1	11	7,4	
	0,75	0,35	2,0	1,05	4,9	2,6	
140УД6	2,8	1,65	3,0	1,7	4,4	2,7	0,01-0,02
	2,65	1,6	3,0	1,7	4,5	2,7	
	2,9	1,7	3,0	1,75	4,6	2,75	
КР140УД608	2,45	1,5	2,9	1,7	4,4	2,7	0,01-0,02
	2,7	1,65	2,9	1,75	4,4	2,7	
	3,0	1,8	3,3	1,95	5,0	2,9	
	2,5	1,5	2,8	1,7	4,4	2,6	
КР140УД708	2,6	1,5	2,9	1,7	4,4	2,7	0,02-0,025
	1,9	1,15	2,25	1,55	4,4	2,5	
	2,0	1,25	2,3	1,5	4,4	2,5	
	2,1	1,28	2,35	1,6	4,5	2,55	
	2,0	1,25	2,3	1,5	4,4	2,6	
140УД11	2,0	1,25	2,3	1,5	4,4	2,5	<0,05
	2,5	1,2	3,3	1,6	5,0	2,9	
	3,6	3,2	3,7	2,5	5,4	4,0	
	2,6	1,3	3,3	1,65	5,0	2,9	
	2,4	1,15	3,1	1,5	4,8	2,75	

Таблица 3.2 (продолжение)

Тип ОУ	$U_{\text{вых}}, \text{ мкВ}$		$U_{\text{ш}}, \text{ мкВ}$				$I_{\text{ш}}, \text{ нА}$ Расчетное значение	
	$R_n = 0$		$R_n = 10 \text{ кОм}$		$R_n = 50 \text{ кОм}$			
	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»		
К140УД12 ( $I_{\text{уп}} = 200 \text{ мкА}$ )	3,0	1,55	-	-	4,9	2,8	0,01-0,02	
	2,7	1,45	-	-	4,8	2,85		
К140УД12 ( $I_{\text{уп}} = 60 \text{ мкА}$ )	2,6	1,55	-	-	4,7	2,7		
	2,5	1,5	-	-	4,6	2,7		
К140УД12 ( $I_{\text{уп}} = 15 \text{ мкА}$ )	2,5	1,7	-	-	4,3	2,75		
	2,4	1,7	-	-	4,2	2,75		
К140УД1208 ( $I_{\text{уп}} = 60 \text{ мкА}$ )	2,6	1,5	-	-	4,4	2,8		
	2,4	1,45	-	-	4,2	2,8		
К140УД1208 ( $I_{\text{уп}} = 200 \text{ мкА}$ )	2,45	1,8	-	-	4,3	2,9		
	2,4	1,7	-	-	4,2	2,8		
К140УД14А	3,6	2,3	3,7	2,4	5,2	3,2		<0,01
	3,2	2,15	3,3	2,2	4,8	3,15		
	2,6	1,5	3,0	1,8	4,8	2,7		
	2,7	1,55	2,9	1,8	4,8	2,7		
	2,7	1,6	3,0	1,9	6,0	3,0		
К140УД1408А	4,0	2,5	4,2	2,5	6,6	3,5	<0,01	
	2,6	1,65	3,4	2,0	4,8	2,9		
	3,0	1,8	3,2	2,0	5,4	2,9		
	2,7	1,65	2,9	2,0	6,0	3,0		
	2,6	1,6	2,8	1,7	5,5	2,9		
К140УД17А	0,95	0,75	2,0	1,5	4,2	2,2	0,02	
	1,5	0,78	2,0	1,15	4,1	2,2		
	0,92	0,68	2,1	1,1	4,2	2,15		
	0,88	0,7	2,0	1,0	4,1	2,2		
	0,92	0,67	2,0	1,1	4,2	2,4		
К140УД25А	0,39	0,22	2,2	1,25	6,4	4,1	0,08-0,12	
	0,37	0,21	2,2	1,25	7,0	4,4		
	0,43	0,215	2,05	1,15	5,6	3,6		
	0,4	0,215	2,05	1,1	6,0	3,8		
	0,4	0,21	2,1	1,1	6,8	4,4		
К140УД26Б	0,52	0,22	2,15	1,25	7,4	4,8	0,08-0,15	
	0,53	0,23	2,3	1,2	6,0	3,6		
	0,48	0,21	2,2	1,1	7,8	4,7		
	0,58	0,25	2,4	1,1	5,5	3,3		
	0,5	0,26	2,1	1,1	5,4	3,2		
153УД2	2,8	1,45	3,0	1,7	4,6	2,7	0,05	
	2,7	1,4	2,9	1,7	4,6	2,7		
	2,4	1,3	3,0	1,7	4,8	2,9		
153УД6	2,5	1,4	3,0	1,65	4,5	2,7	0,03	
	2,8	1,45	3,1	1,7	4,5	2,7		
154УД1Б	4,5	3,6	4,8	3,7	5,4	4,4	0,01	

Таблица 3.2 (продолжение)

Тип ОУ	$U_{ш\text{д}}, \text{ мкВ}$		$U_{ш}, \text{ мкВ}$				$I_{ш}, \text{ нА}$
	$R_n = 0$		$R_n = 10 \text{ кОм}$		$R_n = 50 \text{ кОм}$		
	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	
К157УД2	1,55	0,8	2,4	1,3	6,3	2,7	0,07-0,1
	1,45	0,84	2,4	1,25	6,0	2,8	
	1,5	0,8	2,5	1,25	6,4	2,6	
	1,6	0,86	2,6	1,3	5,2	2,6	
	1,5	0,82	2,6	1,35	6,0	2,4	
К157УД4	1,6	0,88	2,4	1,35	4,3	2,4	0,03
	1,65	0,88	2,4	1,35	4,4	2,5	
	1,55	0,88	2,7	1,3	4,4	2,5	
	1,5	0,84	2,4	1,55	4,4	2,6	
КР140УД18	1,6	0,87	2,4	1,35	4,4	2,7	—
	1,9	1,05	2,5	1,4	4,1	2,4	
	2,2	1,1	2,6	1,55	4,2	2,4	
	2,4	1,4	2,9	1,65	4,4	2,5	
	2,2	1,15	2,6	1,5	4,6	2,4	
К140УД22	2,0	1,1	2,6	1,5	4,3	2,4	—
	2,05	1,2	2,6	1,5	4,2	2,4	
	1,7	0,95	2,5	1,4	4,1	2,3	
	2,25	1,2	2,5	1,35	4,4	2,4	
	1,6	0,9	2,3	1,25	4,1	2,3	
К140УД23	1,8	0,95	2,4	1,3	4,1	2,35	—
	2,35	1,2	2,9	1,6	4,2	2,4	
	2,0	1,05	2,6	1,4	4,1	2,4	
	2,2	1,15	2,6	1,4	4,3	2,4	
КР140УД8А	2,0	1,05	2,6	1,4	4,1	2,4	—
	5,2	3,4	5,6	3,7	6,4	4,2	
	7,0	4,2	7,2	4,4	8,0	5,0	
	4,4	2,8	4,7	2,9	5,8	3,4	
	10,0	6,2	10,4	6,4	10,5	6,6	
	2,2	1,4	2,6	1,7	4,2	2,6	
	4,8	3,0	5,0	3,2	6,2	4,0	
	4,6	3,0	4,9	3,2	5,8	3,6	
140УД8А	2,5	1,6	2,8	1,8	4,2	2,8	—
	4,4	2,8	4,6	3,0	5,6	3,6	
544УД1А ОСМ	7,8	4,1	7,8	4,1	8,6	4,6	—
	2,1	1,2	2,8	1,7	4,4	2,4	
	1,8	0,9	2,7	1,45	4,2	2,3	
	2,5	1,1	2,9	1,8	4,5	2,4	
	2,1	1,15	2,8	1,8	4,4	2,4	
КР544УД1А	2,0	1,0	2,8	1,8	4,4	2,3	—
	2,0	1,1	2,6	1,65	4,4	2,4	
	1,7	0,9	2,3	1,4	4,1	2,3	
	2,1	0,9	2,25	1,35	4,5	2,4	
	2,95	1,7	3,0	1,8	4,6	2,4	
	2,3	1,3	2,6	1,6	4,4	2,3	



Тип ОУ	$U_{ш.ш.}, \text{ мкВ}$		$U_{ш.ш.}, \text{ мкВ}$				$I_{ш.ш.}, \text{ нА}$ Расчетное значение
	$R_n = 0$		$R_n = 10 \text{ кОм}$		$R_n = 50 \text{ кОм}$		
	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	СКЗ	«А»	
544УД2А	3,8	2,0	4,2	2,2	5,3	2,8	—
	4,4	2,3	4,2	2,4	5,8	3,3	
	4,5	2,3	4,8	2,4	5,7	3,3	
	3,8	2,1	4,0	2,2	5,2	3,1	
	4,0	2,2	4,2	2,3	5,6	3,2	
КР544УД2А	5,0	2,7	5,4	2,8	6,5	3,5	—
	3,8	2,0	5,0	2,4	5,4	3,2	
КР574УД1Б	2,7	1,4	3,2	1,65	5,2	2,7	—
	3,1	1,65	3,8	1,9	5,4	2,8	
К574УД2Б	6,0	3,3	6,4	3,6	7,4	4,0	—
	4,6	2,4	5,1	2,8	6,2	3,3	
LF355N	2,15	1,25	2,7	1,5	4,5	2,4	—
	2,5	1,5	2,75	1,55	4,7	2,5	
	2,2	1,28	2,8	1,65	4,6	2,4	
	2,6	1,6	3,0	1,8	4,8	2,6	

Поскольку частоты сопряжения фликер-шумов  $f_0$  большинства ОУ расположены ниже 1 кГц, спектральную плотность ЭДС шумов с приемлемой погрешностью можно рассчитать, используя значение ЭДС  $U_{ш.ш.}$ , измеренное по кривой «А» при  $R_n=0$ .

Ввиду ничтожного значения  $I_{ш.ш.}$  в ОУ с полевым входом, расчет проводился только для ОУ с биполярным входным каскадом.

Авторы (П. Борщ, В. Семенов) не претендуют на полноту охвата разновидностей ОУ и высокую точность полученных результатов из-за ограниченного числа исследованных типов ИС и количества ОУ в пределах одного типа, а также погрешностей калибровки и присутствия остаточного напряжения помех. Однако полученные шумовые параметры могут обеспечить сравнительный анализ и обоснованный выбор типа ИС для конкретного применения.

Следует отметить, что в данной работе количественные параметры были определены традиционным способом с помощью специализированных измерителей, а программа SpectraLAB использовалась лишь как индикатор спектра. Но это не значит, что программой нельзя пользоваться при звукотехнических измерениях.

SpectraLAB является мощным инструментом исследования параметров как шумовых, так и стационарных звуковых сигналов. Поэтому при необходимости разработчики могут использовать ее в более полном объеме для количественных и качественных характеристик шумов [65].

## Краткий анализ шумовых параметров различных типов ОУ с биполярным входом

### 140УД1 (приблизительный аналог $\mu A702$ )

$$E_{\text{ш}} = 3\text{—}3,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,15\text{—}0,26 \text{ нА} (\Delta f = 20 \text{ кГц}).$$

Первый отечественный монолитный ОУ. При малой величине  $R_{\text{вх}}$  имеет небольшой уровень напряжения шумов, приведенных к входу, уступая по этому параметру лишь 140УД25, 26. Например, микрофонный усилитель с эквивалентными сопротивлениями, приведенными к обоим входам, по 250 Ом, на 140УД1 будет иметь выигрыш по шумам на 6—10 дБ по сравнению с усилителем на 157УД2/4, включенным по той же схеме.

Однако большой шумовой ток сводит на «нет» его преимущества при  $R_{\text{вх}} > 10 \text{ кОм}$ . 140УД1 — единственный из приведенных в данном разделе с выходным буфером, работающим в классе А. Это в сочетании с широкополосностью делает его привлекательным для некоторых применений, в частности аудиофильских. В последние годы незаслуженно «забыт» разработчиками из-за его относительной «древности» и нежелания возиться с цепями частотной коррекции.

### 140УД6, КР140УД608 (полный аналог МС1456)



$$E_{\text{ш}} = 15\text{—}18 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; \\ I_{\text{ш}} = 0,01\text{—}0,02 \text{ нА}.$$

По ЭДС шумов имеет хорошие характеристики, небольшая величина  $I_{\text{ш}}$  позволяет работать с большими  $R_{\text{вх}} < 100 \text{ кОм}$ , практически не внося собственных шумов.

### 140УД7, КР140УД708 (полный аналог $\mu A741$ )



$$E_{\text{ш}} = 12\text{—}13 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; \\ I_{\text{ш}} = 0,02\text{—}0,025 \text{ нА}.$$

Имеет хороший уровень ЭДС шумов, особенно в области самых низких частот, что обеспечивается специальной технологией изготовления, величина  $I_{\text{ш}}$  позволяет оптимально применять ОУ с  $R_{\text{вх}}$  до 50 кОм.

### 140УД11 (полный аналог LM118)



$$E_{\text{ш}} = 12\text{—}30 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; \\ I_{\text{ш}} = 0,05 \text{ нА}.$$

Имеет большой разброс величины ЭДС шумов, величина  $I_{\text{ш}}$  позволяет оптимально работать с  $R_{\text{вх}} < 10 \text{ кОм}$ . Приемлемые шумовые параметры для скоростного ОУ ( $\rho = +50/-20 \text{ В/мкс}$ ).

**K140УД12, KР140УД1208 (полный аналог  $\mu$ A776)**

$$E_{\text{ш}} = 15\text{—}18 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,01\text{—}0,02 \text{ нА.}$$

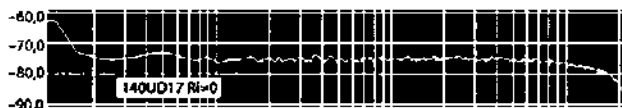
По ЭДС шума — хорошие характеристики, при увеличении тока управления значение спектральной плотности  $E_{\text{ш}}$  уменьшается в средне-высокочастотной области звукового диапазона, в области НЧ — увеличивается.

Величина  $I_{\text{ш}}$  позволяет оптимально работать с  $R_{\text{н}} < 100 \text{ кОм}$  во всем диапазоне изменения тока управления. Однако из-за зависимости тока покоя выходного буфера, работающего в классе АВ, от тока управления, для достижения приемлемого коэффициента гармоник рекомендуется использование ОУ при токе управления не менее 15 мкА.

**K140УД14, K140УД1408 (полный аналог LM108, LM308)**

$$E_{\text{ш}} = 15\text{—}25 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,01 \text{ нА.}$$

Уровень ЭДС шумов — несколько хуже среднего, однако очень малое значение  $I_{\text{ш}}$  позволяет оптимально использовать ОУ с  $R_{\text{н}} < 1 \text{ МОм}$ , почти наравне с ОУ с полевыми структурами на входе.

**K140УД17 (полный аналог OP-07)**

$$E_{\text{ш}} = 7\text{—}8 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,02 \text{ нА.}$$

Первый малошумящий прецизионный отечественный ОУ с хорошими шумовыми характеристиками во всей полосе звуковых частот, позволяет оптимально работать с  $R_{\text{и}} < 50 \text{ кОм}$ , но низкое быстродействие ( $\rho=0,3 \text{ В/мкс}$ ) и наличие полной внутренней частотной коррекции ограничивают применение в усилительных устройствах.

**140УД25 (полный аналог OP-27)**

$$E_{\text{ш}} = 2,2 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,08\text{—}0,12 \text{ нА.}$$

Отличное значение ЭДС шума получено ценой увеличения  $I_{\text{ш}}$ , при этом оптимальное использование ОУ достигается при  $R_{\text{н}} < 10 \text{ кОм}$ , хорошие скоростные свойства ( $\rho=2,5 \text{ В/мкс}$ ) позволяют широко применять этот ОУ в звукотехнической аппаратуре.

**140УД26 (полный аналог ОР-37)**

$$E_{\text{ш}} = 2,2\text{—}2,5 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,08\text{—}0,15 \text{ нА.}$$

Шумовые характеристики аналогичны 140УД25,  $\rho=20 \text{ В/мкс}$ , частотно скорректирован для  $K_{\zeta} > 5$  — наилучший прецизионный ОУ бывшего СССР.

**153УД2 (полный аналог LM-101)**

$$E_{\text{ш}} = 13\text{—}15 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,05 \text{ нА.}$$

Ближайший родственник 140УД7, но с внешней коррекцией АЧХ, имеет максимальную гибкость применения в различных узлах, величина  $I_{\text{ш}}$  позволяет оптимально работать с  $R_{\text{н}} < 30 \text{ кОм}$ .

**153УД6 (полный аналог LM-101A)**

$$E_{\text{ш}} = 14\text{—}15 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,03 \text{ нА.}$$

Характеристики аналогичны 153УД2, может оптимально работать с  $R_{\text{н}} < 50 \text{ кОм}$ .

**154УД1 (полный аналог HA2700)**

$$E_{\text{ш}} = 36 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,01 \text{ нА.}$$

Шумовые характеристики хуже среднего уровня ОУ — 140УД7, 153УД2 и аналогичных, но это простительно для микромощного скоростного ОУ ( $I_{\text{норм}} = 120 \text{ мкА}$ ;  $\rho=10 \text{ В/мкс}$ ).

**K157УД2 (зарубежного аналога не имеет)**

$$E_{\text{ш}} = 8\text{—}9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}; I_{\text{ш}} = 0,07\text{—}0,1 \text{ нА}$$

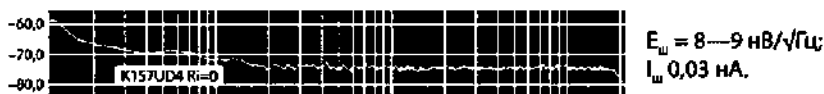
Первый отечественный ОУ, специально разработанный для применения в высококачественных усилительных устройствах с нормированным напряжением шумов, приведенных к входу  $U_{\text{ш}}=1,6 \text{ мкВ}$  при  $R_{\text{н}}=600 \text{ Ом}$  в полосе частот 20—20000 Гц.

Имеет внешнюю частотную коррекцию и высокую гибкость применения. В одном корпусе ИС содержится 2 ОУ. По величине ЭДС шумов приближается к прецизионному 140УД17, позволяет оптимально работать с  $R_{\text{н}} < 10 \text{ кОм}$ .

В отсутствие внешней коррекции ( $C_k=0$ ) имеет высокое быстродействие ( $\rho=+20/-15$  В/мкс) и типовое значение  $K_u=46$  дБ (!) на частоте 1 МГц.

В качестве выходного буфера использован т. н. «параллельный усилитель», позволяющий получить минимальный коэффициент гармоник (такое же схемное решение применено фирмой Analog Devices Inc. в одной из последних разработок — высококачественном малошумящем ОУ AD797).

### *K157УД4 (аналог K157УД2)*



Одноканальный вариант K157УД2 с уменьшенным значением шумового тока, что позволяет оптимально использовать ОУ с  $R_k < 50$  кОм, имеет максимальную гибкость применения. По совокупности различных параметров все одиночные и сдвоенные ОУ в ИС K157УД2—K157УД8 являются одними из лучших биполярных ОУ для применения в узлах усиления звукового сигнала [35].

### **Краткий анализ шумовых параметров различных типов ОУ с полевым входом**

По ЭДС шумов, приведенных к входу, ОУ с полевым входом в общем случае несколько уступают биполярным, но ничтожная величина  $I_{ш}$  позволяет получить лучшие результаты при работе с источниками сигналов сопротивлением более 50—100 кОм, по сравнению с биполярными ОУ.

### *140УД8 (полный аналог $\mu$ A740)*



Первый отечественный ОУ с полевым дифкаскадом и лучшими статическими параметрами, чем у зарубежного аналога, имеет большой разброс значения ЭДС шумов, но хорошее быстродействие ( $\rho=5$  В/мкс) позволяет широко применять его в различных усилительных узлах.

### *KP140УД18 (полный аналог LF355)*

$$E_{ш} = 11—14 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$$

Малошумящий ОУ, хорошее быстродействие ( $\rho=2$  В/мкс), универсальное применение.

**140УД22 (полный аналог LF 156)**

По шумовым параметрам несколько опережает КР140УД18.

**140УД23 (полный аналог LF 157)**

Малошумящий скоростной ОУ ( $\rho=30 \text{ В}/\text{мкс}$ ), частично скорректирован для  $K_{\gamma} > 5$ , подключение внешней коррекции не предусмотрено, по совокупности параметров — один из лучших для усиления звукового сигнала.

**544УД1 (приблизительный аналог  $\mu$ A740)**

Первый отечественный малошумящий ОУ с полевым входом и нормированным напряжением шумов в диапазоне инфранизких частот 0,1—10 Гц (3 мкВ с индексом А и 5 мкВ — для Б), в области звуковых частот также имеет хорошие шумовые характеристики, по совокупности параметров лучше, чем более поздняя разработка — 140УД18, имеет широкое применение.

**544УД2 (приблизительный аналог CA3130)**

Удовлетворительные шумовые параметры при высоком быстродействии ( $\rho=20 \text{ В}/\text{мкс}$ ), позволяет использовать внутреннюю и внешнюю частотную коррекцию, высокая гибкость применения, широко используется в различных усилительных узлах.

**574УД1 (полный аналог AD513)**

Хорошие шумовые параметры при высоком быстродействии ( $\rho=50\text{--}90$  В/мкс), имеет внешнюю частотную коррекцию, большую гибкость применения, лучший скоростной ОУ с полевым входом для усиления звукового сигнала.

#### 574УД2 (полный аналог TL083)

$$E_{\text{ш}} = 24 \text{--} 33 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$$

Шумовые параметры хуже среднего уровня ОУ, скоростной ( $\rho=5\text{--}15$  В/мкс), в одном корпусе содержит 2 ОУ, может использоваться в различных узлах РЭА.

#### LF355N (прототип для КР140УД18)



$$E_{\text{ш}} = 12 \text{--} 15 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$$

Характеристики аналогичны КР140УД18, имеет малый разброс шумовых параметров [35].

### Шумовые характеристики малошумящих ОУ зарубежного производства

#### NE5534

$E_{\text{ш}} = 4$  нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 1$  кГц;  $E_{\text{ш}} = 10$  нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 10$  Гц;  $I_{\text{ш}} = 0,6$  пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 1$  Гц;  $I_{\text{ш}} = 8$  пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 10$  Гц.

Среднеквадратичное значение напряжения шумов, приведенное к входу, в полосе частот 10—20000 Гц:  $U_{\text{ш.о}} = 0,6$  мкВ, при  $R_{\text{н}} = 0$ ;  $U_{\text{ш}} = 2,0$  мкВ, при  $R_{\text{н}} = 10$  кОм;

$U_{\text{ш}} = 7,0$  мкВ, при  $R_{\text{н}} = 50$  кОм; Среднеквадратичное значение шумового тока в полосе частот 10—20000 Гц:  $I_{\text{ш}} = 0,1$  нА.

«Ветеран» зарубежной Ni-Fi техники, используется в усилительных устройствах более 30 лет. Имеет высокое быстродействие ( $\rho=3$  В/мкс), частично скорректирован и имеется возможность подключения внешней цепи частотной коррекции. В одном корпусе содержит один ОУ, двояный вариант — NE5532. Рекомендуется применять при  $R_{\text{н}} < 10$  кОм.

#### AD797

$E_{\text{ш}} = 0,9\text{--}1,2$  нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 1$  кГц;  $E_{\text{ш}} = 1,7\text{--}2,5$  нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 10$  Гц;  $I_{\text{ш}} = 2,0$  пА/ $\sqrt{\text{Гц}}$  на частоте  $f = 1$  кГц.

Среднеквадратичное значение напряжения шумов, приведенное к входу, в полосе частот 10—20000 Гц:  $U_{ш.о} = 0,14$  мкВ, при  $R_{ш} = 0$ ;  $U_{ш} = 1,2$  мкВ, при  $R_{ш} = 1$  кОм;  $U_{ш} = 7,0$  мкВ, при  $R_{ш} = 10$  кОм.

Среднеквадратичное значение шумового тока, в полосе частот 10—20000 Гц:  $I_{ш} = 0,3$  нА.

Разработка ANALOG DEVICES, отличное значение ЭДС шумов при довольно высоком значении шумового тока, максимальный выигрыш по шумам от применения данного ОУ достигается при  $R_{ш} < 1$  кОм.

Имеет большое быстродействие ( $\rho = 20$  В/мкс) и мизерный коэффициент гармонических искажений:  $K_r = 0,0003\%$  (–110 дБ), при  $K_y = +10$ ;  $U_{вмк} = 1$  В;  $R_{ш} = 600$  Ом;  $f = 10$  кГц [35].

### Винил-корректор с отключаемым рокот-фильтром

Винил-корректор с отключаемым рокот-фильтром (рис. 3.31) предложил Януш Стачовяк.

Собственно усилитель-корректор выполнен на T1T2 по классической схеме с частотозависимой ООС C6R9C7R10R2 (3180/318/75 мкс). На T3 образован активный RC ФВЧ с частотой среза около 40 Гц, который предотвращает перегрузку УМЗЧ и акустической системы на НЧ при проигрывании покоробленных грампластинок. Выключателем WL1 рокот-фильтр можно отключить [12].

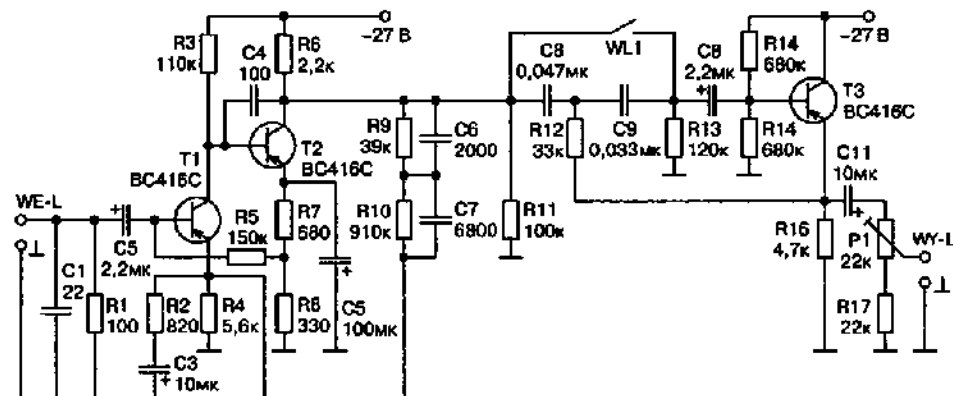


Рис. 3.31. Принципиальная схема винил-корректора с отключаемым рокот-фильтром

### Ламповый микрофонный предусилитель Г. Хаза

В самый разгар «полупроводникового периода» начала XXI века, казалось бы, навсегда ушли лампы. Тем не менее, они довольно часто применяются в гитарных (и, вообще, эстрадных) усилителях, High-End кон-



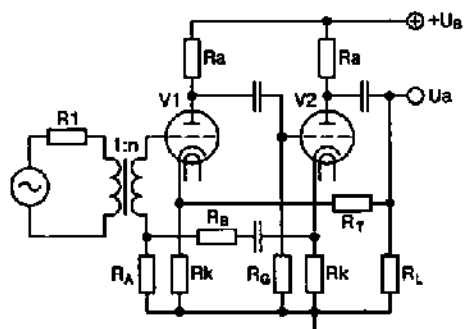


Рис. 3.32. Упрощенная схема лампового микрофонного предусилителя

Г. Хааз предложил решение лампового микрофонного предусилителя (упрощенная схема рис. 3.32) и для обычных динамических микрофонов. В нем входная емкость лампы и нелинейность трансформатора уменьшены благодаря подключению вторичной обмотки не между сеткой и «землей», как в традиционном включении. В этом усилителе имеется и привычная цепь ООС  $R_r R_k$  с анода  $V_2$  в катод  $V_1$ , стабилизирующая усиление и уменьшающая искажения собственно ламп. Полная схема предусилителя показана на рис. 3.33.

струкциях, топовых студийных конденсаторных микрофонах и другом студийном оборудовании. Для достижения максимально возможного отношения сигнал/шум («согласования», как говорили раньше; однако, такой термин не вполне корректен) на входах ламповых микрофонных предусилителей всегда применяются малогабаритные повышающие трансформаторы. Чем выше коэффициент трансформации, тем (примерно пропорционально коэффициенту трансформации  $n$ ) выше и отношение С/Ш. Но тем больше (пропорционально квадрату коэффициента трансформации  $n^2$ ) и трансформируемая на вход эквивалентная емкость лампы и монтажа, которая ограничивает сверху частотный диапазон полезного сигнала.

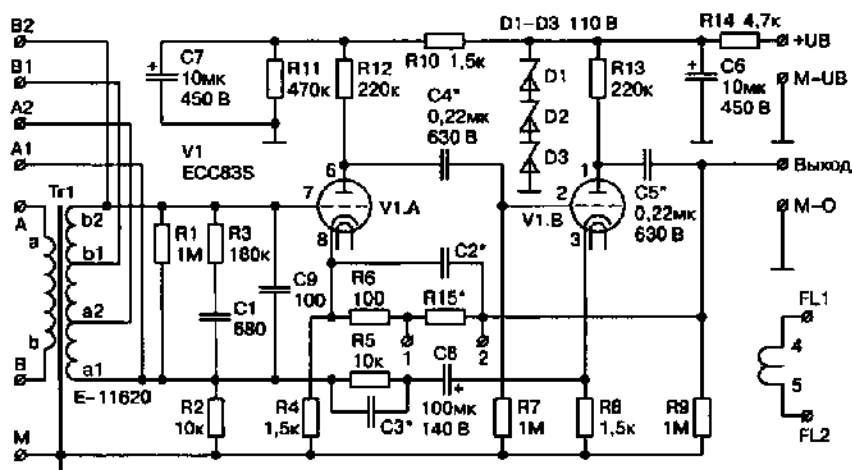


Рис. 3.33. Полная схема лампового микрофонного предусилителя

Резистором R15 можно задавать коэффициент усиления от 25 дБ ( $R_{15}=0$ ) до 50 дБ ( $R_{15}=180$  кОм), при этом даже в последнем случае максимальное входное напряжение достигает немыслимого для кремниевых микрофонных предусилителей уровня 85 мВ! Входной трансформатор типа E-11620 имеет коэффициент трансформации 1:16, т. е. обеспечивает повышение напряжения на 25 дБ.

Анодное напряжение питания  $+UB$  должно быть равно 350 В (ток 4 мА). Оно снижается до 330 В и фильтруется от пульсаций кремниевыми стабилитронами D1—D3.

АЧХ усилителя простирается от 28 Гц до 24 кГц (−1 дБ), приведенное к входу напряжение собственных шумов 0,25 мкВ (взвешенное по МЭК-А), коэффициент гармоник на частоте 1 кГц 0,046%, на частоте 80 Гц — 0,35% [33].

### Винил-корректор Дэрси Стэггса с корректирующими LR-цепочками

High-End конструктор-энтузиаст Дэрси Стэггс в экспериментах с винил-корректорами обнаружил интересный факт. Детальность воспроизведения высокочастотных составляющих фонограммы становится заметно лучше, если вместо корректирующих RC-цепочек применить эквивалентные LR-цепочки. Т. е. нужно формировать точно такую же стандартную RIAA-коррекцию, но без применения конденсаторов.

На рис. 3.34 изображена схема разработанного им предусилителя для звукоснимателя Shure V-15. Здесь RIAA коррекцию с точностью не хуже 0,4 дБ выполняют цепочки ООС R1R2L1R3L2. Она охватывает ОУ Burr-Brown OPA627 с входным каскадом на полевых транзисторах (j-fet) и буферный повторитель напряжения.

Эти ОУ обладают низким уровнем собственных шумов (спектральная плотность ЭДС шума не более 4,5 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ ) и малым смещением нуля — всего 40 мкВ. Это позволяет даже с учетом большого усиления схемы на постоянном токе (более 1000) обойтись вообще без конденсаторов, в том числе разделительных на входе и выходе. Ноль постоянного напряжения на выходе обеспечивается однократной юстировкой триммером 100 кОм при налаживании [11].

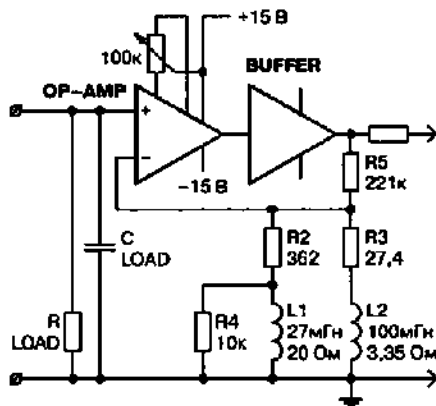


Рис. 3.34. Схема предусилителя для звукоснимателя Shure V-15

## Сверхмалозумящие винил-корректоры Марселя ван де Жевеля с активным понижением тепловых шумов

В сверхмалозумящих винил-корректорах Марселя ван де Жевеля применен принцип т. н. активного понижения тепловых шумов резисторов, который заключается в следующем.

Для оптимального демпфирования механических резонансов системы «головка звукоснимателя-грампластинка» в области высших звуковых частот винил-корректор должен обладать вполне определенным стандартным входным сопротивлением — 47 кОм.

Тепловые шумы любого резистора сопротивлением  $R$  в соответствии с формулой Найквиста эквивалентны генератору шумового тока

$$i_{\text{ш}} = (4kT(f_v - f_n)/R)^{1/2},$$

где  $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — абсолютная температура,  $f_v$  и  $f_n$  — верхняя и нижняя границы интересующего частотного диапазона.

Спектральная плотность теплового шума  $(4kT/R)^{1/2}$  для 47-килоомного резистора составляет примерно 0,6 нА/√Гц. Этот шумовой ток, протекая по внутреннему сопротивлению источника сигнала — головки звукоснимателя — создает дополнительное шумовое напряжение, которое ухудшает динамический диапазон.

У типового звукоснимателя с подвижным магнитом полное сопротивление с учетом большой индуктивной составляющей в верхней части звукового диапазона составляет около 12 кОм. Ток  $i_{\text{ш}}$ , протекая по нему, создает дополнительное шумовое напряжение со спектральной плотностью порядка 7 нВ/√Гц. Это сравнимо или даже превышает шумы лучших малозумящих транзисторов входного каскада.

Схемотехника активного понижения таких шумов заключается в следующем: резистор, задающий входное сопротивление, включается не между входом и землей винил-корректора, а между входом и выходом инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления  $K_v$  (рис. 3.35).

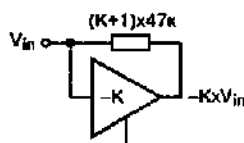


Рис. 3.35. Принцип активного понижения шумов

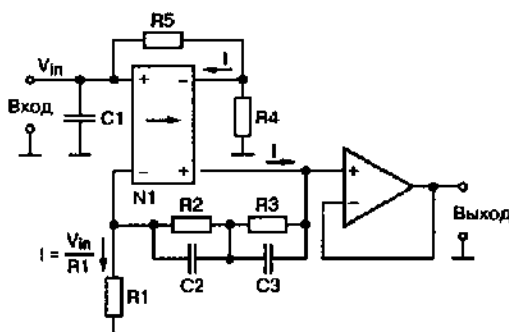


Рис. 3.36. Блок-схема реализации активного понижения тепловых шумов применительно к корректирующему усилителю

При этом сопротивление резистора увеличено в  $K_v+1$  раз, что снижает ток его теплового шума в  $\sqrt{K_v+1}$  раз, в то же время, кажущееся для головки входное сопротивление остается равным 47 кОм.

Блок-схема реализации активного понижения тепловых шумов применительно к корректирующему усилителю показана на рис. 3.36. Здесь блок N1 — ОУ с дифференциальным входом и дифференциальным выходом, R2R3C2C3 — цепь, задающая АЧХ, а входное сопротивление такой схемы равно  $R_{вх}=(R4 + R5)/(R4/R1 + 1)$ .

Реальная схема приведена на рис. 3.37. Здесь каскад на ОУ A2 имеет усиление  $R2/R1=20,5$ , а входное сопротивление  $R_{вх}=R3/(1+R2/R1)=47$  кОм. Реальный выигрыш по уровню шумов составляет несколько децибел и может быть увеличен в случае применения сверхмалошумящих ОУ LT1028.

На рис. 3.38 показан максималистский High-End вариант винил-корректора с активным понижением тепловых шумов. Его особенность заключается в асимметричном поле-биполярном входном дифкаскаде.

Следует отметить, что в оптимальном режиме с током коллектора 50 мкА лучшие из биполярных транзисторов (2SC2545 с  $r_g=14$  Ом и  $h_{21э}=600$ ) на внутреннем сопротивлении головки звукоснимателя создают напряжение шумов со спектральной плотностью около 2,9 нВ/√Гц. А это заметно хуже, чем спектральная плотность шумов специализированных полевых jfet J310—порядка 2 нВ/√Гц.

С другого (правого по схеме на рис. 3.38) конца биполярный транзистор  $T_{1*}$  работает от очень низкоомного источника — меньше 200 Ом (эквивалентное параллельное соединение 243, 180, 536 Ом и др. резисторов частотнозависимой ООС), где его шумовое напряжение со спектральной плотностью 0,67 нВ/√Гц гораздо меньше, чем у полевого.

В этой схеме (рис. 3.38) входное сопротивление формируется цепочкой резисторов 887, 226, 232 кОм между входом устройства и коллектором

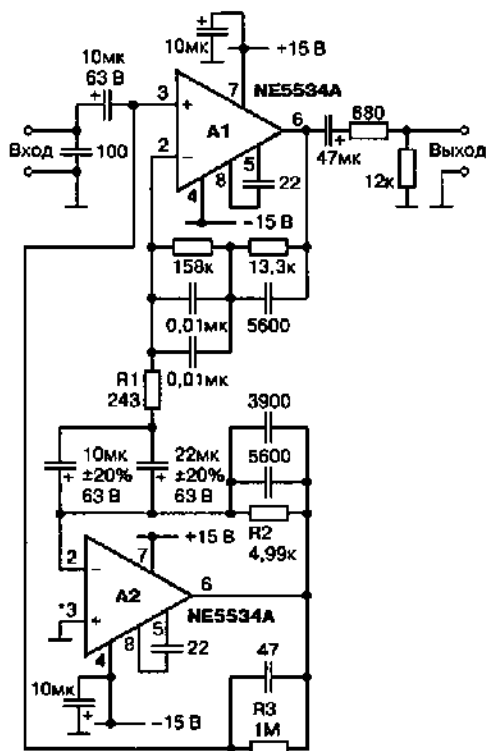


Рис. 3.37. Реальная схема активного понижения тепловых шумов

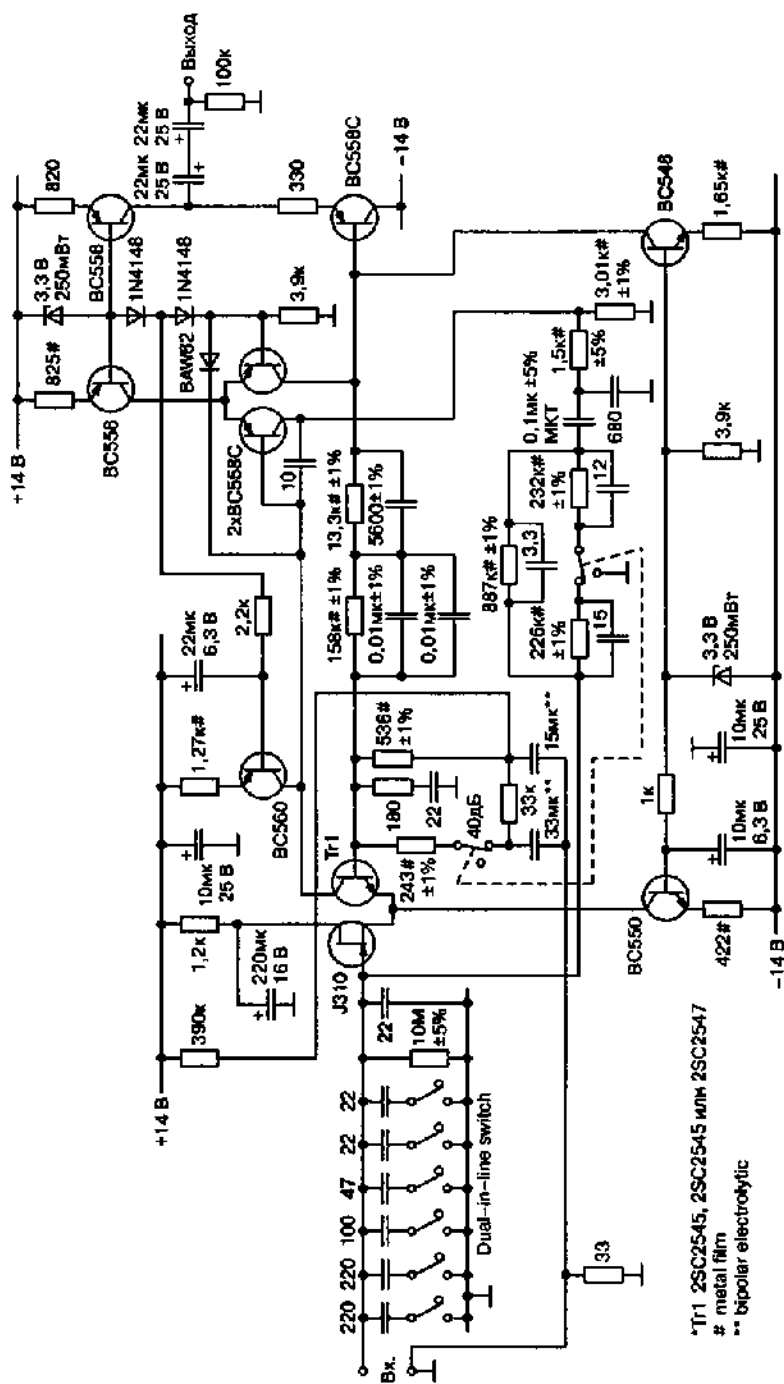


Рис. 3.38. Максималистский High-End вариант винил-корректора с активным понижением тепловых шумов

левого транзистора (BC558) второго дифкаскада. Выходной эмиттерный повторитель на BC560C питается генератором тока на BC558 и обеспечивает высокую перегрузочную способность — максимальное выходное напряжение достигает 6 В.

Переключателем в цепи базы  $Tr_1^*$  можно изменять коэффициент усиления устройства на частоте 1 кГц — 40 или 30 дБ в зависимости от отдачи головки звукоснимателя. Оптимальную емкость нагрузки звукоснимателя можно установить переключателями, коммутирующими магазин конденсаторов на входе винил-корректора.

АЧХ схемы (рис. 3.38) отличается от идеальной в диапазоне 30 Гц — 20 кГц не более чем на  $\pm 0,1$  дБ. Напряжение собственных шумов, приведенное к входу, составляет 0,44 мкВ (взвешенное по МЭК-А). Это соответствует отношению сигнал/шум 81 дБ по отношению к стандартной номинальной чувствительности головки звукоснимателя 5 мВ [51].

### Микрофонный предусилитель с балансным входом

Схема профессионального микрофонного предусилителя с балансным входом показана на рис. 3.39. Она разработана Т. Гизбертсом на основе ИМС инструментального усилителя INA217 фирмы Texas Instruments/Burr-Brown.

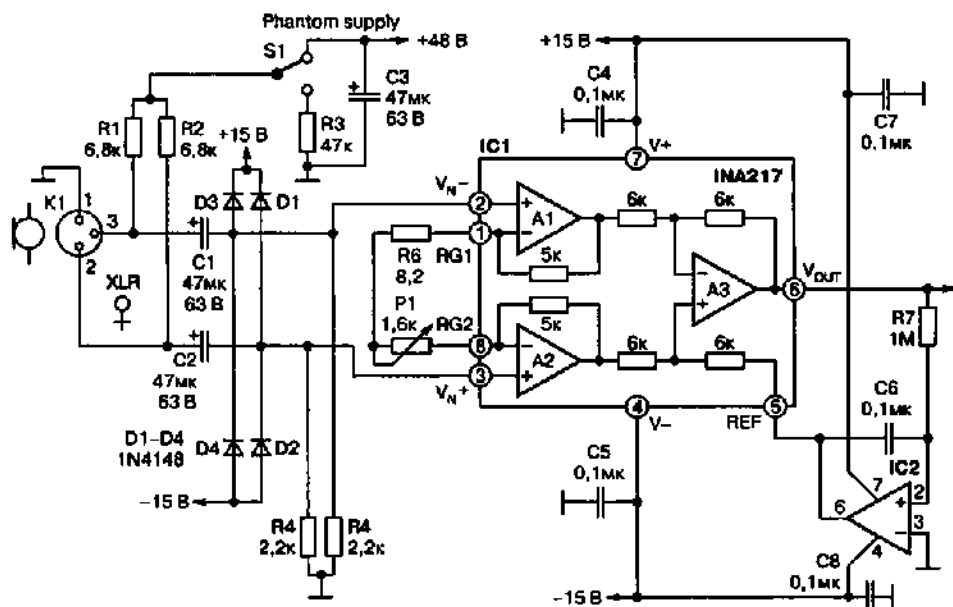


Рис. 3.39. Схема профессионального микрофонного предусилителя с балансным входом

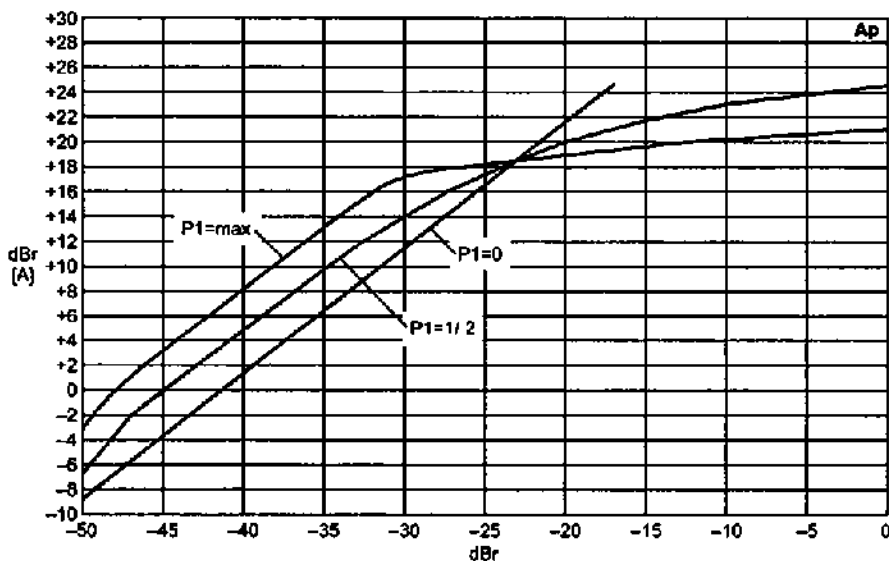


Рис. 3.40. Амплитудная характеристика по огибающей микрофонного усилителя с компрессором

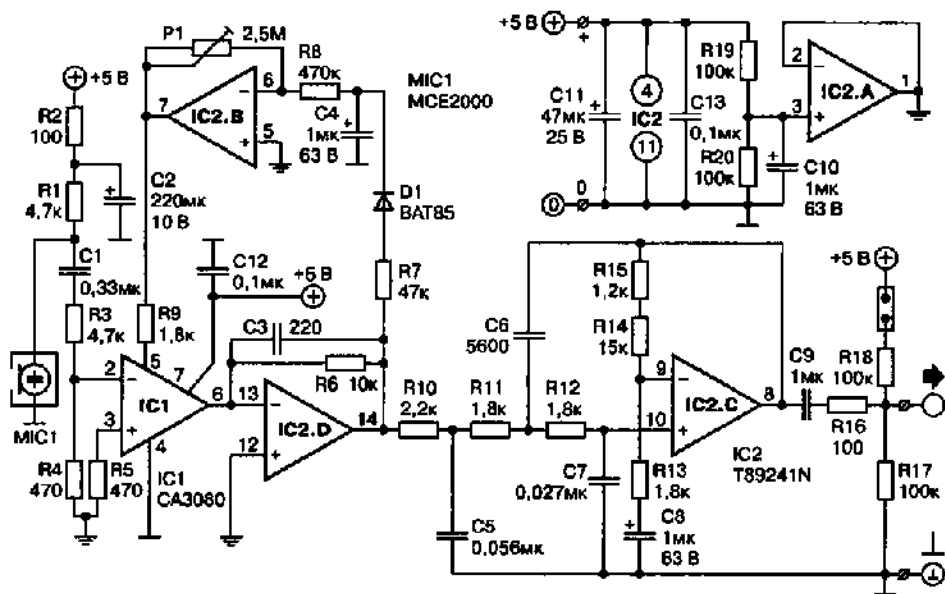


Рис. 3.41. Схема микрофонного усилителя с компрессором

Это хорошая замена снятому с производства SSM2017 Analog Devices. При  $K_v=100$  новая ИМС обеспечивает полосу 800 кГц, коэффициент гармоник  $<0,004\%$ , спектральную плотность собственных шумов, приведенных к входу, не более  $1,3 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$ , потребляемый ток не более 12 мА.

Фантомное питание на электретный микрофон можно включать или отключать переключателем S1. Диоды D1—D4 и конденсаторы C1, C2 защищают входы IC1 от постоянного напряжения и импульсных помех. Чтобы избежать применения электролитического конденсатора на выходе предусилителя, нулевой потенциал на его выходе жестко поддерживается интегратором-компаратором на ОУ IC2. Резистором R1 можно регулировать коэффициент усиления устройства [38].

### Микрофонный усилитель с компрессором

Т. Гизбертсом разработан микрофонный усилитель с компрессором, режим которого можно изменять от практически линейного усиления до почти жесткого лимитера (на рис. 3.40 изображены его амплитудные характеристики по огибающей). Он разработан с прицелом на применение в FM-передатчике, но может быть с успехом применен и в других аудиоустройствах.

IC1 (рис. 3.41) — управляемый токком ОУ с токовым выходом (OTA — Operational Transconductance Amplifier), коэффициент усиления которого изменяется током с выхода УПТ на ОУ IC2B.

IC2D — преобразователь ток/напряжение, а D1C4 образуют выпрямитель. В зависимости от коэффициента усиления каскада на ОУ IC2B, регулируемого резистором R1, характеристика АРУ по звуковому сигналу преобразуется от плавной (практически усилитель с  $K_v=42 \text{ дБ}$  при  $R1=0$ ) до крутой с почти постоянным выходным напряжением при изменении входного от  $-30$  до  $+5 \text{ дБ}$  ( $0 \text{ дБ}$  соответствует  $U_{\text{вх}}=100 \text{ мВ}$ ).

Активный ФНЧ третьего порядка с АЧХ Чебышева и частотой среза  $5,5 \text{ кГц}$  выполнен на ОУ IC2C. IC2A использована для формирования искусственной «земли» с потенциалом, равным половине напряжения питания [39].



## ПРЕДУСИЛИТЕЛИ И УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ HI-FI НАУШНИКОВ

### Аудиомикшер Роберта Пенфолда

Аудиомикшер Роберта Пенфолда (рис. 4.1) имеет:

- ♦ один чувствительный микрофонный SK1;
- ♦ три линейных SK2, SK3, SK4 входа с регуляторами уровня (VR1—VR4) в каждом;
- ♦ регулятор выходного уровня (VR5).

Он предназначен для сведения дикторского текста, музыкального сопровождения и «живого» фона при записи любительских видеофильмов, а в стереоварианте может быть полезен для музыкантов [8].

### Преобразователи несимметричный вход/симметричный выход и симметричный вход/несимметричный выход

Профессиональная и High-End звукотехника отличается от обычной не только ценой, но, в первую очередь, применением балансных или симметричных входов/выходов. Эти входы/выходы передают аналоговый звуковой сигнал каждого канала в виде двух равных по амплитуде, но противоположных по фазе напряжений, т. е. по трем проводам (третий — общий или экран).



#### Примечание.

*Поскольку наводимые на межблочные кабели НЧ и радиочастотные помехи имеют одну и ту же фазу в обоих сигнальных проводниках, на приемной стороне вычитание приводит к полной компенсации помех и удвоению напряжения сигнала.*

Обычно операцию преобразования внутриблочного несимметричного сигнала в межблочный симметричный и обратно выполняют на специальных весьма дорогостоящих трансформаторах. Но эти трансформаторы вносят собственные линейные и нелинейные искажения и чувствительны к магнитным полям. Джеймс Бранже для этих целей предлагает применять бестрансформаторные преобразователи на специализированных ИМС фирмы Analog Devices.

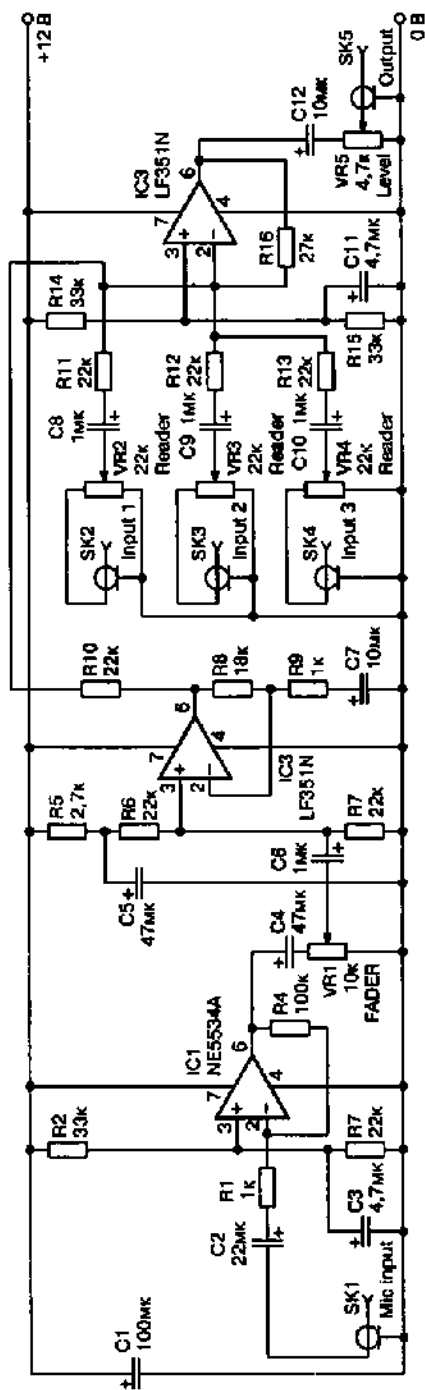


Рис. 4.1. Схема аудиомикшера Роберта Пенфолда

На рис. 4.2 показана схема симметричного передатчика (преобразователя несимметричный вход → симметричный выход) на ИМС SSM2142, а на рис. 4.3 — схема симметричного приемника (преобразователя симметричный вход → несимметричный выход) на ИМС SSM2141 и ОУ NE5534.

Выходное сопротивление передатчика — стандартное для профессиональной аппаратуры — 600 Ом, коэффициент гармоник в звуковом диапазоне — не более 0,0015%, входное сопротивление приемника — 47 кОм, коэффициент гармоник не более 0,0011%, коэффициент подавления синфазной помехи подстраивается при налаживании триммером P1 и составляет от -140 дБ на частоте 20 Гц до -70 дБ на частоте 20 кГц [44].

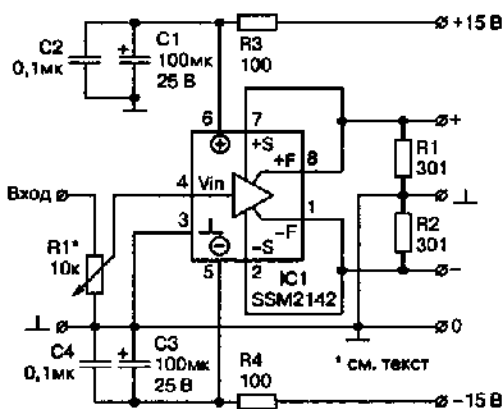


Рис. 4.2. Схема симметричного передатчика (преобразователя несимметричный вход → симметричный выход) на ИМС SSM2142

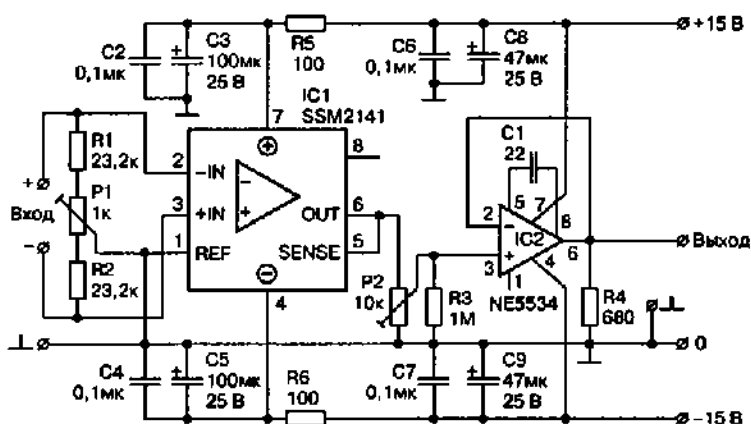


Рис. 4.3. Схема симметричного приемника (преобразователя симметричный вход → несимметричный выход) на ИМС SSM2141 и ОУ NE5534

### Комбинированный фильтр для подавления низкочастотных помех от вибраций ЭПУ грамзаписи

Джон Лоусон для подавления низкочастотных помех от вибраций ЭПУ грамзаписи предложил комбинированный фильтр (рис. 4.4), состоящий из довольно лихо объединенных:

- ФНЧ второго порядка на основе биквада Кервина-Ньюкомба (инвертор и два последовательно соединенных интегратора);
- двух алгебраических сумматоров.

Такая конфигурация в отличие от известных помехоподавляющих суммирующих фильтров имеет меньшее число реактивных элементов (конденсаторов) и более высокую степень подавления НЧ противофазных помех:  $-30$  дБ,  $-18$  дБ и  $-3$  дБ, соответственно, на частотах  $25$  Гц,  $50$  Гц и  $140$  Гц.

Принцип действия таких фильтров состоит в суммировании сигналов обоих стереоканалов (т. е. преобразовании их в моно) на самых низких частотах. Поскольку покоробленные грампластинки и привод ЭПУ создают инфра- и низкочастотные помехи преимущественно в вертикальной плоскости, им соответствуют противофазные напряжения на канальных выходах ЭПУ.

С другой стороны, реальные звуковые сигналы содержат преимущественно синфазные компоненты низших частот. Таким образом, суммирование (только на НЧ) левого и правого каналов обеспечивает компенсацию помех, но практически не нарушает стереоэффект и АЧХ. Сигналы средних (выше  $140$  Гц) и высших частот, несущие стереоинформацию, проходят устройство без каких-либо преобразований [29].

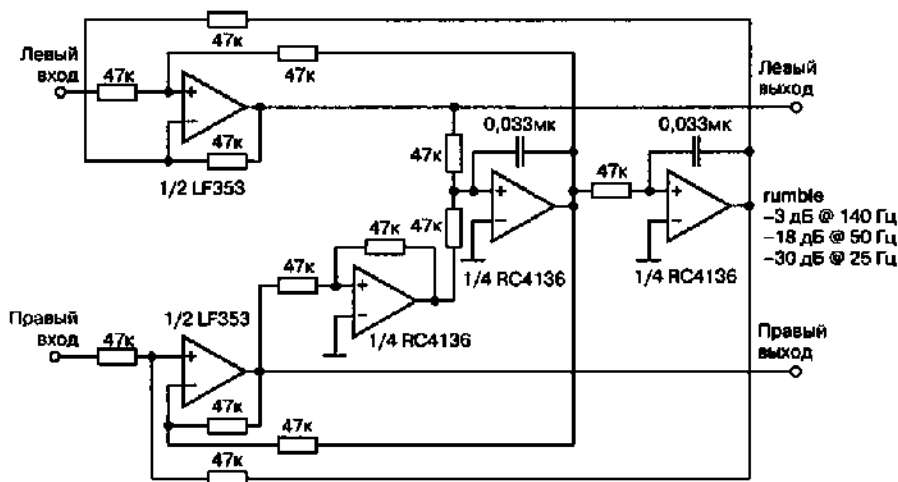


Рис. 4.4. Принципиальная схема комбинированного фильтра для подавления низкочастотных помех от вибраций ЭПУ грамзаписи

### Усилитель для головных телефонов

Схема усилителя для головных телефонов с сопротивлением 8—32 Ом, разработанная Тибором Палинкашем, приведена на рис. 4.5.

Усилитель можно нагрузить и на небольшой динамик в мультимедийных акустических системах для ПК, поскольку номинальная выходная мощность достигает 1 Вт. Полоса усиливаемых частот 10 Гц — 40 кГц (−3 дБ), коэффициент гармоник 0,1%.

Устройство не критично к пульсациям питающего напряжения и может быть подключено к любому двуполярному блоку питания напряжением +6...12 / −6...12 В [62].

### Гибридный линейный усилитель Эрно Борбли

В гибридном линейном усилителе (рис. 4.6) Эрно Борбли удачно сочетаются «ламповое» звучание и транзисторное низкое выходное сопротивление.

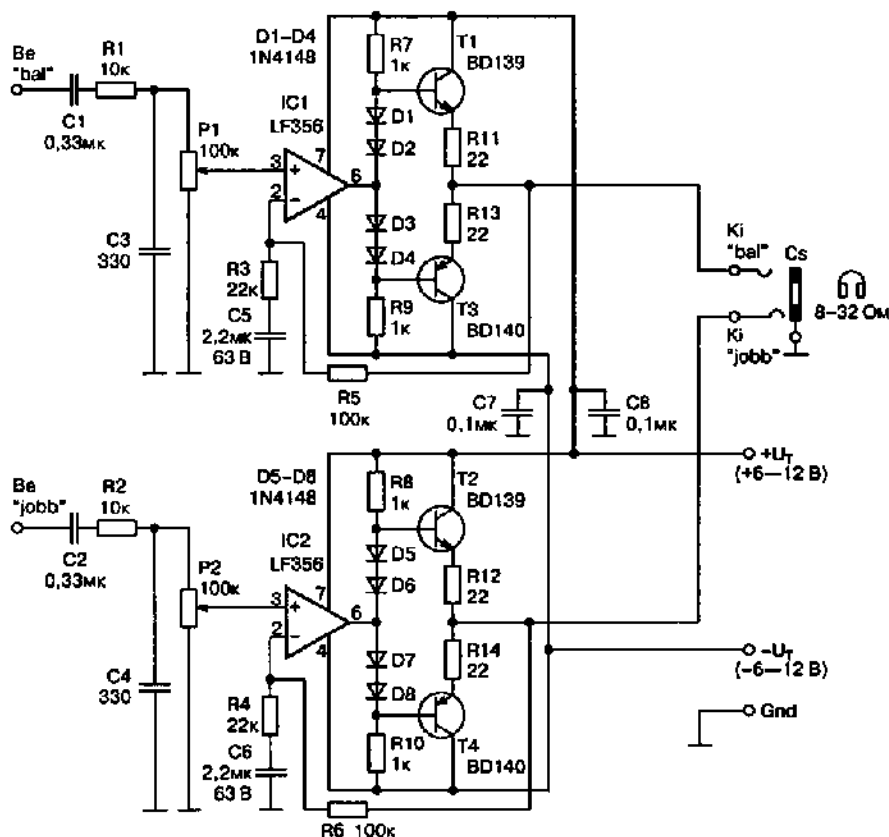


Рис. 4.5. Схема усилителя для головных телефонов

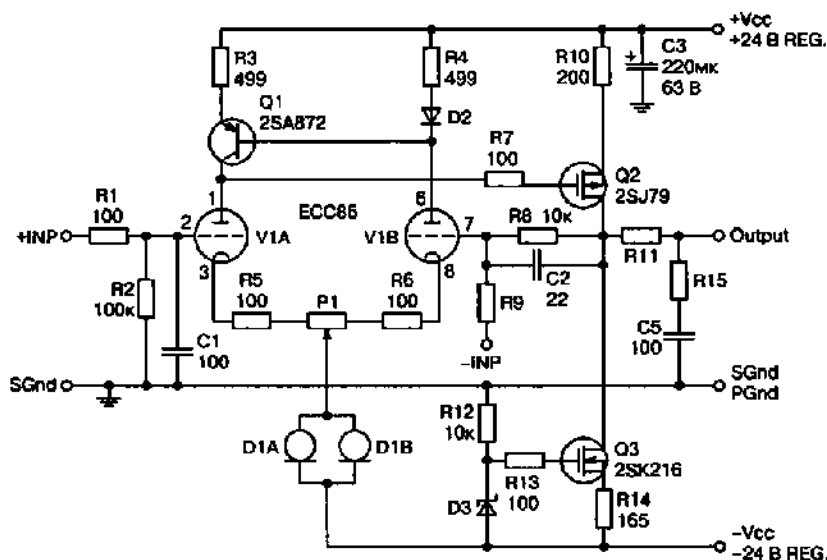


Рис. 4.6. Схема гибридного линейного усилителя

Такое сочетание позволяет без завала АЧХ передавать сигнал через межблочные кабели со значительной собственной емкостью. Ламповый входной балансный каскад (отечественный аналог ECC86 — 6Н27П) имеет низкое «транзисторное» анодное напряжение, а выходной каскад на полевом транзисторе Q2 работает в однотактном режиме класса А, поскольку нагружен на генератор тока Q3 [20].

### Ламповый усилитель для головных телефонов

Х. Фридли при разработке лампового усилителя для головных телефонов (рис. 4.7) руководствовался общепринятыми для High-End принципами отсутствия общей ООС и минимизации тракта. В схеме отсутствует выходной трансформатор, а разделительные конденсаторы, по которым проходит весь звуковой сигнал, применены высочайшего качества.

В результате достигнуто высочайшее качество звучания. Первый каскад (V1.A) — инвертирующий резистивный усилитель, коэффициент усиления которого определяется R8, рабочая точка — R9, а максимальное входное напряжение — R2.

Входное напряжение подается на C1 с 50-килоомного логарифмического потенциометра (на рис. 4.7 не показан), выполняющего роль регулятора громкости.

Усиленный и проинвертированный сигнал через C2 подается на сетку лампы второго каскада, которая включена по схеме катодного повторителя и обладает низким выходным сопротивлением.

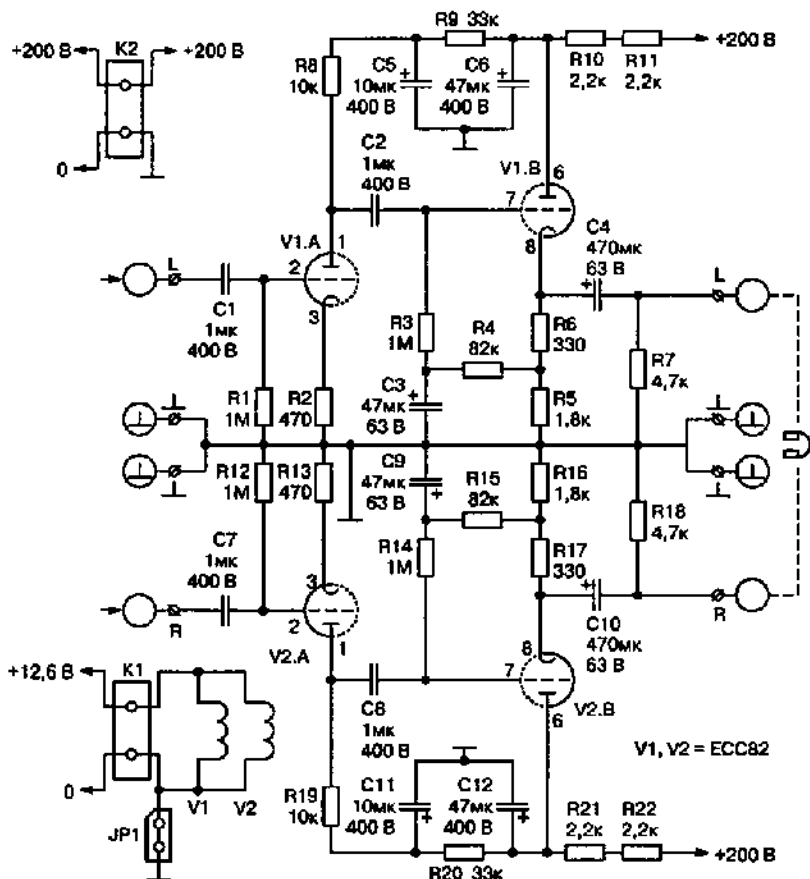


Рис. 4.7. Схема лампового усилителя для головных телефонов

Резисторы R5 и R6 в сумме образуют сопротивление катодной нагрузки. Съем автоматического смещения на сетку через R4C3R3 выполнен только с R6, что оптимизирует режим лампы V1.B по постоянному току. Схема блока питания показана на рис. 4.8.

Накал выполняется постоянным током с выхода стабилизатора IC1. Анодное напряжение формируется инверсно включенным трансформатором TR2, диодным мостом D5—D8 и сглаживающими конденсаторами C13C14.

Усилитель оптимален для работы с высокоомными наушниками (300—600 Ом) и с ними обеспечивает коэффициент гармоник K<sub>г</sub> около 2% при мощности 1 мВт.

Относительный уровень собственных шумов достигает -93 дБ или -100 дБА, если дополнительно в цепь анодного питания включить активный сглаживающий фильтр по схеме рис. 4.9 [34].

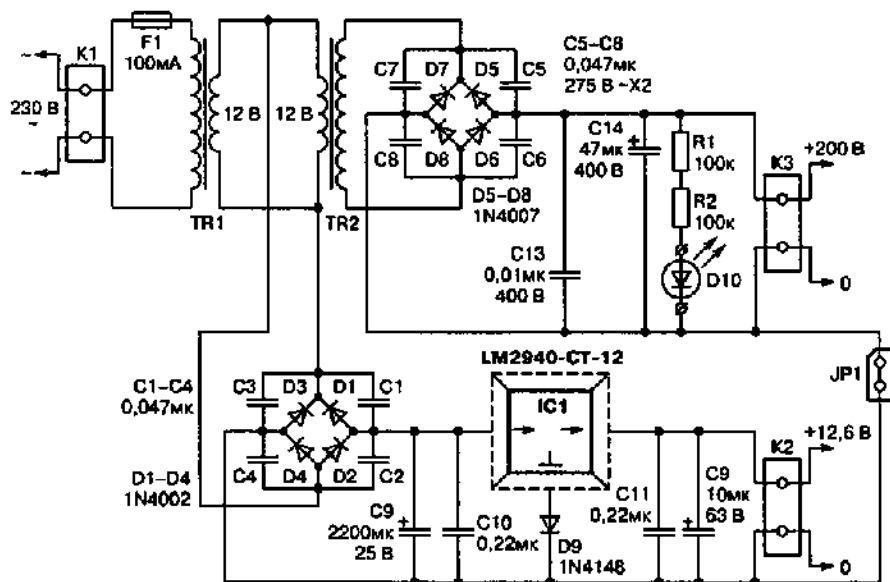


Рис. 4.8. Схема блока питания

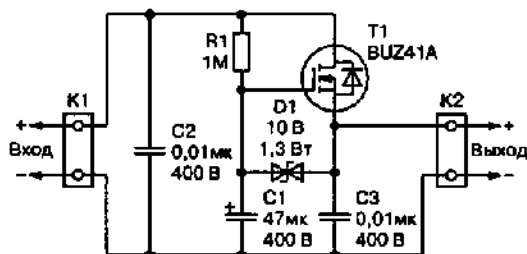


Рис. 4.9. Схема включения активного сглаживающего фильтра в цепь анодного питания



# УСТРОЙСТВА ЗАПИСИ-ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ ЗВУКА

## Динамический шумоподаватель NR-2 фирмы Nakamichi

Избавиться от неприятного «шип» как микрофонов, так и других источников звука и фонограмм поможет динамический шумоподаватель NR-2 фирмы Nakamichi (на рис. 5.1 показан стереовариант).

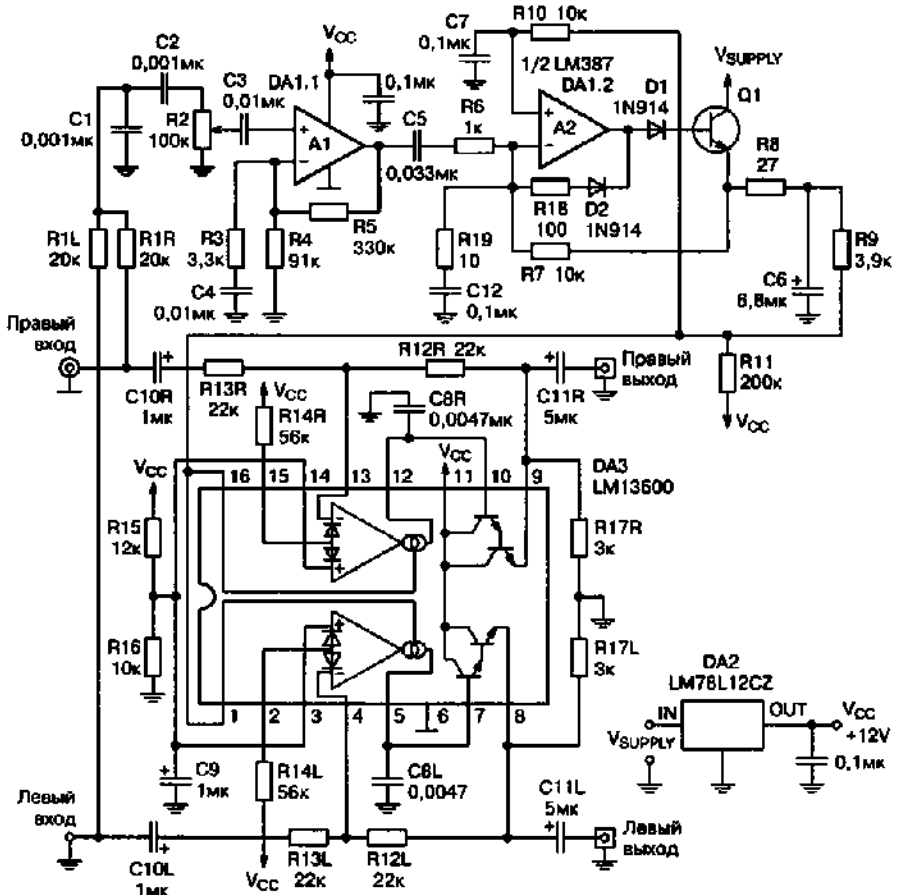


Рис. 5.1. Стереовариант динамического шумоподавателя NR-2 фирмы Nakamichi

Основу устройства составляют управляемые ФНЧ первого порядка, выполненные на ОУ с управляемой крутизной (Operational Transconductance Amplifier) LM13600 и конденсаторах C8L, C8R.

Частота среза фильтров изменяется от 800 Гц до 30 кГц в зависимости от управляющего тока, поступающего на выводы 1 и 16 LM13600 с канала управления, содержащего регулятор чувствительности (порога шумоподавления) R2, ФВЧ (C2R2, R3C4, C5R6) с усилителем (A1) и амплитудный детектор A2, D1, D2, Q1, C6 [25].

### Пассивный послеЦАПовый ФНЧ для High-End CD-проигрывателя

Аргументом в пользу пассивного исполнения аналогового постфильтра надтональных помех, входящего в состав CD-проигрывателей, является то, что на его входе действуют интенсивные высокочастотные помехи.

Скорость нарастания (а иногда и амплитуда) этих помех в несколько раз превышают скорость нарастания полезного сигнала.



#### Примечание.

*Для нормальной работы фильтр должен сохранять линейность и на частотах фильтруемых помех (т. е. до единиц-десятков МГц). Это в активных схемах весьма затруднительно, а в пассивных реализуется автоматически.*

Чтобы пассивное исполнение фильтра проявило себя в полной мере, перед фильтром вообще не должно быть активных линейных каскадов, в том числе и в схеме ЦАП. Наиболее радикально этому требованию удовлетворяют однобитовые ЦАП, выходной сигнал которых представляет собой цифровой поток.

Далее возникает вопрос выбора порядка фильтра. Рассматривая аудиосистему как целое, можно выбрать усилитель с максимальной устойчивостью к надтональным помехам и максимально снизить порядок постфильтра. Уровень помех, который не стоит превышать, можно определить при этом следующим образом: скорость нарастания сигнала помехи не должна превышать максимальной скорости нарастания полезного сигнала.

Не вполне однозначным является вопрос о применении в составе фильтра катушек индуктивности. Учитывая то, что номиналы индуктивностей получаются большими и их изготовление без сердечников, являющихся источником нелинейности, затруднительно, следует решить вопрос скорее в пользу их отсутствия.

Рассмотрим пассивный RC фильтр второго порядка для ЦАП CXD2561 (SONY). Резисторы R1 и R2 выполняют также функцию матри-

цирования выходных сигналов ЦАП. Несмотря на схемотехническую простоту, оптимальный выбор элементов фильтра не так прост.

Сопротивления  $R1$  и  $R2$  выбираются из компромиссного соображения: они не должны создавать чрезмерной нагрузки на выходные каскады ЦАП и вносить значительное затухание в обрабатываемый сигнал. Резистор  $R3$  должен быть как можно больше с точки зрения добротности фильтра и как можно меньше с точки зрения вносимых потерь.

Для определенности примем сопротивление параллельно соединенных резисторов  $R1$  и  $R2$  равным сопротивлению  $R3$ . При этом можно показать, что максимальная добротность фильтра будет достигнута при  $C1=2^*C2$ .

Далее необходимо определиться с частотой среза фильтра. Она должна быть:

- ♦ как можно больше для минимизации искажений АЧХ;
- ♦ как можно меньше для увеличения подавления помех.

Допустимыми искажениями АЧХ будем считать спад величиной 2 дБ на частоте 20 кГц. При педантичном прослушивании такой спад заметить можно, но на передачу музыкальных эмоций он практически не влияет.

Рассчитанный исходя из приведенных соображений пассивный ФНЧ изображен на рис. 5.2. Основные характеристики системы ЦАП-фильтр следующие: номинальное выходное напряжение (ампл. знач.) — 1 В, выходное сопротивление —

1,8 Ом, минимальное сопротивление нагрузки — 10 Ом, подавление надтональных помех на частоте 3,125 МГц — 67 дБ, напряжение надтональных помех (амплитудное значение) — 8 мВ, отношение скорости нарастания помехи к скорости нарастания полезного сигнала — 1,25.

Общий принцип, по которому следует выбирать усилитель для работы совместно с представленным фильтром — нелинейные искажения не должны существенно возрастать с частотой. Этому требованию потенциально удовлетворяют усилители следующих классов:

- ♦ ламповые ОТЛ класса А;
- ♦ транзисторные класса А без общей ООС;
- ♦ транзисторные класса А с ООС, если они имеют апериодическую переходную характеристику.

Работа фильтра характеризуется повышением натуральности звучания, поэтому хочется предостеречь читателей от поисков улучшения звука в фонограммах с применением цифрового мастеринга и электронных инструментов [41].

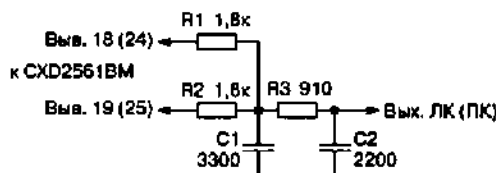


Рис. 5.2. Схема пассивного ФНЧ

## High-End 24-битовый аудиоЦАП для компьютерного CD-ROM

Основной функцией компьютерных CD-ROM приводов является считывание информации с диска с как можно большей скоростью. Функция проигрывания аудио дисков является «довеском» к основной функции. Действительно, почему бы не добавить еще и воспроизведение аудио, благо все необходимое для этого уже есть.

Во всех приводах при воспроизведении аудио в большей или меньшей мере присутствуют помехи, вносимые как приводами диска, головки, системой фокусировки, так и помехи, связанные с работой электроники привода и обменом данными с контроллером.

Все эти помехи явственно различимы на тихих участках фонограммы и проявляются в виде шипения или свиста, совпадающего по времени с обменом данными с контроллером, позиционированием головки или раскруткой (торможением) шпиндельного двигателя. И хотя эти помехи заметны только на тихих участках фонограммы, однако, как говорится, «это не есть хорошо», и с этим нужно бороться.

Кроме того, на некоторых (весьма распространенных ввиду невысокой стоимости) приводах используются «шедевры» ЦАП построения наших китайских товарищей с разрядностью менее шестнадцати. В качестве примера можно привести CD-ROM привод BTC (24x), в котором установлен ЦАП PT8211 фирмы Princeton Technology.

Как говорит полученная у них документация, это «10-битный ЦАП с 16-битным динамическим диапазоном. Такой диапазон достигается потому, что 16-битные входные данные при вводе конвертируются в форму с плавающей точкой по схеме: 10 bits mantissa and 7 step exponent».

Как результат — при воспроизведении тихих участков фонограммы явственно слышны искажения (аналогичное явление можно наблюдать при воспроизведении 8 битовых оцифровок). И если с проблемой загрязнения аналоговой «земли» цифровыми помехами еще можно было бы справиться малой кровью (для этого достаточно развязать цепи питания аналоговой и цифровой части привода), то с этой можно справиться только применением радикальных мер — заменой микросхемы ЦАП.



### Внимание.

*CD-ROM привод — вещь довольно тонкая и нежная, поэтому, если вы не уверены в своих силах, лучше не делайте ничего. Переделка не требует внесения изменений в схему привода (перерезания дорожек, изменения номиналов элементов), поэтому, если все сделано правильно, работа штатных его узлов никак не нарушится.*

Приведенная здесь информация, возможно, окажется полезной и тем, у кого узел цифро-аналогового преобразователя в приводе вышел из строя. И, наконец, ничто не мешает применить это и при усовершенствовании стационарного музыкального центра производства Китая (вряд ли звучание изменится в худшую сторону).

Именно поэтому, закончив работу над контроллером CD-ROM, автор (Р. Иващенко, г. Полтава) и решил рискнуть заменить цифро-аналоговый преобразователь на своем 4-х скоростном Mitsumi на что-нибудь более современное и совершенное. Проведя небольшой поиск, в конце концов, он остановился на ЦАП CS4390 фирмы Crystal Semiconductors.

Как видно из схемы (рис. 5.3), обвязка, необходимая для работы ЦАП CS4390 действительно невелика. Фактически, если не считать стабилизаторов напряжения, представлена одним операционным усилителем и некоторым количеством резисторов и конденсаторов. Аналоговая часть взята автором без изменений из рекомендованной в документации схемы включения данного ЦАП. Так что желающие могут попробовать что-то в ней улучшить.

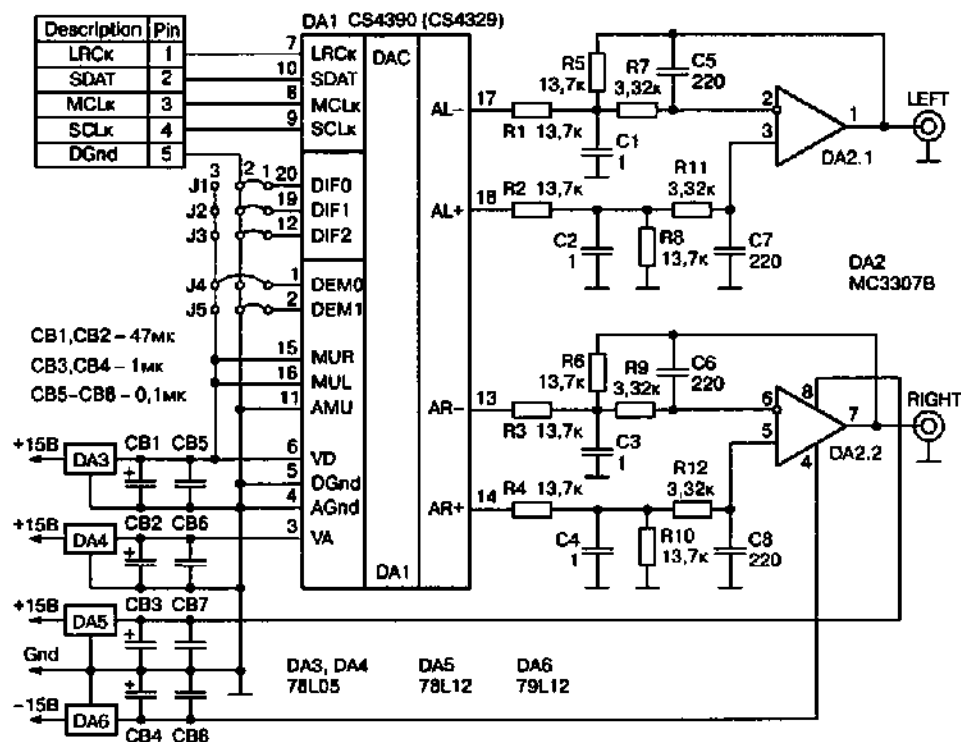


Рис. 5.3. Схема High-End 24-битовый аудиоЦАП для компьютерного CD-ROM

Сам ЦАП можно (если верить фирме-производителю) без переделки платы заменить на CS4329 (20 битовый предшественник CS4390). Операционный усилитель MC3307B можно найти на «дохлых» платах CD приводов или купить.

Неплохие результаты получаются и при использовании вместо указанного на схеме ОУ — LM358 (K1040УД1) или даже штатного (для Mitsumi) ОУ MC3414A. Возможно, хорошие результаты получатся и с K574УД2.

Учитывая, что потребление по всем цепям мало, целесообразно для уменьшения габаритов платы использовать интегральные стабилизаторы серий 78L и 79L. При желании их можно заменить на стабилизаторы LM317 / LM337 (но потребуются переделка платы). Запитывать ЦАП и привод желательно от разных источников (разных обмоток силового трансформатора).

Расположение деталей и рисунок пречатной платы приведены на рис. 5.4.

**Перемычки на плате имеют следующее назначение:**

J1—J3 выбирают формат данных, которые будут вводиться в привод (подробнее об этом можно посмотреть в документации, которую распространяют вместе с микросхемой);

J4—J5 предназначены для управления цифровым фильтром. Указанное на схеме положение используется для частоты дискретизации 44,1КГц, а положение перемычек J4=J5=1 — De-emphasis=Off.



**Примечание.**

*Уровень лог. 0 соответствует перемычке, установленной в положение 1-2, а лог. 1 — перемычке установленной в положение 1-3.*

Теперь подробнее о переделке. Все что необходимо сделать, это открыть привод, найти ИС ЦАП (AK4311) и реализовать следующие соединения между платой ЦАП и платой привода: вход MCLK (3) — ножка 5 MC AK4311, вход LRCK (1) — ножка 9 MC AK4311, вход SCLK (4) — ножка 7 MC AK4311, вход SDATA (2) — ножка 8 MC AK4311, вход DGnd (5) — общий (выв. 2 MC AK4311).

При этом внутренний ЦАП привода остается в рабочем состоянии (следовательно, выход на наушники и линейный выход могут использоваться).

Все вышенаписанное относится к приводу Mitsumi FX400 (хотя, подозреваю, без проблем может быть применено и ко всем остальным приводам этой фирмы). К сожалению, дать рекомендации для всех типов приводов попросту невозможно. Поэтому ниже приведена методика, действуя согласно которой, вы, скорее всего, добьетесь успеха.

**Шаг 1.** Необходимо найти микросхему цифро-аналогового преобразователя. ЦАП может быть представлен как отдельной микросхемой, так

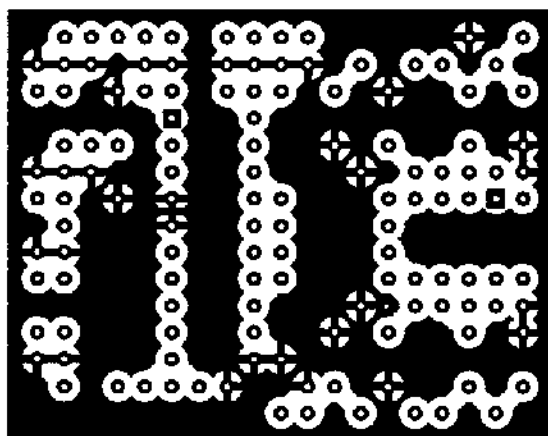
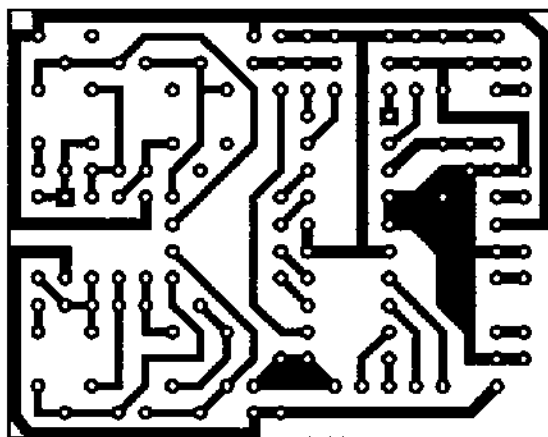
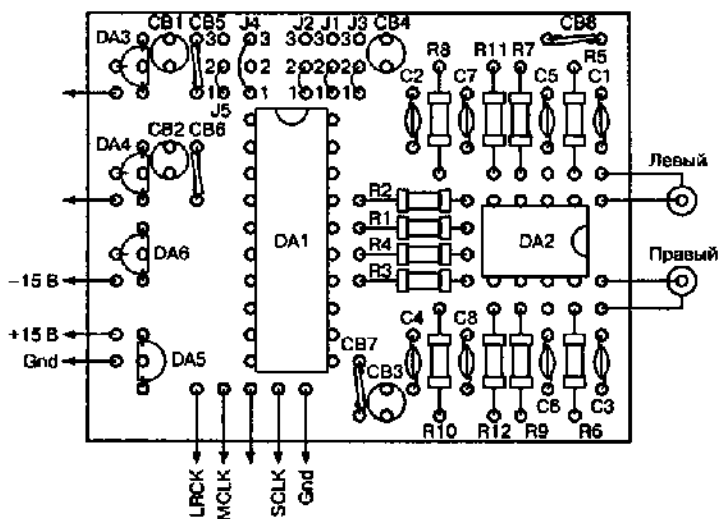


Рис. 5.4. Расположение деталей и рисунок печатной платы

и быть интегрированным в БИС декодера считываемой информации. Сделать это можно, например, проследив аналоговые цепи от линейного выхода привода до собственно ЦАП. Или же, если есть такая возможность, попытавшись локализовать ЦАП по маркировке: для приводов Mitsumi искомая микросхема — АК4311, для некоторых приводов ВТС — РТ8211, в приводах NEC можно встретить ЦАП РСМ1715 (РСМ1717) фирмы Burr&Brown, а в приводах Samsung (и Creative на базе Samsung) ЦАП встроен в БИС декодера.

**Шаг 2.** Зная тип ЦАП или БИС декодера, находим требуемые для работы ЦАП CS4390 сигналы, а, следовательно, и выводы (точки подключения на плате). При этом следует обратить внимание и на формат данных, передающихся декодером в ЦАП. На этом этапе не обойтись без Интернета. Для поиска информации по интересующим меня микросхемам я пользовался поисковиком сервера <http://www.chipinfo.ru>.

**Шаг 3.** Согласно полученным данным корректируем положение перемычек на плате ЦАП (если необходимо) в соответствии с имеющимися сигналами и производим подключение внешнего ЦАП.

В нашем случае (АК4311) требуемые сигналы снимаются со следующих ножек ЦАП:

- MCLK — ножка 5 МС АК4311;
- LRCK — ножка 9 МС АК4311;
- SCLK — ножка 7 МС АК4311;
- SDATA — ножка 8 МС АК4311.

Для тех, у кого ЦАП представлен микросхемой РСМ1715, требуемые ножки такие:

- MCLK — ножка 5 МС РСМ1715;
- LRCK — ножка 1 МС РСМ1715;
- SCLK — ножка 3 МС РСМ1715;
- SDATA — ножка 2 МС РСМ1715.

Перемычки DIF0-DIF2 устанавливаются так, как показано на схеме. Гурманы и хай-эндщики могут попробовать комбинацию DIF0=1; DIF1=DIF2=0. Это позволит использовать 24-х битовое преобразование, если ваш привод обладает такой возможностью.

Собранная схема наладки не требует. Для уменьшения уровня внешних наводок плату желательно поместить в экранированный корпус. Кроме того, входные сигналы (линии MCLK, LRCK, SCLK, SDATA) должны заводиться проводниками минимальной длины [3].

### Внешний аудиоЦАП «DAC 2000» Т. Гизбертса

Внешний аудиоЦАП «DAC 2000» Т. Гизбертса улучшит звучание многих устройств цифровой звукозаписи — CD, DVD, R-DAT. Он позволяет



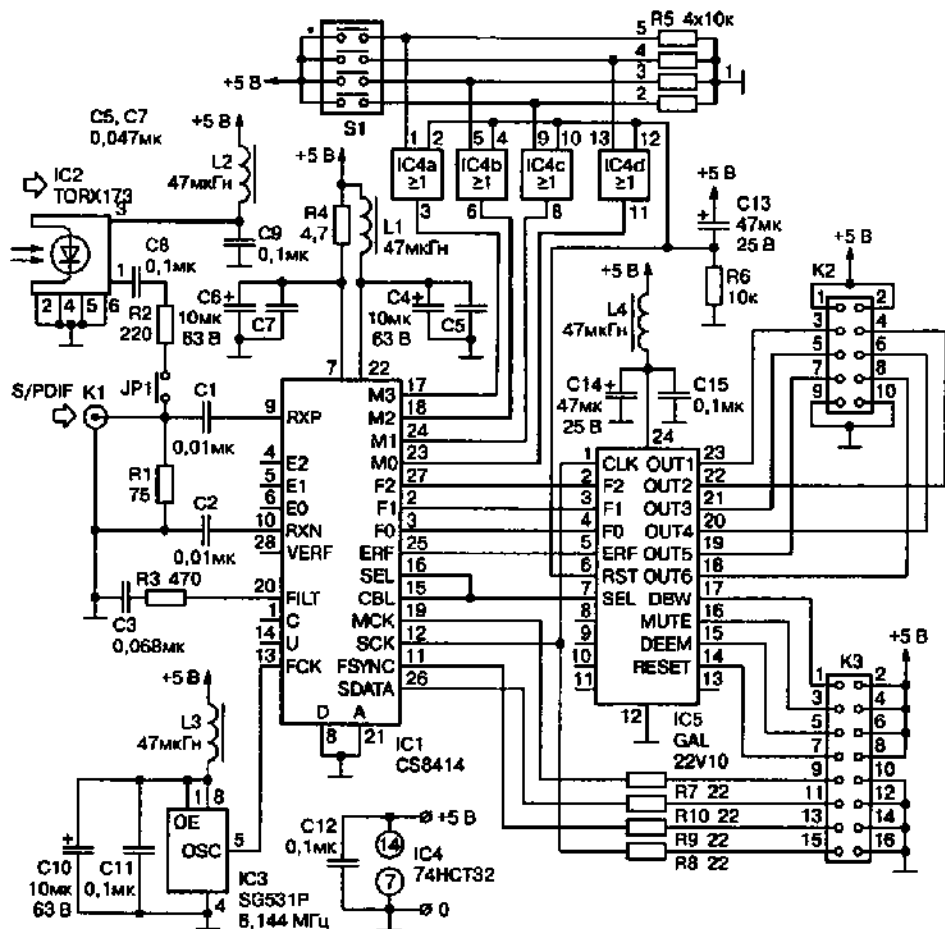


Рис. 5.5. Схема входной платы

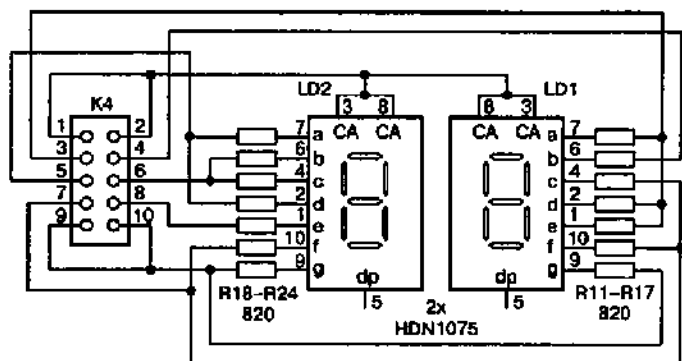


Рис. 5.6. Схема дисплейной платы

работать с любыми частотами дискретизации в диапазоне 32—96 кГц (стандартные 32 кГц; 44,1 кГц; 48 кГц; 88,2 кГц; 96 кГц) и любой разрядностью данных вплоть до 24. Входная плата (рис. 5.7) состоит из оптического (IC2 — TORX173 Toshiba) и коаксиального (K1) входов цифровых звукоданных в формате S/PDIF, цифрового приемника-конвертора IC1 CS8414 Crystal Semiconductors с локальным высокостабильным опорным генератором (6,144 МГц) IC3, логической матрицы IC5 GAL™ Generic Array Logic от National Semiconductor (GAL22V10B-996530-1).

Дисплейная плата (рис. 5.6) обеспечивает индикацию текущей частоты дискретизации семисегментными светодиодными матрицами. Она соединена с ПЛМ IC5 входной платы 10-жильным плоским кабелем через разъемы K2 (рис. 5.5) и K4 (рис. 5.6).

24-разрядный цифровой интерполирующий фильтр с 8-кратной передискретизацией (8x-oversampling) IC6 DF1704 Burr-Brown расположен на основной плате (рис. 5.7) устройства и получает данные по 16-жильному плоскому кабелю через разъемы K5 (рис. 5.7) и K3 (рис. 5.5):

- ♦ SDATA — собственно данные правого и левого каналов в последовательном коде;
- ♦ PSYNC — синхро идентификации левого/правого в SDATA (в зависимости от режима работы он равен или вдвое выше частоты дискретизации  $F_s$ );
- ♦ SCK — синхро идентификации разрядов (64Fs);
- ♦ MCK — синхро с частотой 256Fs, используемый для передискретизации и интерполяции.

Эти четыре сигнала могут формироваться IC1 в разных форматах, задаваемых потенциалами на выводах M0—M3 IC1.



#### Совет.

*В данном случае рекомендуется «понятный» для IC6 формат PS, которому соответствует M1=1, M0=M2=M3=0 (коммутацию обеспечивают переключками S1); остальные режимы предусмотрены для возможности гибкого «апгрейда» в будущем, в частности, при использовании других ИМС цифрового фильтра.*

Кроме перечисленных, на основную плату передаются сигналы:

- ♦ DBW (Double BandWidth — удвоенная полоса) — при частотах дискретизации 88,2 кГц и 96 кГц реле Re2, Re3 увеличивают частоту среза аналоговых послеЦАПовых фильтров (IC10, IC12) с 27 до 44 кГц;
- ♦ MUTE — приглушение выхода при отсутствии или выпадении входного сигнала;
- ♦ DEEM — идентификатор включенных предискажений (этот сигнал передается только в цифровой фильтр для включения соответствующей коррекции).

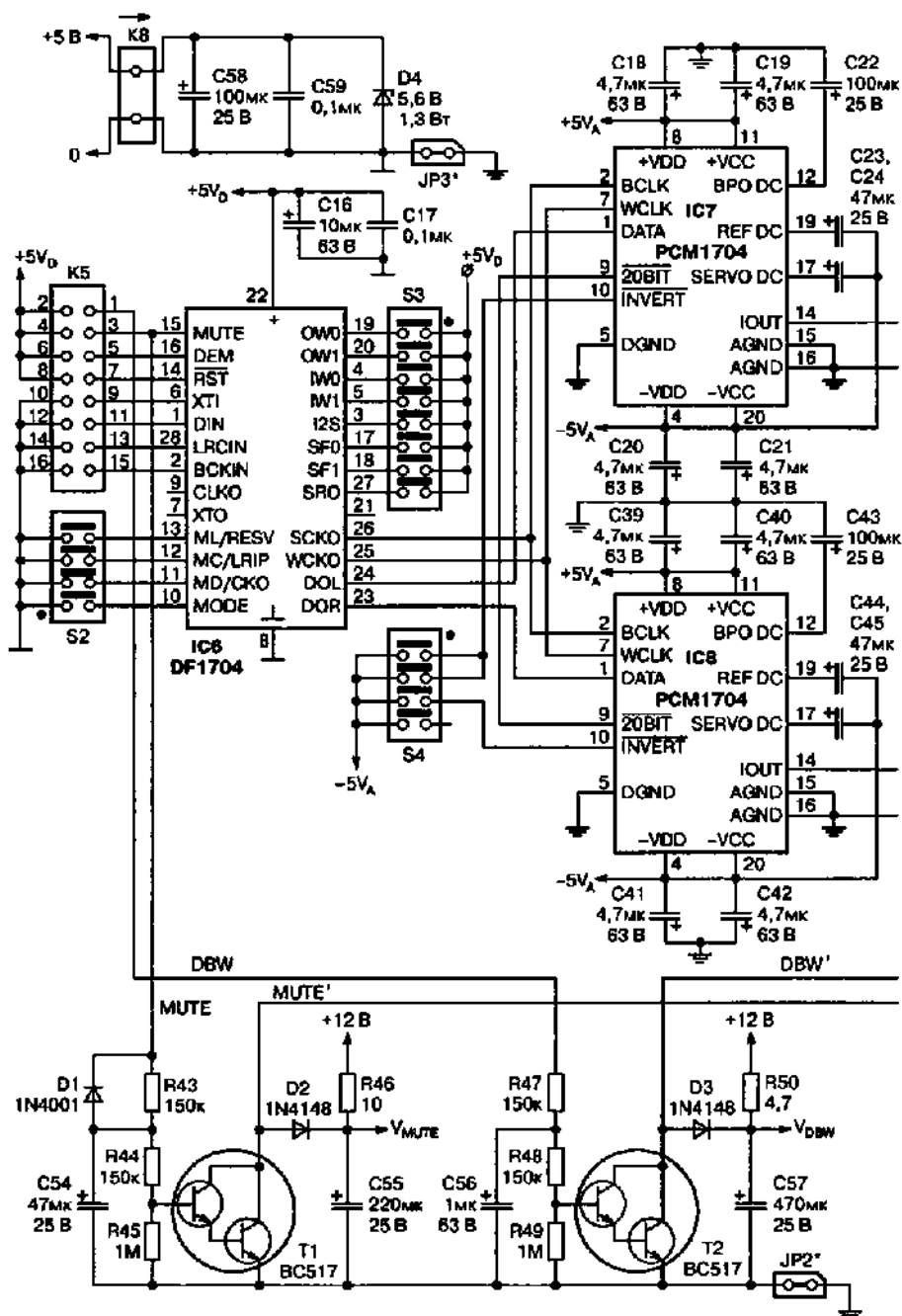
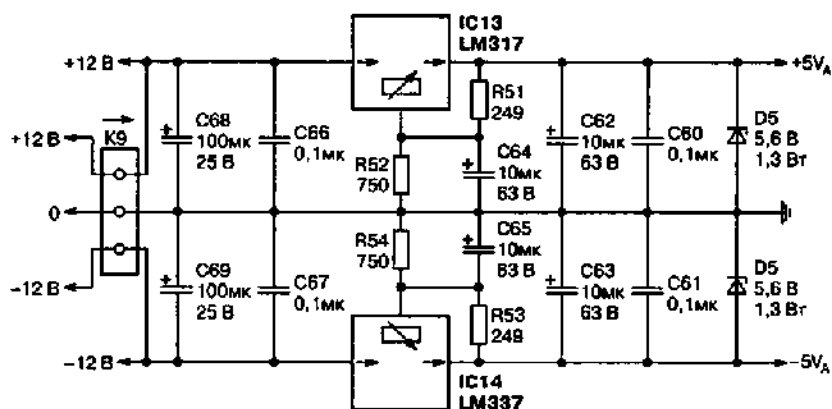
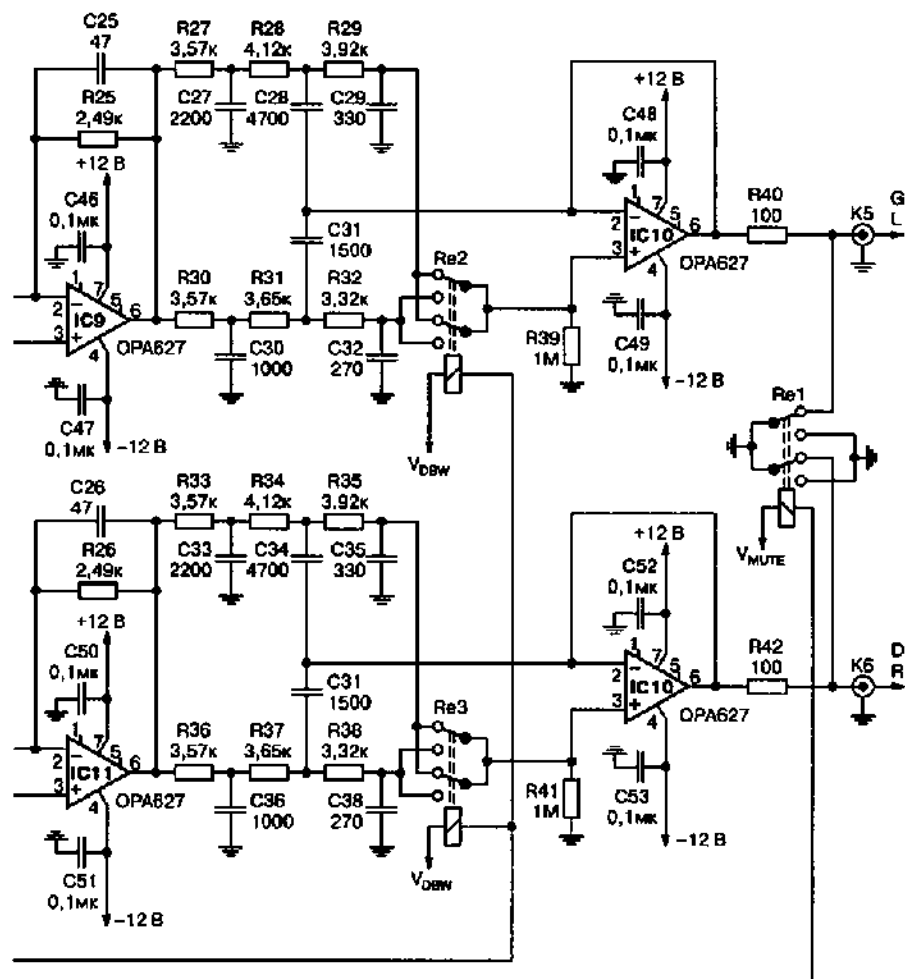


Рис. 5.7. Схема основной платы



Собственно ЦАПы выполнены (рис. 5.7) на ИМС IC7, IC8 Burr-Brown PCM1704 (традиционные R-2R. Они технологически намного сложнее и поэтому дороже delta-sigma ЦАП. Но, в отличие от последних, не создают ультразвуковых помех, нагруженных на преобразователи ток-напряжение IC9, IC11 активные аналоговые ФНЧ третьего порядка IC10, IC12.

Переключки S2 предусмотрены для модификации (в будущем) режимов работы цифрового фильтра, который пока используется в основном режиме с заземленным выводом 10 IC6. S3 задают формат входных данных IC6, в частности, для принятого в данном проекте формата I<sup>2</sup>S с шиной 5Vd должен быть соединен вывод 3 IC6.

S4 позволяют при необходимости включить инвертирование звукового сигнала как обоими, так и одним из ЦАП (выводы 10 IC7, IC8), а также игнорировать данные в разрядах 21—24 (т. е. ограничить эквивалентную точность ЦАП 20 разрядами; для этого выводы 9 IC7, IC8 должны через соответствующую переключку S4 быть соединены с шиной -5Va).

На рис. 5.8 показана схема блока питания, соединяемого с основной платой разъемами K12-K8 и K10-K9.

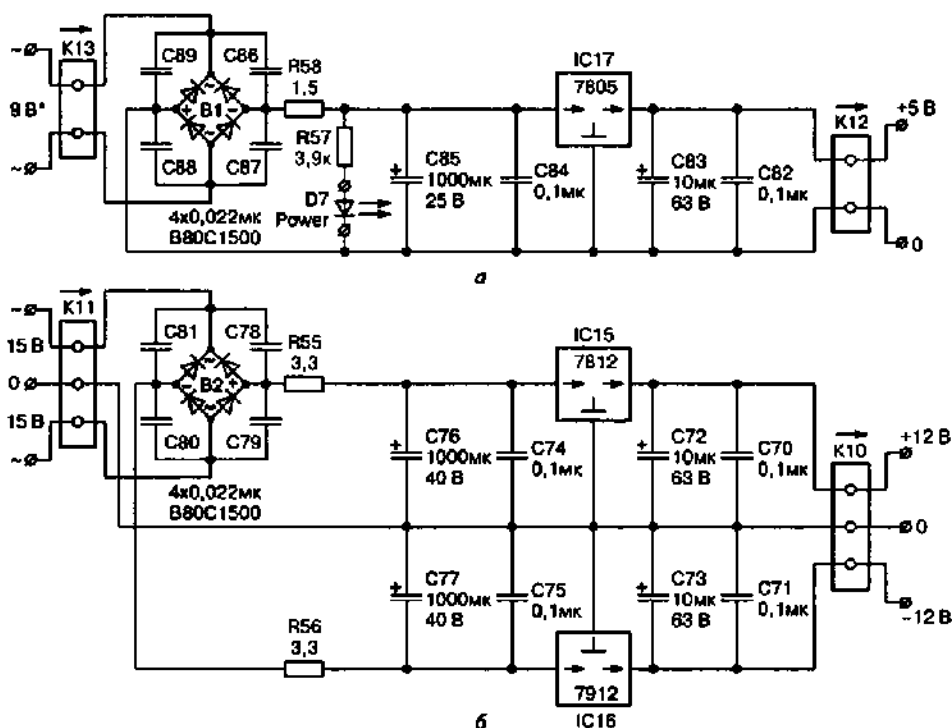


Рис. 5.8. Схема блока питания: 5 В (а) и ±12 В (б)

**Примечание.**

*Особое внимание уделяется разделению цифровой и аналоговой «земель», а также индивидуальной развязке цепей питания каждой ИМС блокировочными конденсаторами и (для самых высокочастотных IC1—IC5) — дросселями L1—L4.*

Выходное напряжение устройства — 2,1 В, выходное сопротивление 100 Ом, отношение сигнал/шум — 114 дБ, коэффициент гармоник — 0,0016%/0,0008% (16-разрядов/24 разряда), завал АЧХ на частоте 20 кГц — 0,94 дБ для частот дискретизации 32, 44 и 48 кГц или 0,66 дБ для 88, 96 кГц [13].

### Недорогой высококачественный аудиоЦАП с S/PDIF входом

Очень экономный в смысле внешней «обвязки» недорогой, но высококачественный аудиоЦАП с S/PDIF входом (рис. 5.9) предложил Петр Збисински.

Простота реализации обусловлена применением удачных ИМС Analog Devices:

- IC1 — цифровой S/PDIF, AES, EBU — совместимый приемник и асинхронный конвертор частот дискретизации;
- IC2 — спаренный 18-разрядный сигма-дельта ЦАП с встроенным цифровым фильтром (с 128-кратной передискретизацией) и встроенным аналоговым выходным фильтром (не требует на выходе дополнительной фильтрации).

Единственный дополнительный тактовый сигнал частотой 22579,2 кГц (512FsoutCLOCK) необходимо формировать кварцевым генератором. Невзвешенное отношение сигнал/шум составляет 92 дБ, коэффициент гармоник 0,0025%. В нижней части рисунка приведен фрагмент схемы для сопряжения с профессиональным цифровым оборудованием с уровнем сигнала AES/EBU 3—10 В [40].

### Hi-Fi 24-разрядный аудиоЦАП

Все устройства подобного назначения, как правило, построены на схожей элементной базе. Связано это с тем, что выбор элементов для разработчика той или иной схемы не так уж и широк. Например, из приемников S/PDIF сигнала сейчас более-менее доступны микросхемы CS8412, CS8414, CS8420 от Crystal Semiconductor, DIR1700 от Burr-Brown, AD1892 от Analog Devices. Хорошо знакомые с импортной элементной базой смогут добавить к этому списку YM3623 (Yamaha), AK4112A (Asahi Kasei), M65810 (Mitsubishi). Вот, в принципе, и все.

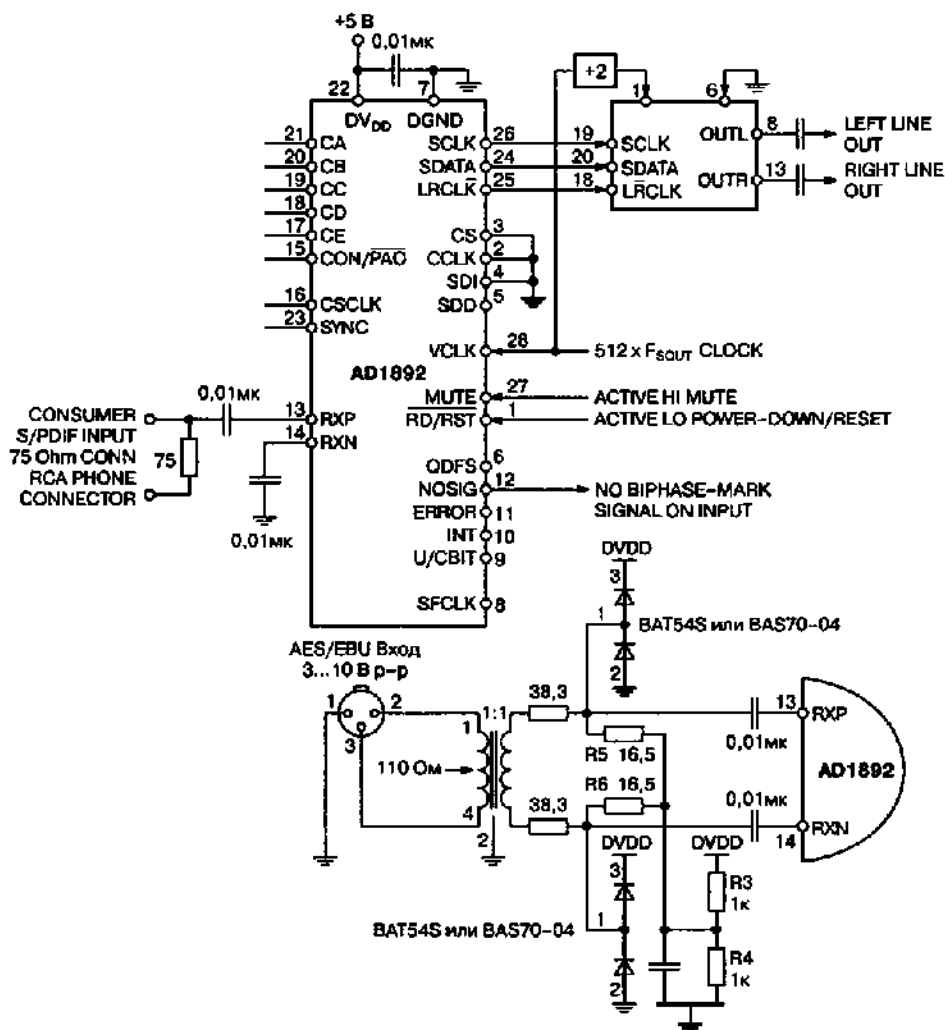


Рис. 5.9. Схема высококачественного аудиоЦАП с S/PDIF входом (а) и его вариант с трансформаторным входом (б)

Среди микросхем собственно DAC выбор шире: CS4327, CS4328, CS4329, CS4390, CS4331 (CS4333), CS4334 (CS4338), CS4396, PCM63, PCM1702, PCM1704, PCM1710, PCM1712, PCM1715, PCM1717, PCM1718, PCM1721, AD1853, AD1857, AD1862, uPD6376, uPD6379, uPD63200, LC78815, AK4320, AK4324, AK4393.

Теперь из всего этого разнообразия попытаемся выбрать то, что доступно в пределах СНГ и что устраивает нас по требованиям каче-

ства. Иначе говоря, сразу отбрасываем микросхемы ЦАП с разрядностью менее 20 бит, а также труднодоставаемые микросхемы. Кроме того, для упрощения сборки и особенно дальнейшей модернизации лучше, чтобы выбранные микросхемы поддерживали формат входного слова по так называемому IIS стандарту и имели встроенный фильтр дезэмфазиса (несмотря на редкость, компакт-диски, записанные с преэмфазисом, иногда все-таки попадают).

Ну и также отбросим в сторону очень дорогие микросхемы вроде РСМ63 ценой в 96 долларов за пару, к которым необходима еще и специальная микросхема цифрового фильтра. Итак, что же у нас получилось?

Микросхемы DAC: CS4329, CS4390, CS4396 (Crystal), AK4320, AK4324, AK4393 (Asahi Kasei), AD1857 (Analog Devices). Все эти микросхемы ЦАП применимы в данной схеме. В схемах в этом разделе будут показаны примеры замены примененного ЦАП на некоторые из вышеперечисленных.

Теперь перейдем собственно к схеме устройства (рис. 5.10). Еще одно небольшое замечание: любой конструктор, имеющий под рукой документацию на данные микросхемы (так называемые *datasheets* или жаргонно «даташиты»), сможет разработать и рассчитать подобную схему за два свободных вечера. Но если у вас нет доступа к фирменной документации или вы не чувствуете пока себя специалистом в разработке подобных устройств, то данное готовое решение как раз для вас.

Итак, устройство состоит из входного разделительного трансформатора Тг.1 (он хоть и необязателен и даже не требуется по стандарту, но настоятельно рекомендуется), приемника цифрового сигнала, собственно ЦАП, выходных аналоговых фильтров и схемы питания.

На микросхеме IC101 CS8412 собран приемник цифрового сигнала, схема выделения тактового сигнала на основе PLL, декодер субкода (субкод — это дополнительный код, несущий служебную информацию, например, о наличии в сигнале предисказаний, разрешении/запрете цифровой перезаписи, номере фрагмента на носителе, оригинал/копия и т. д.) и преобразователь данных в формат IIS.

Схема включения типовая. Последовательная RC-цепочка из резистора 1 кОм и конденсатора 0,047 мкФ представляет собой фильтр системы PLL. Инверторы микросхемы IC102 выполняют либо просто инвертирование сигнала, либо параллельно еще и функцию драйверов светодиодов. Двухцветный светодиод LED101 зеленым свечением обозначает отсутствие преэмфазиса во входном сигнале, а красным — его наличие. Свечение светодиода LED102 красного цвета означает, что на вход устройства подается сигнал, содержащий не чисто звуковые данные, а, например, кодированный сигнал 6-канальной системы Dolby, при этом ЦАП блокируется и сигнал на выход не поступает.





Сигналы шины IIS на схеме подписаны, кратко опишем их функции: MCLK (или MCLK 256x) — Master Clock, основной тактирующий сигнал устройства, им тактируется аналоговый фильтр на переключаемых конденсаторах в микросхеме ЦАП, кроме того все остальные тактовые сигналы получаются делением MCLK. Сигнал имеет частоту, в 256 раз большую частоты дискретизации, выделенной из входного потока.

SCLK — Serial Clock, сигнал, тактирующий каждый бит данных. По фронту этого сигнала бит данных с линии SDATA записывается во внутренний регистр ЦАП.

LRCK — Left/Right Clock. Сигнал определяет, к левому или правому звуковому каналу относится передаваемое по IIS 24-битовое слово данных.

SDATA — Serial Data. Последовательные данные. По этой линии 24-битные слова побитно передаются на микросхему ЦАП, начиная со старшего бита (при наблюдении работы схемы на логическом анализаторе не забудьте, что в стандарте IIS после фронта или спада сигнала LRCK проходит один холостой такт SCLK, и только потом появляется на линии SDATA старший значащий бит).

DEEMPHASIS — сигнал, означающий наличие предискажений во входном сигнале, в таком случае на этой линии будет логическая «1». Для возможности использования различных микросхем ЦАП предусмотрен и инверсный вариант этого сигнала.

NON-AUDIO — сигнал, означающий, что на вход устройства подаются незвуковые данные, используется для мьютирования (приглушения) ЦАП. Также предусмотрен инверсный вариант.

Далее сигнал в стандарте IIS поступает на микросхему ЦАП АК4324 (IC103).



#### **Внимание.**

*На микросхему ЦАП подключено два отдельных общих провода, аналоговый и цифровой, которые соединены на плате только в одной точке через перемычку в ферритовой трубочке L1. Это помогает избежать помех от цифровой части устройства.*

Цепочка из диода, резистора 56 кОм, резистора 47 кОм и конденсатора 2,2 мкФ является схемой сброса. Если есть возможность, можно применить в этом узле схему, например, на микросхеме MN1280. Резисторы 10 Ом и 22 Ом совместно с конденсаторами 0,1 и 10 мкФ выполняют функцию фильтров питания, также помогая избавиться от цифровых помех в выходном звуковом сигнале.

Далее следует пассивный аналоговый фильтр (рис. 5.11). Эта часть схемы отличается от рекомендованных в даташитах. Причиной этому послужило несколько соображений. Дело в том, что большинство современных микросхем цифроаналоговых преобразователей для звуковых

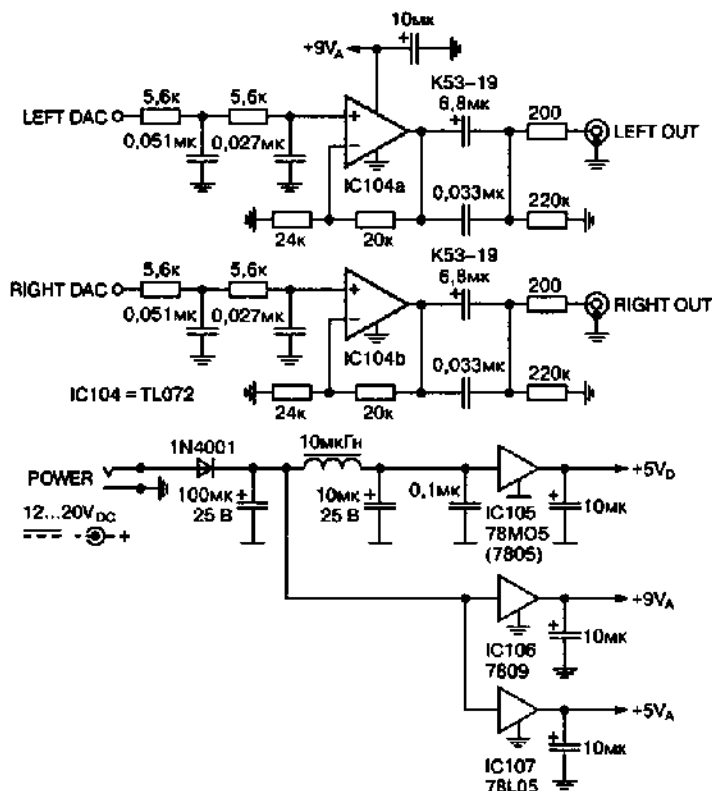


Рис. 5.11. Схема пассивного аналогового фильтра и его блока питания

применений имеют парафазные выходы от каждого канала и обычно сигналы с них подают на дифференциальный фильтр, вычитающий нелинейности и складывающий полезный сигнал.

В данной же схеме применено снятие сигнала только с неинверсных выходов каждого канала ЦАП, к тому же применен пассивный фильтр. Причина данного решения в том, что нелинейность применяемых ЦАПов очень мала, выигрыша же от симметричного снятия сигнала обычно не бывает из-за того, что для нормальной работы дифференциального фильтра нужен очень высокочастотный операционный усилитель.

Среди широкодоступных ОУ микросхему с такими параметрами найти вряд ли удастся, поэтому и был выбран такой вариант фильтра.



#### Примечание.

Положительный эффект этого решения еще и в том, что на выходе микросхем ЦАП с дельта-сигма преобразованием имеется надтональная составляющая до нескольких МГц. Она при использовании актив-

*ного фильтра на обычных ОУ дает сильные интермодуляционные искажения, воспринимаемые на слух как чрезмерный шум и «грязь» в звуковом сигнале.*

За пассивным фильтром идет буферный каскад с коэффициентом усиления немного меньше 2 на ОУ IC104 типа TL072. ОУ в буферном каскаде питается от однополярного источника, но поскольку на выходах ЦАП присутствует постоянное напряжение около 2,5 В и буферный каскад обладает усилением не только по переменному но и по постоянному току, то на выходе этого каскада устанавливается напряжение около 4,5 В, что равно половине напряжения питания ОУ. Поскольку применено однополярное питание ОУ, на выходе буферного каскада необходим разделительный конденсатор.

В схеме указан электролитический конденсатор 6,8 мкФ типа K53-19 (кто не знает — этакая капелька голубого компаунда с двумя выводами, толстый — плюс, тонкий — минус), зашунтированный пленочным 0,033 мкФ. Конденсатор K53-19 представляет собой оксидно-полупроводниковый ниобиевый конденсатор с твердым электролитом с неплохими параметрами.

Для того чтобы не было заметно ионных искажений, свойственных электролитическим конденсаторам (хотя K53-19 ведет себя в этом отношении достаточно порядочно), он зашунтирован пленочным небольшой емкости.

Хотя, если в вашем распоряжении окажутся неэлектролитические конденсаторы емкостью 2,2 мкФ и более, например, K73-17 на 4,7 мкФ 63 В, им следует отдать предпочтение.

Схема питания всего устройства состоит из трех стабилизаторов на микросхемах IC105-IC107 типа 78M05, 78L09, 78L05. Первый из стабилизаторов питает цифровую часть устройства, второй — выходной буфер и третий микросхему ЦАП. Дроссель на 10 мкГн является фильтром помех. Диод 1N4001 защищает устройство от обратной полярности источника питания.

Теперь о возможных заменах деталей. Микросхему CS8412 можно заменить на CS8414, правда, последняя несколько дороже, так как допускает работу с частотой дискретизации до 100 кГц.

ЦАП АК4324 тоже допускает частоту дискретизации до 100 кГц, хотя в данной конструкции это свойство не используется. К тому же эти микросхемы выпускаются в двух типах корпусов — DIP с расстоянием между выводами 2,54 мм и SOIC с расстоянием 1,27 мм.



#### **Совет.**

*Если для вас является проблемой пайка микросхем в планарных корпусах — не забудьте указать в заказе тип корпуса.*

ИС АК4324 выпускается только в корпусе VSOP с расстоянием между выводами 0,65 мм, так что если пайка такого корпуса также не для вас, выберите из замены ту микросхему, которая выпускается в DIP-корпусе.

Итак, возможные замены для АК4324:

- АК4393 (пожалуй, один из самых лучших ЦАП, но корпус тоже только VSOP 0,65 мм);
- CS4390 (DIP 2,54 мм и SSOP 0,65 мм);
- CS4329, CS4396, АК4320 (SSOP 0,65 мм);
- AD1857 (SSOP 0,65 мм).

Кроме того, AD1857 является 20-битовой, если точнее даже 18-битовой с Dithering, но зато Low Cost (низкой стоимости). Включение CS4390 и AD1857 показано на рис. 5.12.

Как преодолеть проблемы с пайкой планарных корпусов? На жало паяльника наматывается медная проволока диаметром около 2 мм и используется как жало. Выводы микросхемы через один отгибаются вверх. В качестве припоя используется самофлюсующийся припой немецкого производства для ремонта устройств с SMD-элементами,

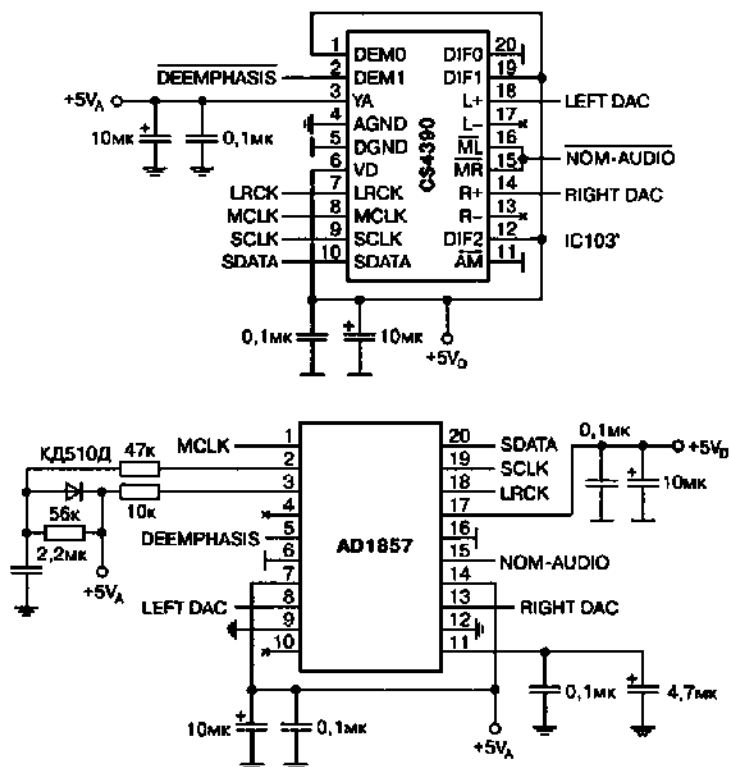


Рис. 5.12. Включение микросхем CS4390 и AD1857

у него другое поверхностное натяжение, он сам течет по выводам и не оставляет перемычек между ними.

Очень хорошим инструментом для такой работы является малогабаритный паяльник 6 В 9 Вт, которым пользуются на минском часовом заводе «Электроника».

Трансформатор Tr.1 использован от неисправной платы сетевого адаптера (от компьютера).

В качестве блока питания для данного устройства может быть использован сетевой адаптер от радиотелефона Panasonic либо любой аналогичный на напряжение 12 В и ток не менее 200 мА.

Входные гнезда RCA (в просторечии «тюльпан») обязательно высококачественные, лучше позолоченные.

Детали. Операционный усилитель подойдет любой малошумящий для звуковых применений, например RC4559, NJM4580, NE5532, TL072 и т. д. Неплохие результаты показали и незвуковые ОУ TL082. Стабилизатор 78M05 можно заменить на 7805, KP142EH5A, В. Вместо стабилизатора 78L09 можно использовать 78M09, 7809, KP142EH8A, Г, K1157EH9.

Микросхему 78L05, которая формирует питание аналоговой части микросхемы ЦАП, заменять на 7805 не рекомендуется, так как в данном случае важны шумовые характеристики стабилизатора. Можно рекомендовать замену на K1157EH5, или на LM317L с двумя резисторами для обеспечения выходного напряжения 5 В, последний вариант даже лучше в связи с очень низкими собственными шумами LM317L.

Налаживания либо настройки устройство не требует [2].

### Портативный MP3-плеер Wakamatsu Tsusho WAKA-MP3

Портативный MP3-плеер Wakamatsu Tsusho WAKA-MP3 является чисто «твердотельным» устройством: в качестве носителя в нем применяются SmartMedia® флэш-карты емкостью от 8 до 128 МБ (например, Toshiba TC58V64 NAND flash).

Устройство построено на MP3-чипсете фирмы Micronas Intermetall из цифрового сигнального процессора (DSP) MAS3507D, декодирующего MPEG-аудиоданные, и ЦАП DAC3550A с регулятором громкости и телефонным усилителем (рис. 5.13). Принципиальная схема портативного MP3-плеера Wakamatsu Tsusho WAKA-MP3 приведена на сайте издательства [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru).

Управление режимами работы и обменом данными как с флэш-картой, так и с внешним ПК осуществляет микроконтроллер (MCU) Atmel AT90S8515. Питание плеера осуществляется от двух аккумуляторов или сухих батарей напряжением 2—3,5 В (2 шт. «AAA») через встроенный в U3 MAS3507D преобразователь напряжения.

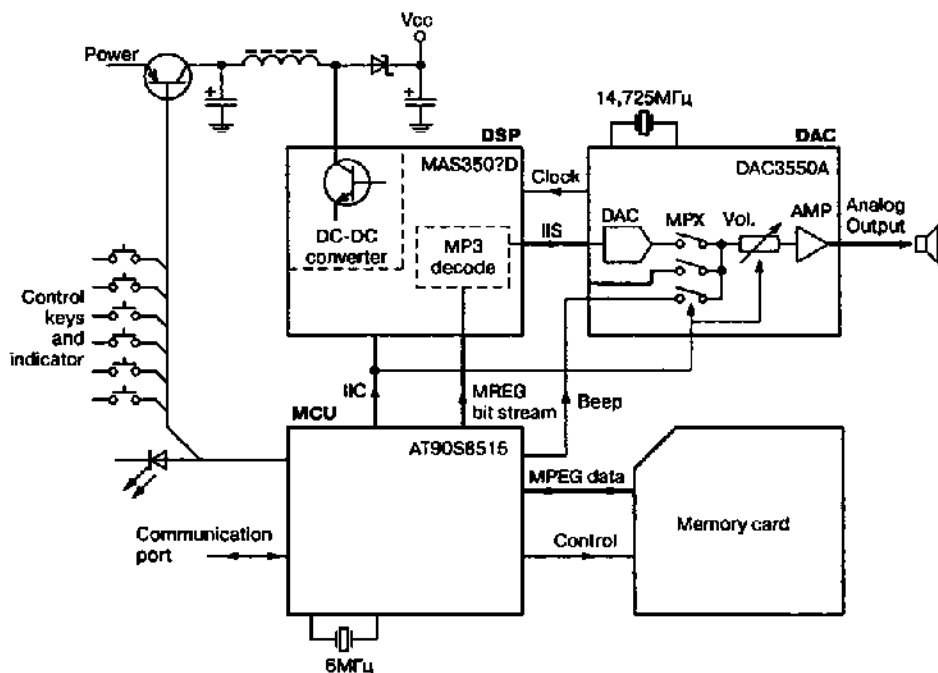


Рис. 5.13. Структура плеера

Привычный «выключатель» отсутствует — его функции выполняют кнопки «PLAY/PAUSE» SW3 и «STOP» SW4, соответственно, включающие/выключающие питание через ключи Q1—Q4 с электронной «защелкой» на микроконтроллере U1. Кнопки «NEXT», «PREV», «VOL+», «VOL-» обеспечивают переход к следующей/предыдущей музыкальной композиции и увеличивают/уменьшают громкость.

SmartMedia® флэш-карта вставляется в разъем P2, который можно приспособить (с соответствующим изменением прошивки U1) и для CompactFlash, MultiMediaCard и др. Загрузка «прошивки» (firmware) ПЗУ микроконтроллера U1 выполняется через разъем P4 и COM-порт ПК стандартным для Atmel способом ISP (In-System Programming, avrssi.exe).

Через этот же разъем программой-монитором [mrxfer.com](http://mrxfer.com) выполняется разметка, загрузка и редактирование содержимого флэш-карты (музыкальными файлами в формате MP3 с битрейтом до 256 Кбит/с, поддерживается VBR) со скоростью 25—35 КБ/с. Все необходимые прошивки и ПО доступны бесплатно с сайта [http://elm-chan.org/reports/mpc/report\\_e.html](http://elm-chan.org/reports/mpc/report_e.html).

Размеры плеера — 90×70×23 мм, вес без батареек — 97 г, потребляемая мощность — 310 мВт в режиме средней громкости и 75 мВт в «паузе».

Отношение сигнал/шум — 92 дБ, коэффициент гармоник на частоте 1 кГц равен 0,06% при воспроизведении MP3-файлов, сгенерированных кодером Fraunhofer encoder mp3enc.exe и 0,09—0,15% — другими кодерами.

При использовании в качестве U3 варианта F10 микросхемы MAS3507D плеер можно питать от одной 1,5-вольтовой батарейки, но для этого необходимо изменить сопротивления некоторых резисторов:  $R3 = 47$ ,  $R10 = 22$  кОм,  $R11 = 10$  кОм.

Набор для самостоятельной сборки WAKA-MP3 доступен с сайта [http://www.wakamatsu-net.com/mp3/MP3\\_Player\\_Kit.html](http://www.wakamatsu-net.com/mp3/MP3_Player_Kit.html) по цене в 2-3 ниже, чем аналогичные готовые изделия разных изготовителей [43].

### MP3-плеер YAMPP-3

MP3-плеер YAMPP-3, схема которого приведена на рис. 5.17, разработан шведом Джеспером Хэнсенем на основе ИМС VS1001G (финской фирмы VLSI Solution Oy, <http://www.vlsi.fi>), в которой объединены MPEG-декодер, ЦАП и усилитель для головных телефонов.

Кроме упрощения соединений, снижения габаритов, потребляемой мощности и цены, положительным моментом является возможность заказа этой микросхемы непосредственно на сайте VLSI Solution.

VS1001G поддерживает декодирование MPEG audio layer 1, 2, 3 decoder (ISO 11172-3) с расширением 2.5, на всех битрейтах (включая переменный VBR) и частотах дискретизации. Блок схема микросхемы показана на рис. 5.14.

Цифровой сигнальный процессор VS\_DSP работает с тактовой частотой CLKF 12,288 МГц, причем максимально допустимая частота дискретизации равна  $CLKF/256$ . Рабочая память x/y RAM/ROM дополнена 4 КБ ОЗУ и 0,3 КБ ПЗУ для приложений пользователя (program RAM, program ROM).

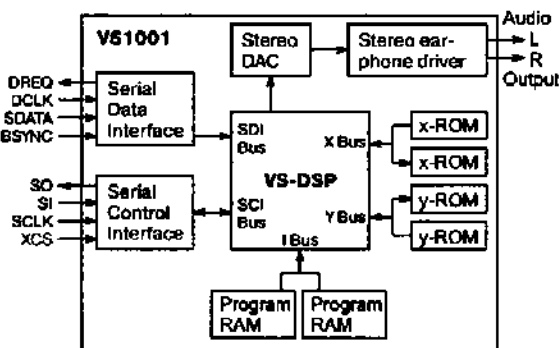


Рис. 5.14. Блок-схема микросхемы VS1001G



Управление и ввод цифровых данных выполняются через последовательные интерфейсы serial control interface / input data interface. 18-разрядный мультитбитный сигма-дельтаЦАП stereoDAC обеспечивает 16-разрядное разрешение с дифференциальной нелинейностью не более  $\pm 0,9$  младшего разряда, неравномерность АЧХ в рабочей полосе (до 0,42 частоты дискретизации) не более  $\pm 0,056$  дБ.

Телефонный усилитель stereo earphone driver:

- не боится К.З. в нагрузке;
- работает на 30-омные телефоны;
- устойчив к емкостной нагрузке (допускается до 1000 пФ);
- развивает 1,8 В при коэффициенте гармоник 0,1%, динамическом диапазоне 90 дБ и межканальном переходном затухании — 75 дБ.

В рабочем диапазоне питающих напряжений 2,7—3,6 В потребление цифровой части (DVDD) не превышает 15 мА, аналоговой (AUDD) от 5,5 мА в паузе до 40 мА при максимальной громкости.

Блок-схема всего MP3-плеера изображена на рис. 5.15.

Ввод данных выполняется через стандартный ATA/IDE-интерфейс (разъем IDE CONNECTOR, рис. 5.19) от стандартного HDD (опробованы Conner, Fujitsu, Hitachi, IBM, Maxtor, Quantum, Seagate, Toshiba от 810 МБ до 10 ГБ), размеченного в файловой системе FAT32.

Управление режимами (Play, Stop, Prev, Next, Mute, Volume Up, Volume Down, Normalize, Reset) возможно как посредством простейшей кнопочной станции (рис. 5.16, подключается к разъему J2 на рис. 5.17), так и через RS-232 (IC4, рис. 5.17) или ИКДУ (IR Interface) интерфейсы. Для выбора композиций и другой информации применяется ЖКИ 2 строки по 16 знаков.

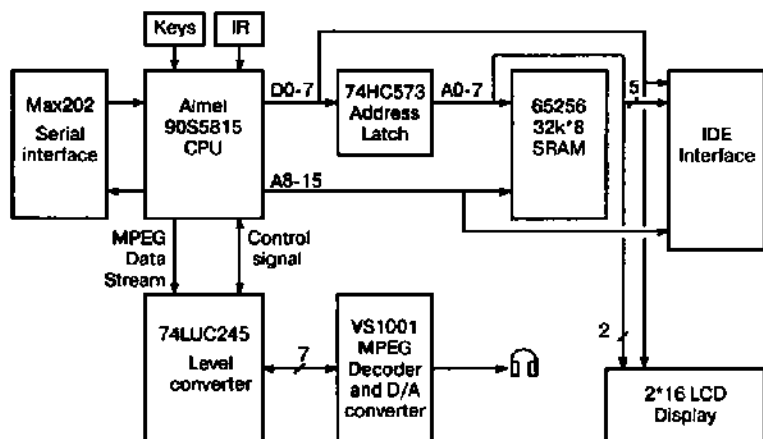


Рис. 5.15. Блок-схема MP3-плеера

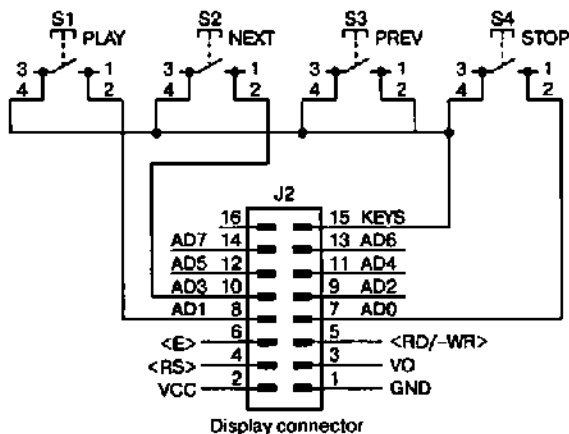


Рис. 5.16. Простейшая кнопочная станция

**Внимание.**

Принципиальная схема портативного MP3-плеера YAMPP-3 (рис. 5.17) из соображений оптимизации объема книги приведены на сайте издательства [www.nit.com](http://www.nit.com).

Управление всеми данными осуществляет микроконтроллер Atmel AT90S8515SP (IC1), прошивка для которого (\*.rom-файл) вместе с исходным кодом (Visual C/C++ 6.0) доступны бесплатно с [http://www.myplace.nu/mp3/files/yampp3\\_code\\_010915.zip](http://www.myplace.nu/mp3/files/yampp3_code_010915.zip), а рисунок печатной платы с [http://www.myplace.nu/mp3/files/yampp3\\_eagle.zip](http://www.myplace.nu/mp3/files/yampp3_eagle.zip)

Конструктивно YAMPP-3 выполнен на печатной плате 105×70 мм, совпадающей по размерам и компоновке непосредственно сбоку 2,5-дюймового «винчестера». Все устройство потребляет от источника напряжением 5 В ток 350 мА и вместе с винчестером имеет габариты 105×70×30 мм [5].

### MP3-плеер на Multi Media Card

**Внимание.**

Принципиальная схема, рисунки печатной платы, размещение элементов портативного MP3-плеера на Multi Media Card из соображений оптимизации объема книги приведены на сайте издательства [www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru):

- ♦ Рис. 5.19. Схема платы контроллера
- ♦ Рис. 5.21. Рисунки печатной платы и размещение элементов
- ♦ Рис. 5.22. MP3-плеер на Multi Media Card: а — внешний вид; б — виды на собранную плату устройства

MP3 проигрыватель — достаточно простое устройство воспроизведения-записи. В качестве «носителя» для хранения данных используется Flash память — MMC (Multi Media Card), а для загрузки проигрывателя с персонального компьютера используется интерфейс USB. Возможна также запись MMC в специальных устройствах, например, Memory reader Sweex 6-in-1 с последующим воспроизведением на проигрывателе.

MP3 проигрыватель поддерживает файловые системы FAT12 (для MMC объемом 16 МБ) и FAT16 (для MMC объемом более 16 МБ). Причем для файловой системы FAT12 возможно только воспроизведение файлов. При записи MMC в Memory reader следует учесть, что MP3 проигрыватель воспроизводит файлы только из корневого каталога.

Прослушивание файлов возможно через головные телефоны с регулятором громкости или через внешний усилитель звуковой частоты.

Для отображения информации (имен файлов каталога, режимов работы и т. д.) используется однострочный жидкокристаллический индикатор WH1601A-УУН. При использовании индикатора другой марки возможно неправильное отображение, что потребует изменить программный код в исходных текстах.

Для управления режимами работы пятикнопочная клавиатура:

< > — перемещение по каталогу или списку команд;

ent — воспроизведение или ввод команды;

esc — остановка воспроизведения или отказ от команды;

mode — вход в режим команд.

В режиме команд возможна загрузка файла, удаление файла, получение информации о свободном пространстве на MMC и быстрое форматирование (очистка оглавления).

Питание проигрывателя осуществляется от USB интерфейса (рис. 5.18) для загрузки файлов, при автономной работе — от никель-кадмиевых аккумуляторов емкостью не менее 600 мАч и напряжением 3,6 В.

При использовании проигрывателя в составе бытового радиокomплекса или в автомобиле нет необходимости в установке микросхемы преобразователя MAX 630. Достаточно обеспечить стабилизированное питание 5 В (100 мА). Низкий ток потребления возможен при использовании в конструкции микросхем серии АС, НСТ.

Для индикации разряда батарей служит светодиод. Уровень напряжения, при котором он загорается, определяется резисторами R31, R32.

В качестве управляющего микроконтроллера используется AT89S53 (рис. 5.19), возможно применение и другого с объемом памяти программ не менее 8 КБ и наличием полноценного SPI интерфейса. ОЗУ объемом 128 КБ предназначено для хранения каталога и FAT, а также для выборки цепочки кластеров воспроизводимого файла.

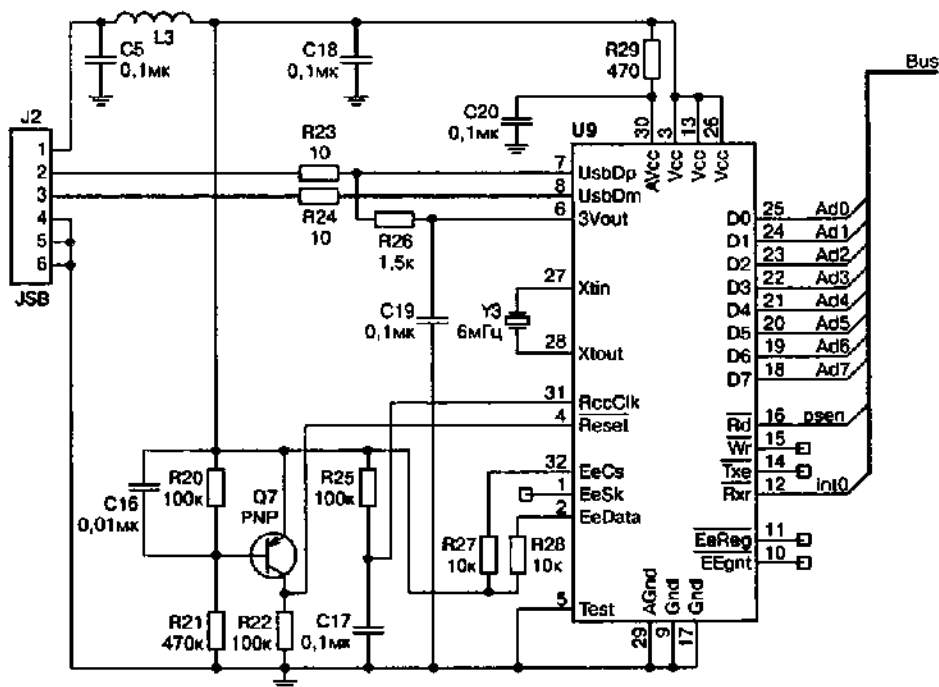


Рис. 5.18. Схема USB интерфейса

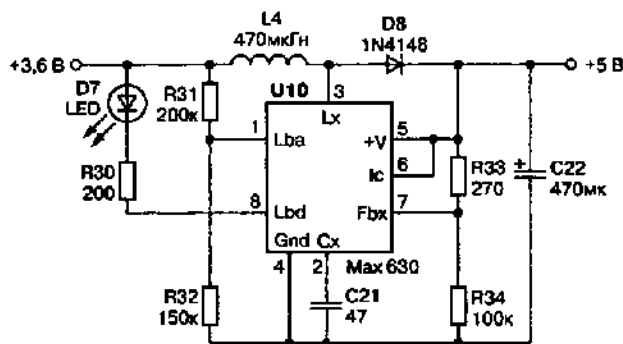


Рис. 5.20. Схема преобразователя питания

Страничная адресация ОЗУ и выборка внешних устройств осуществляется сигналами T0 и T1 микроконтроллера и дешифратором на микросхемах U2, U4. Обмен данными между микроконтроллером и MMC происходит по SPI интерфейсу со скоростью передачи 1/16 тактового генератора через элементы U10A — U10D для согласования по уровням сигналов.

Передача данных в MP3-декодер происходит по последовательному интерфейсу микроконтроллера со скоростью обмена 1/12 тактового генератора. Контроллер USB шины подключен к микроконтроллеру как внешняя память программ, т. е. возможно только чтение.

Питание проигрывателя осуществляется через микромощный преобразователь Max630 (рис. 5.20), напряжение 5 В выставляется резисторами R33, R34. Для питания MMC и MP3-декодера используется стабилизатор U8, регулировка напряжения на уровне 3,3 В определяется соотношением резисторов R18, R19.

К недостаткам данной конструкции следует отнести:

- довольно значительный потребляемый ток 75 мА при напряжении 5 В, возможное решение этой проблемы — применение микромощного контроллера, например, AT89LV53;
- низкая скорость обмена по USB (файл размером 5,4 МБ перекачивается в течение 100 с), что определяется низкой производительностью микроконтроллера.

Скорость обмена можно увеличить, если обеспечить обмен с MMC со скоростью 1/4 тактового генератора. Это возможно, но потребует заменить U10a-U10D на логические элементы без инверсии серии 74AC с 3,3-вольтовым питанием и внести соответствующие изменения режимов работы SPI в программном коде.

Возможна замена микросхемы памяти ОЗУ на аналогичную по емкости и цоколевке, например, V62C5181024, V62C5181024LL-70P, V62C5181024LL-70W.

Автором были опробованы MMC различных фирм изготовителей емкостью от 16 до 128 МБ; без каких либо проблем воспроизводились файлы при скорости потока данных до 192 Кбит/с. При воспроизведении файлов с переменным битрейтом, однако, было заметно на слух изменение скорости воспроизведения. Это, возможно, связано с применением в декодере кварцевого генератора на 24 МГц вместо 24,576 МГц.

Для загрузки файлов в проигрыватель через USB со стороны персонального компьютера прилагается программа загрузчик (исходный текст на Delphi 5) в директории Loader, FTDI D2XX — драйвер в директории FTDIdriver, а также исходный текст, bin и hex-файлы прошивки контроллера в директории soft.



#### **Примечание.**

*Всех их вместе с рисунками печатных плат (в директории PCB) можно найти в архивном файле mtc\_mp3.rar (463 Кб) и скачать из раздела сайта журнала «Радиолюбби» <http://radiohobby.QRZ.ru>, посвященного октябрьскому номеру за 2004-й год.*

На рис. 5.21 приведены рисунки печатной платы и размещение элементов, внешний вид (рис. 5.22, а) и виды на собранную плату устройства (рис. 5.22, б).

Привожу список интернет-сайтов, на которых можно найти необходимую техническую информацию или заказать необходимые комплектующие для данной конструкции:

- ♦ «Институт радиотехники» <http://www.institute-rt.ru/> — микросхемы MP3 декодеров, USB контроллеры, драйверы, техническая документация, заказ;
- ♦ <http://www.mcselec.com/> — Bascom 8051 compiler;
- ♦ [www.promelec.ru](http://www.promelec.ru) — поставщик электронных компонентов [6].

## ВЫБОР ГРОМКОГОВОРИТЕЛЕЙ ДЛЯ СОЗДАНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

### Определение и обозначения

Громкоговоритель — это устройство для эффективного излучения звука в окружающее пространство, конструктивно содержащее одну или несколько излучающих головок и, при необходимости, акустическое оформление и дополнительные электрические устройства (фильтры, трансформаторы, регуляторы и т. п.).

Головка громкоговорителя — пассивный электроакустический преобразователь, предназначенный для преобразования электрических сигналов (чаще звуковой частоты) в акустические.

Акустическое оформление — конструктивный элемент, обеспечивающий эффективное излучение звука (акустический экран, ящик, рупор и т. п.).



**Примечание.**

*Наиболее часто в громкоговорителях используются электродинамические головки (сокращенно динамик), так же иногда называют и сами громкоговорители.*

Функционально к громкоговорителям близки телефоны (наушники), однако, в отличие от громкоговорителей, они не предназначены для излучения звука в открытое пространство.

Обозначение громкоговорителей содержит следующие элементы:

**ПЕРВЫЙ ЭЛЕМЕНТ** — цифра, указывающая мощность громкоговорителя, — от 0,1 Вт до 30 Вт;

**ВТОРОЙ ЭЛЕМЕНТ** — буквы ГД — громкоговоритель;

**ТРЕТИЙ ЭЛЕМЕНТ** — цифры, указывающие номер разработки.



**Пример.**

*0,5ГД-36 — громкоговоритель мощностью 0,5 Вт, номер разработки 36.*

## Технические характеристики динамической головки

Рассмотрим основные технические характеристики динамической головки.

Тип динамической головки — полно-диапазонная (широкополосная — ГДШ, головка динамическая широкополосная), низкочастотная (ГДН), среднечастотная, высокочастотная (ГДВ).

Номинальный диаметр — внешний диаметр рамы (диффузородержателя) или диаметр подвеса диффузора, расстояние между противоположными крепежными отверстиями.

Мощность — номинальная, программная (длительная) либо пиковая (краткосрочная) подводимая мощность, которую выдерживает головка до своего разрушения. Головка может быть разрушена и гораздо меньшей мощностью, если динамик нагружается сверх своих механических возможностей на очень низких частотах (например, электронная музыка с большим количеством баса или органная музыка), также разрушение может быть вызвано перегрузкой («клипированием») усилителя мощности.



### Примечание.

*При определении мощностных параметров головки следует учитывать, что в нашей стране в разное время они выражались по-разному — до 1985 года по ГОСТ 9010, позднее по ОСТ 4.383.001, требования которого ближе к международным нормам.*

Импеданс (номинальное сопротивление) — как правило, динамические головки имеют импеданс 2 Ом, 4 Ом, 8 Ом, 16 Ом.

Частотная характеристика — измеренная либо заявленная выходная характеристика на заданном диапазоне частот при входном сигнале постоянной амплитуды на всем заданном диапазоне. Как правило, указывается предел отклонений характеристики, например, « $\pm 3\text{dB}$ ».

Чувствительность — уровень звукового давления, производимый динамической головкой при подаче сигнала мощностью 1 Вт, измеренное на расстоянии 1 м от головки.

Максимальный уровень звукового давления — максимальное давление, которое может развить головка без своего повреждения либо без превышения заданного уровня искажений. Зависит во многом от чувствительности головки и ее мощности. Данный параметр приводится, как правило, как измеренный на произвольном (по усмотрению производителя) диапазоне частот и типе сигнала.

## Параметры Тила-Смолла

Полностью описывают динамик параметры Тила-Смолла. Есть параметры как конструктивные (площадь, масса подвижной системы), так и



неконструктивные (которые следуют из конструктивных). Их всего 15 штук. Для того чтобы примерно представить себе, что за динамик работает в колонке, достаточно первых четырех из них.

**Резонансная частота динамика  $F_s$  (Гц)** — частота резонанса динамика, работающего без акустического оформления. Зависит от массы подвижной системы и жесткости подвеса. Важно знать, так как ниже резонансной частоты динамик практически не звучит (уровень звукового давления сильно и резко падает).

**Эквивалентный объем  $V_{as}$  (литры)** — полезный объем корпуса, нужный для работы динамика. Зависит только от площади диффузора ( $S_d$ ) и гибкости подвеса. Важен потому, что, работая, динамик опирается не только на подвес, но и на воздух внутри ящика. Если давление будет не таким, какое нужно, то не видать идеальной работы динамика.

**Полная добротность  $Q_{ts}$**  — соотношение упругих и вязких сил в подвижной системе динамика вблизи частоты резонанса. Чем выше добротность, тем выше упругость в динамике и тем более охотно он звучит на резонансной частоте. Складывается из механической и электрической добротностей. Механическая — это упругости подвеса и гофра центрирующей шайбы. Как ни привычно, но именно гофр оказывает большую упругость, а не внешние подвесы. Механическая добротность — 10—15% полной добротности. Все остальное — электрическая добротность, образованная магнитом и катушкой динамика.

**Сопrotивление постоянному току  $R_e$  (ом)**. Пояснять особо как-то здесь и нечего. Сопrotивление обмотки головки постоянному току.

**Механическая добротность  $Q_{ms}$**  — отношение упругих и вязких сил динамика, упругость считается только механических элементов динамика. Складывается из упругости подвеса и гофра центрирующей шайбы.

**Электрическая добротность  $Q_{es}$**  — отношение упругих и вязких сил динамика, упругие силы возникают в электрической части динамика (магнит и катушка).

**Площадь диффузора  $S_d$  ( $m^2$ )** — меряется, грубо говоря, линейкой. Никакого тайного смысла не имеет.

**Чувствительность SPL (дБ)** — уровень звукового давления, развиваемого громкоговорителем. Измеряется на расстоянии 1 метра при подводимой мощности 1 Ватт и частоте 1 кГц (обычно). Чем выше чувствительность, тем громче играет система. В двух- и более полосной системе чувствительность равна SPL самого чувствительного динамика (обычно это басовый лопух).

**Индуктивность  $L_e$  (генри)** — это индуктивность катушки динамика.

**Импеданс  $Z$  (ом)** — комплексная характеристика, которая появляется не на постоянном токе, а на переменном. Дело в том, что в таком

случае, реактивные элементы начинают вдруг сопротивляться току. Сопротивление зависит от частоты. Таким образом, импеданс — отношение комплексной амплитуды напряжения и комплексной силы тока на определенной частоте. Комплексное сопротивление, зависящее от частоты, другими словами.

**Пиковая мощность  $P_e$  (ватт)** — это РМРО, которая рассмотрена выше.

**Масса подвижной системы  $M_{ms}$  (г)** — эффективная масса подвижной системы, которая включает в себя массу диффузора и колеблющегося вместе с ним воздуха.

**Относительная жесткость  $S_{ms}$  (метров/ньютон)** — гибкость подвижной системы головки громкоговорителя, смещение под воздействием механической нагрузки (например, пальца, который целится потыкать динамик). Чем больше параметр, тем мягче подвес.

**Механическое сопротивление  $R_{ms}$  (кг/с)** — активное механическое сопротивление головки. Все, что может оказать механическое сопротивление в головке, сюда входит.

**Двигательная мощность  $BL$**  — значение плотности магнитного потока, умноженного на длину провода в катушке. Также этот параметр называется силовым фактором динамика. Можно сказать, что это та мощность, которая будет действовать на диффузор со стороны магнита.

Все перечисленные параметры тесно взаимосвязаны. Это довольно очевидно из определений. Вот основные зависимости:

- $F_s$  растет при увеличении жесткости подвеса и падает с увеличением массы подвижной системы;
- $V_{as}$  уменьшается при увеличении жесткости подвеса и растет с увеличением площади диффузора;
- $Q_{ts}$  растет при увеличении жесткости подвеса и массы подвижной системы и падает при увеличении мощности  $BL$ .

## Параметры отечественных динамических громкоговорителей

Параметры отечественных динамических громкоговорителей представлены в табл. 6.1.

Параметры отечественных динамических громкоговорителей

Таблица 6.1

Наименование по ОСТ 4.383.001-85	Наименование по ГОСТ 9010-6773.78 и нестандартные	R <sub>ном</sub> Ом	F <sub>гц</sub> Гц	Диапазон частот, Гц и его условное обозначение	Чувствит., дБ	P <sub>ном</sub> Вт	P <sub>переходн</sub> Вт	P <sub>макс</sub> Вт	P <sub>макс</sub> компл. Вт	P <sub>эфф</sub> Вт	P <sub>эфф</sub> при R <sub>эфф</sub> , дБ	
1ГДВ-1	1ГД-56	8	3000	6300—16000	84	1	1	1,5	3	1	88	
3ГДВ-1	2ГД-36	8	1600	3150—2000	84	2	2	3	6	3	94,8	
4ГДВ-1	3ГД-47	8	3000	3000—18000	84	3	—	4	—	4	97	
4ГДШ-1	4ГД-8Е	4	120	125—7100	ШП	4	—	4	—	4	99,5	
4ГДШ-3	4ГД-53	8	125	100—12500	ШП	4	0,5	4	6	6	97	
5ГДВ-1	3ГД-31	8	3000	3000—18000	84	3	3	5	8	15	97	
5ГДШ-1	3ГД-38Е	4	80	80—12500	ШП	3	3	5	—	—	97	
5ГДШ-2	3ГД-40	4	75	80—12500	ШП	3	3	5	8	15	97	
5ГДШ-3	3ГД-42	4	100	100—12500	ШП	3	3	5	8	15	99,5	
5ГДШ-4	3ГД-45	4	80	80—16000	ШП	3	2,25	5	6	20	97	
6ГДВ-1	3ГД-2	16/25	4500	5000—18000	84	3	6	6	6	6	97,8/100,3	
6ГДВ-2	4ГД-56	8	1600	3150—2000	84	4	4	6	6	12	97,8	
6ГДВ-4	6ГД-13	8	3000	3000—25000	84	6	1,25	6	6	6	101,3	
6ГДВ-6	10ГД-35	16/25	3000	5000—25000	84	10	2	6	8	10	98,8	
6ГДВ-7	нет назм.	16	—	5000—25000	84	92	—	2,5	6	6	99,8	
6ГДВ-9	нет назм.	16	—	5000—25000	84	91	—	2	6	10	98,8	
6ГДШ-1	3ГД-32	4	75	80—12500	ШП	92	3	0,8	6	6	99,8	
8ГДШ-1	4ГД-35	4	65	63—12000	ШП	92	4	0,8	8	8	101	
8ГДШ-2	6ГД-17	4/8	100	100—12500	ШП	91	6	0,9	8	20	100	
10ГДВ-2	10ГД-35Б	16	2800	5000—25000	84	92	10	5	10	20	102	
10ГДН-1	6ГД-6	4	80	63—5000	НЧ	84	6	4	10	12	94	
10ГДШ-1	10ГД-36К	4	40	63—2000	ШП	90	10	1,6	10	15	100	
10ГДШ-2	10ГД-36Е	4	40	63—2000	ШП	87,5	10	2	10	10	97,5	
20ГДН-1	10ГД-30	8	32	63—5000	НЧ	87,5/86,0	10	3	20	20	99,0/100,5	
20ГДС-1	нет назм.	4/8	110	200—5000	СЧ	89	—	10	20	25	30	102
20ГДС-3	15ГД-11А	8	100	200—5000	СЧ	88,5—92,0	15	15	20	20	30	101,5—105,0
20ГДС-4	15ГД-11	8	120	200—5000	СЧ	89	15	15	20	20	40	102
25ГДВ-1	нет назм.	4/8	2000	2500—3000	ВЧ	88	—	—	—	25	—	102
25ГДН-1	10ГД-34	4	80	63—5000	НЧ	84	10	8	25	27	30	98
25ГДН-3	15ГД-14	4/8	55	50—5000	НЧ	85	15	15	25	30	70	99
25ГДН-4	15ГД-17	4	40	40—5000	НЧ	86	15	15	25	30	70	100

Таблица 6.1 (продолжение)

Наименование по ОСТ 4.383.001-85	Наименование по ГОСТ 9010-87/3,78 и нестандартные	R <sub>ном</sub> Ом	F <sub>гн</sub> Гц	Диапазон частот, Гц и его условное обозначение	Чувствит., дБ	P <sub>ном, макс</sub> Вт	P <sub>посредн</sub> Вт	P <sub>полн</sub> Вт	P <sub>полн, макс</sub> Вт	P <sub>полн, макс</sub> Вт	P <sub>полн, макс</sub> Вт
30ДДС-1	нет напм.	8	250	500—6300	С4	—	2,5	30	50	100	106,8
30ДДС-3	нет напм.	4/8	110	200—5000	С4	—	1,25	30	35	40	103,8
35ДДН-1	25Д-26	4/8	30	40—5000	Н4	25	25	35	50	125	99,4
50ДДН-1	нет напм.	4	30	31,5—2000	Н4	—	8	50	50	100	104
75ДДН-1	30Д-2	4/8	25	31,5—1000	Н4	30	10	75	78	80	104,7
75ДДН-3	нет напм.	4/8	25	31,5—2000	Н4	—	10	75	75	100	107,7
75ДДН-5	нет напм.	4	25	31,5—1000	Н4	—	4	75	200	300	103,7
100ДДН-3	нет напм.	8	25	31,5—1000	Н4	—	—	100	150	300	111
нет напм.	1Д-3	12,5	4500	5000—18000	84	1	—	2*	—	—	96,5
нет напм.	3Д-1	8	120	200—5000	С4	3	—	4*	—	—	99,5
нет напм.	4А-28	15	70	70—14000	ШП	6	—	12*	—	—	104,2
нет напм.	4А-32	15	40	40—14000	ШП	12	—	25*	—	—	110
нет напм.	4Д-28	4,5	60	60—12000	ШП	4	—	5*	—	—	97
нет напм.	4Д-34	8	60	60—12000	ШП	4	—	5*	—	—	97
нет напм.	4Д-36	4	60	63—12000	ШП	4	—	5*	—	—	97
нет напм.	4Д-4	8	55	60—12000	ШП	4	—	5*	—	—	100
нет напм.	4Д-5	8	55	60—5000	Н4	4	—	6*	—	—	101
нет напм.	4Д-6	8	160	200—5000	С4	4	—	5*	—	—	97
нет напм.	4Д-7	4,5	60	60—12000	ШП	4	—	5*	—	—	99
нет напм.	4Д-8А	4	120	125—7100	ШП	4	—	4	—	—	96
нет напм.	5Д-1РР3	4	65	80—1000	ШП	5	—	6*	—	—	103,8
нет напм.	5Д-3РР3	10	30	40—5000	Н4	5	—	12*	—	—	104
нет напм.	6Д-1	1,2	65	60—16000	ШП	6	—	6	—	—	102,8
нет напм.	6Д-11	8	2000	3,0—20,0	84	6	—	6	—	—	97,8
нет напм.	6Д-1РР3	8	48	60—6500	Н4	6	—	10*	—	—	106
нет напм.	6Д-2	8	30	40—5000	Н4	6	—	16*	—	—	105,5
нет напм.	6Д-3	4	85	100—1000	ШП	6	—	6	—	—	103,8
нет напм.	8Д-1	8	25	40—1000	Н4	8	—	20*	—	—	103
нет напм.	8Д-1РР3	12	45	50—7000	Н4	8	—	12*	—	—	108
нет напм.	10ГМ-1	4/8	2000	2,5—25,0	84	10	10	15	15	25	98,8
нет напм.	30ГД-1	4	25	31,5—1000	Н4	30	—	70	—	—	105,8

## ХАРАКТЕРИСТИКИ АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

### Определение и обозначения

Колонка — громкоговоритель, выполненный в виде закрытого корпуса той или иной формы (чаще параллелепипед, куб).

Звуковая колонка (линейный массив) — акустическая система, состоящая из большого количества одинаковых громкоговорителей, расположенных вертикально.

Вертикальная звуковая колонка позволяет добиться достаточно узкой диаграммы направленности в вертикальном направлении, что необходимо для озвучивания открытых площадок, а иногда и закрытых помещений.



#### Примечание.

*Часто звуковыми колонками ошибочно называют бытовые многоканальные акустические системы, однако они не формируют сколько-либо направленного излучения.*

Акустическая система — устройство для воспроизведения звука. Она бывает однополосной (один широкополосный излучатель, например, динамическая головка) и многополосной (две и более головки, каждая из которых создает звуковое давление в своей частотной полосе).

Акустическая система состоит из акустического оформления (например, «закрытый ящик» или «система с фазоинвертором» и др.) и смонтированных в него излучающих головок (обычно динамических). Пример устройства акустической системы приведен на рис. 7.1.

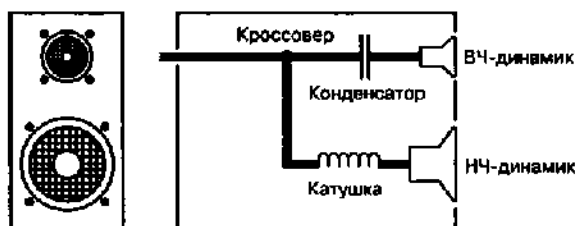


Рис. 7.1. Пример устройства акустической системы

## Частотные и фазовые характеристики акустических систем

**Эффективный рабочий (эффективно воспроизводимый) диапазон частот (Frequency response)** — диапазон, в пределах которого уровень звукового давления, развиваемого акустической системой, не ниже некоторой заданной величины, по отношению к уровню, усредненному в определенной полосе частот.

Под уровнем звукового давления понимается отношение измеренного значения модуля звукового давления к величине  $2 \times 10^{-5}$  Па, выраженное в децибелах.



**Примечание.**

*В рекомендациях МЭК 581-7 минимальные требования к этому параметру составляют 50—12500 Гц при спаде 8 дБ по отношению к уровню, усредненному в полосе частот 100—8000 Гц.*

Характеристика в значительной степени определяющая естественность звучания акустики. Производители АС стремятся максимально приблизить значение этого параметра к максимальному диапазону, воспринимаемому органами слуха человека (20—20000 Гц).

Эффективно воспроизводимый диапазон определяется характеристиками динамиков, конструкцией и размерами акустической системы, параметрами встроенного разделительного фильтра. На низких частотах решающую роль играет объем корпуса АС. Чем он больше, тем более эффективно воспроизводятся низкие частоты.

С воспроизведением высоких частот проблем обычно не возникает, современные твитеры (высокочастотные динамики) позволяют воспроизводить даже ультразвук. Поэтому диапазон воспроизводимых частот некоторых АС превышает верхнюю границу слышимости. Считается, что в этом случае более точно передается тембровая окраска слышимых составляющих звуковой программы.

Типичные значения диапазона воспроизводимых частот:

- ♦ для полочной акустики 100—18000 Гц;
- ♦ для напольной акустики 60—20000 Гц.

В каталогах приводится график звукового давления, развиваемого акустической системой, в зависимости от частоты (график амплитудно-частотной характеристики (АЧХ)). По нему можно определить как эффективный рабочий диапазон частот, так и неравномерность АЧХ, рассмотренную ниже.

На практике приходится, обычно, иметь дело с двумя типами систем: речевыми и музыкальными. Возможен, также смешанный вариант. Очевидно, что частотный диапазон музыкальной системы должен быть шире, нежели чем речевой.

Для чисто речевых систем диапазон должен находиться в пределах 300—8000 Гц. При необходимости обеспечения очень высоких уровней звукового давления (свыше 100 дБ) допускается некоторое сужение этого диапазона, особенно ВЧ составляющей, из-за, прежде всего, экономических соображений.

Для музыкальных систем звукообеспечения требования к рабочему диапазону частот могут варьироваться в зависимости от характера мероприятий, обслуживаемых системой. Так, сеть трансляции музыкальных программ в офисном, гостиничном или торговом комплексе обычно не предназначена для воспроизведения частот в области ниже 100 Гц. Современная концертная система, как правило, должна эффективно воспроизводить звук в диапазоне 55—17000 Гц. Это для аудитории, превышающей 50 человек, требует применения выделенных громкоговорителей НЧ диапазона. В театральных и кинозалах для воспроизведения специальных эффектов используются акустические системы, работающие в суб-НЧ диапазоне — от 25—30 Гц.

Театральные и концертные системы, как правило, строятся по 3-х или даже 4-полосному принципу. При этом, важную роль приобретают такие устройства, как активные кроссоверы — устройства для разделения звукового сигнала на несколько составляющих. Это дает возможность осуществлять усиление в различных полосах спектра в независимом режиме, что в свою очередь позволяет обеспечить оптимальный режим работы для каждого динамика в акустической системе.

В оптимальном варианте в качестве кроссоверов могут применяться контроллеры акустических систем, обеспечивающие не только разделение полос, но и динамическую защиту, частотную и временную коррекцию. Контроллеры разделяются на два вида: специальные (предназначенные для одного или нескольких видов акустических систем конкретного производителя) и универсальные (представляющие собой набор необходимых элементов с варьируемыми параметрами).

**АЧХ** (амплитудно-частотная характеристика) — зависимость амплитуды колебания на выходе устройства от частоты входного гармонического сигнала. То есть системе подают на вход сигнал, уровень которого принимается за 0 дБ.

Принято указывать, при каком падении сигнала граничные частоты все-таки проигрываются. Если не указано, то считается, что были взяты стандартные -3 дБ. Вот здесь и кроется подвох. Достаточно не указать, при каком падении были взяты значения границы, и можно абсолютно честно указывать хоть 20 Гц — 20 кГц, хотя, действительно, эти 20 Гц достижимы при уровне сигнала, который сильно отличается от положенных -3 дБ.

По АЧХ, хотя и приблизительно, но можно понять, какие проблемы возникнут у выбранной системы. Причем системы в целом. АЧХ страдает от всех

элементов тракта. Чтобы понять, как будет звучать система по графику, нужно знать элементы психоакустики. Если коротко, то дело обстоит так: человек разговаривает в пределах средних частот. Поэтому и воспринимает их же лучше всего. И на соответствующих октавах график должен быть наиболее ровным, так как искажения в этой области сильно дают на уши. Также нежелательно наличие высоких узких пиков. **Общее правило** здесь такое: пики слышны лучше, чем впадины, и острый пик слышен лучше пологого.

**Неравномерность амплитудно-частотной характеристики (неравномерность характеристики звукового давления).** Идеальной для воспроизведения звука была бы акустика, имеющая АЧХ в виде прямой линии. К сожалению, АЧХ реальных АС представляют собой кривые, имеющие множество пиков и провалов. Появление этой неравномерности, при воспроизведении звуков различной частоты, вызвано не идеальностью, как компонентов, так и акустической системы в целом, наличием различного рода паразитных резонансов, вибрации стенок корпуса и т. п.

Чем равномернее АЧХ, тем более естественным будет воспроизведение. Степень неравномерности АЧХ характеризуется отношением максимального значения звукового давления к минимальному, или по другой методике, отношением максимального (минимального) значения к среднему, в заданном диапазоне частот, выраженное в децибелах. В рекомендациях МЭК 581-7, определяющих минимальные требования к аппаратуре Hi-Fi, указывается, что неравномерность АЧХ не должна превышать  $\pm 4$  дБ в диапазоне 100—8000 Гц. В лучших моделях АС категории Hi-Fi достигнут уровень неравномерности  $\pm 2$  дБ.

**Фазочастотная характеристика (ФЧХ)** показывает изменение фазы гармонического сигнала, воспроизводимого АС в зависимости от частоты. Однозначно может быть вычислена из АЧХ с помощью преобразования Гильберта. Идеальная ФЧХ, говорящая, что система не имеет фазочастотных искажений, прямая, проходящая через начало координат. Акустика с такой ФЧХ называется фазолинейной. Долгое время на эту характеристику не обращали внимания, так как существовало мнение о том, что человек не восприимчив к фазочастотным искажениям. Сейчас же измеряют и указывают в паспортах дорогих систем.

**Кумулятивное затухание спектра (КЗС)** — совокупность осевых АЧХ (АЧХ, измеренных на акустической оси системы), полученных с определенным временным промежутком при затухании единичного импульса и отраженных на одном трехмерном графике. Таким образом, по графику КЗС можно точно сказать, какие области спектра с какой скоростью будут затухать после импульса, то есть график позволяет выявлять запаздывающие резонансы АС.

Если КЗС имеет много резонансов после верхней середины, то такая акустика субъективно будет звучать «грязно», «с песочком на ВЧ» и т. д.



## Мощностные характеристики акустических систем

Электрическая (акустическая) мощность (Power Handling). Мощность определяет уровень звукового давления и динамический диапазон (с учетом характеристической чувствительности), который потенциально может обеспечить АС в определенном помещении.

Используется несколько определяемых разными стандартами видов мощностей:

- характеристическая, при которой АС обеспечивает заданный уровень среднего звукового давления. В рекомендациях МЭК значение этого уровня установлено 94 дБ на расстоянии 1 м;
- максимальная (предельная) шумовая или паспортная (Power Handling Capacity), при которой акустическая система может длительное время работать без механических и тепловых повреждений при испытаниях специальным шумовым сигналом, близким по спектру реальным музыкальным программам (розовый шум). По методике измерений она совпадает с паспортной мощностью, определяемой в отечественных стандартах;
- максимальная (предельная) синусоидальная (Maximum Sinusoidal Testing Power, Rated Maximum Sinusoidal Power), мощность непрерывного синусоидального сигнала в заданном диапазоне частот, при которой АС может длительно работать без механических и тепловых повреждений;
- максимальная (предельная) долговременная (Long Term Maximum Input Power), мощность, которую акустика выдерживает без механических и тепловых повреждений в течение одной минуты, при таком же испытательном сигнале, как и для паспортной мощности. Испытания повторяются 10 раз с интервалом в 1 минуту;
- максимальная (предельная) кратковременная (Short Term Maximum Input Power), мощность, которую выдерживает АС при испытании шумовым сигналом с таким же распределением, как и для паспортной мощности, в течение 1 секунды. Испытания повторяются 60 раз с интервалом в 1 минуту;
- пиковая (максимальная) музыкальная мощность или «музыкальная» (Peak Music Power Output — PMPO). Это излюбленный параметр производителей, озабоченных сбытом своей, часто не очень качественной, аппаратуры. Методика измерения, определяемая немецким стандартом DIN 45500, следующая: на АС подается кратковременный (менее 2 секунд) сигнал частотой ниже 250 Гц. Акустика считается прошедшей испытания, если при этом нет заметных на слух(!) искажений. Данная методика позволяет упомянутым выше производителям снабжать свои изделия яркими наклейками с такими примерно текстами: «P.M.P.O. ...» (или «Musical Power...»)

«...100!», «...200!» и даже... «...1000 Wt!». Понятно, что этот параметр слабо характеризует реальное качество воспроизведения звука.

Электрическое (входное) сопротивление (импеданс). Наиболее распространенные значения: 4, 8 или 16 Ом. Этот параметр важен при выборе усилителя, с которым будет работать АС. Оптимально использовать акустическую систему с сопротивлением, соответствующим указанному в паспорте усилителя. Такое решение будет обеспечивать идеальное согласование характеристик акустики и усилителя, то есть максимальное качество звука.

Акустическую мощность увидеть на коробке с акустикой нереально. Видимо, чтобы не отпугнуть клиента маленькой цифрой. Дело в том, что КПД (коэффициент полезного действия) головки громкоговорителя в очень хорошем случае достигает 1%. Обычное же значение лежит до 0,5%. Таким образом, акустическая мощность системы в идеале может составить одну сотую его электрического потенциала. Все остальное рассеивается в виде тепла, тратится на преодоление упругих и вязких сил динамика.



**Примечание.**

*Основные виды мощностей, которые можно увидеть на акустике, такие: RMS, PMPO — это электрические мощности.*

### Импульсные и переходные характеристики

Импульсной характеристикой (импульсным откликом) называют выходной сигнал АС при подаче на вход короткого одиночного импульса. Идеал — если импульсная характеристика повторит импульс на входе без изменений. Часто же до и после импульса на выходе появляются всплески меньшей амплитуды. Такое поведение отклика фильтра говорит о том, что на выходе акустической системы импульс тоже будет порождать паразитные колебания.

Переходная характеристика — выходной сигнал фильтра, который является реакцией на входной сигнал типа ступенька (сигнал с нуля мгновенно достигает некоторой амплитуды и устанавливается на таком уровне). Такой импульс также может порождать и порождает паразитные колебания. Естественно, это отразится и на поведении АС, которая воспроизведет и импульс, и паразитные колебания. Характеристика позволяет судить о когерентности системы.

Импеданс АС — это полное электрическое сопротивление АС, включая сопротивления элементов фильтра (комплексная величина). Это сопротивление содержит в себе не только активное сопротивление, но и реактивные сопротивления емкостей и индуктивностей. Так как реак-

тивное сопротивление зависит от частоты, то и импеданс целиком подчиняется также ей.

Если говорят об импедансе, как о численной величине, начисто лишенной комплексности, то высказываются о его модуле.

График импеданса **трехмерный** (амплитуда-фаза-частота). Обычно рассматриваются его проекции на плоскости амплитуда-частота и фаза-частота. Если объединить эти два графика, то получится график Боде. А проекция амплитуда-фаза — график Найквиста.

Учитывая то, что импеданс зависит от частоты и не постоянен, по нему можно легко определить, какую сложность представляет собой акустика для усилителя. Также по графику можно сказать, какая это акустика (ЗЯ — закрытый ящик), ФИ (с фазоинвертором), как будут воспроизводиться отдельные участки диапазона.

**Когерентность** — согласованное протекание нескольких колебательных или волновых процессов во времени. Означает, что сигнал от разных динамиков акустических систем придет к слушателю одновременно, то есть говорит о сохранности фазовой информации.

### Характеристика направленности

Характеристика направленности позволяет оценить пространственное распределение излучаемых акустической системой звуковых колебаний, и оптимально расположить акустические системы в различных помещениях. Об этом параметре позволяет судить диаграмма направленности АС, представляющая собой *зависимость уровня звукового давления от угла поворота АС относительно его рабочей оси в полярных координатах, измеренная на одной или нескольких фиксированных частотах.*

Иногда спад амплитудно-частотной характеристики при повороте АС на некоторый фиксированный угол, отображается на основном графике, в виде дополнительных ответвлений АЧХ.

**Характеристическая чувствительность (Sensitivity, Efficiency).** Отношение среднего звукового давления, развиваемого акустической системой в заданном диапазоне частот (обычно 100—8000 Гц) на рабочей оси, приведенное к расстоянию 1 м и подводимой электрической мощности 1 Вт.

В большинстве моделей АС категории Hi-Fi уровень характеристической чувствительности составляет 86—90 дБ (в технической литературе вместо дБ часто указывается дБ/м/Вт). В последние годы появились высококачественные широкополосные АС с высокой чувствительностью 93—95 дБ/м/Вт и более.

### Искажения в акустических системах

Искажения делятся на две большие группы: линейные и нелинейные.

Линейные искажения не создают новых спектральных составляющих сигнала, изменяют только амплитудные и фазовые составляющие. Искажают АЧХ и ФЧХ, соответственно.

Нелинейные искажения вносят изменения в спектр сигнала. Количество их в сигнале представляется в виде коэффициентов нелинейных искажений и интермодуляционных искажений.

Коэффициент нелинейных искажений (КНИ, THD — total harmonic distortion) — это показатель, характеризующий степень отличия формы напряжения или тока от идеальной синусоидальной формы. По-русски: на вход подается синусоида. На выходе она сама на себя не похожа, так как тракт вносит изменения в виде дополнительных гармоник. Степень отличия сигнала на входе и на выходе отражается этим коэффициентом.

## РАССТАНОВКА АКУСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ

### Оборудуем комнату для прослушивания

Комната для прослушивания в среде аудиофилов часто сокращают до КдП. Некоторые ставят КдП на первое место по важности. А уже после нее — акустику, усилитель, источник. Это, в некоторой степени, оправданно. Ведь комната способна делать все, что угодно, с измеряемыми микрофоном графиками и параметрами. Могут появляться пики или провалы на АЧХ, которых не было на измерениях в заглушенной комнате. Изменится и ФЧХ (вслед за АЧХ), и переходные характеристики. Для того чтобы уяснить, откуда берутся такие изменения, нужно ввести понятие комнатных мод. (Более подробно см. в «Методика тестирования акустических систем». Автор: В. Запотьлок, [http://article.techlabs.by/49\\_1020.html](http://article.techlabs.by/49_1020.html))

Комнатные моды — это красиво названные комнатные резонансы. Звук излучается акустической системой во все стороны. Звуковые волны отражаются от всего, что только есть в комнате. В общем случае поведение звука в отдельно взятой комнате для прослушивания (КдП) абсолютно непредсказуемо. Есть, конечно же, расчеты, позволяющие оценить влияние различных мод на звук. Но они существуют для пустой комнаты с идеализированным покрытием. Поэтому приводить здесь их не стоит, они не имеют практической ценности в бытовых условиях.

Надо, однако, знать, что резонансы и причины их появления напрямую зависят от частоты сигнала. Так, например, низкие частоты возбуждают моды комнаты, которые обусловлены размерами КдП. Гулкость баса (резонанс на 35—100 Гц) — яркий представитель появления резонансов в ответ на сигнал низкой частоты в стандартной комнате 16—20 м<sup>2</sup>. Высокие частоты порождают несколько иные проблемы: появляются дифракция и интерференция звуковых волн, которые делают характеристику направленности АС частотно-зависимой.

То есть направленность АС с ростом частоты становится все более узкой. Из этого следует, что максимальный комфорт получит слушатель на пересечении акустических осей колонок. И только он. Все остальные точки пространства недополучат информации или получают ее искаженной тем или иным образом.

Влияние комнаты на АС можно значительно уменьшить, если заглушить КдП. Для этого применяются различные звукопоглощающие материалы — от плотных штор и ковров до специальных плит и хитрых кон-

фигураций стен и потолка. Чем глуше помещение, тем больший вклад в звучание именно АС, а не отражения от любимого компьютерного стола и горшка с геранью.

### **Добиваемся качественного звука правильной расстановкой АС**

Существует ряд общепринятых правил, которыми необходимо руководствоваться при выборе места установки громкоговорителей. Это касается как музыкальных стереосистем, так и многоканальных конфигураций домашнего кинотеатра, хотя и в различной степени (отмечается на DVD XPERT).

В системах домашних кинотеатров подход к расстановке акустики, с одной стороны, усложняется (ввиду большего числа АС), с другой — упрощается из-за значительно менее строгих требований к качеству звучания аудиодорожки по сравнению с музыкальным воспроизведением.

Рекомендуется ставить АС вдоль длинной стены комнаты в точках, где наименьшая вероятность возникновения низкочастотных мод. Нужно начертить план комнаты. На плане поделить длинную стену последовательно на три, пять, семь и девять частей, провести соответствующие линии перпендикулярно этой стене. То же самое проделать и с боковой стеной. Точки пересечения этих линий укажут те места, где возбуждение низких частот в комнате минимальное.

Если ощущается недостаточность баса или отсутствует плотный и четкий бас:

- ♦ попробуйте подвинуть АС поближе к задней стене;
- ♦ проверьте, устойчивы ли подставки под АС, при необходимости примените шипы или конусные ножки;
- ♦ проверьте, насколько тверда стена за АС. Если стена хлипкая и «привзвучивает», поставьте АС перед мощной (капитальной) стеной.

Если стереокартина не выходит за пределы пространства, ограниченного АС, подвиньте АС поближе друг к другу.

Если отсутствует глубина звукового пространства, а в центре между АС нет четкого звукового образа:

- ♦ отодвиньте АС подальше друг от друга;
- ♦ подберите оптимальную высоту расположения АС (примените подставки) и вашего положения при прослушивании.

Если имеет место резкое раздражающее звучание в области средних и высоких частот:

- ♦ для новых АС — прогрейте их на музыкальном сигнале в течение нескольких дней;
- ♦ убедитесь, нет ли сильных отражений от боковых стен или от пола перед слушателем.

**Примечание.**

*Большинство проблем с домашним звуком связано с негативным воздействием любой комнаты на характер баса.*

С акустической точки зрения комната представляет собой басовый резонатор, который легко «возбуждается» источником звука, если тот расположен у стены (звуковое давление повышается на 6 дБ). В углах помещения ситуация еще хуже. Сколь бы ровной ни была частотная характеристика (АЧХ) акустической системы класса High End, в реальном помещении, если только это не безэховая камера — картина резко меняется.

Из-за многочисленных резонансов возникают серьезные искажения тембра звучания и его «скоростных» характеристик. Если опять-таки посмотреть с точки зрения акустики, то в обычных жилых комнатах (в отличие от огромных концертных залов) баса как такового в виде распространяющейся звуковой волны попросту не существует. Звук колонок с идеально ровной АЧХ, установленных вблизи стены в помещении стандартных размеров, приобретает выраженные подъемы (и провалы) отдельных басовых частот.

Численные значения этих частот поддаются простому расчету, поскольку они напрямую зависят от линейных размеров помещения — чем больше размеры, тем «басовитее» резонансы. Так, в комнате с высотой потолка около 2,5 м одна из типичных резонансных частот приходится на область 65—70 Гц. В большом зале с высокими потолками резонансы смещаются вниз по частоте и, таким образом, оказывают меньшее влияние на звук. Именно поэтому для маленьких комнат в общем случае не рекомендуют напольную акустику с мощным глубоким басом, тогда как в больших объемах за качество низких частот (и сопутствующие проблемы) можно не беспокоиться.

**Примечание.**

*По теории, оптимальное место для АС — центр любого помещения, где влияние его собственных резонансов минимально.*

На практике же это представляется почти невозможным. Но коль скоро приходится идти на компромисс и ставить колонки не в центре комнаты, то следует избегать симметрии в их расположении. Громкоговорители лучше ставить на разных (и не кратных) расстояниях от задней и боковых стен. При симметричной установке АС резонансные проблемы буквально удваиваются — по аналогии с тем, что делает со звуком квадратная комната по сравнению с прямоугольной.

Если расстояния неодинаковы, резонансные явления не исчезнут, но их влияние будет менее выраженным — образно говоря, вместо одной «гудящей» ноты с большим уровнем звукового давления появятся две

(три, четыре), но поменьше. Это иллюстрируют приведенные графики, на которых даны АЧХ колонки для двух различных случаев, измеренные в точке прослушивания.

В последние годы созданы довольно эффективные электронные средства компенсации негативного влияния помещения, работающие независимо от того, как установлена акустика. Речь идет о встроенных в современные AV-ресиверы системах автоматической настройки громкоговорителей (YPAO — у Yamaha, Audyssey — у Onkyo и Denon, MCACC — у Pioneer, MRAC — у Marantz и т. д.). Эти системы прошли эволюцию от простых настроек уровня и временных задержек до появления в их составе параметрических эквалайзеров, которые способны сгладить резонансные проявления комнаты.

Более мощные средства эквализации имеются в распоряжении аудио-процессоров класса High End (Lexicon, Lyngdorf, Classen пр.), обладающих большими вычислительными мощностями в реальном времени. Впрочем, несмотря на огромный прогресс таких систем, их эффективность не следует переоценивать. Лучше поискать оптимальное место для колонки.

Правильная настройка сабвуфера существенно улучшит звучание системы! Теоретически его можно установить где угодно, поскольку НЧ распространяются менее направленно, чем СЧ или ВЧ. Тем не менее, попробуйте добиться наилучших результатов.

Для оптимального согласования с комнатой попытайтесь найти «узловые точки». Установите сабвуфер там, где вы обычно сидите, подсоедините его к усилителю и отключите колонки. Поставьте запись с хорошим басом, походите по комнате, и в определенных местах вы заметите подъем в низах. Это и есть «узловые точки» — расположите сабвуфер в одной из них.

Не увлекайтесь громкостью. Никогда не устанавливайте слишком высокий уровень громкости сабвуфера — это одна из самых распространенных ошибок. Бас должен поддерживать звучание, дополнять его, когда это необходимо, иногда сотрясать диван, но не доминировать.

Если в сцене (диалоге, например) отсутствует НЧ-составляющая, то сабвуфер не должен издавать ни звука. Не выкручивайте ручку громкости настолько, чтобы его присутствие ощущалось постоянно.

### Выбор высоты стоек для акустических систем

Стойки для АС следует подбирать под уже имеющиеся колонки, учитывая при этом такие моменты, как масса и размеры АС, расположение высокочастотного излучателя (отмечает журнал Stereo&Video).

Наиболее важный параметр — высота стенда. Она выбирается, исходя из условия, при котором ось твитера находится на уровне ушей



сидящего слушателя. Почему до оси твитера? Высокочастотное излучение характеризуется наибольшей направленностью, и отклонения от оси ВЧ-динамика наиболее ощутимы.

Реальная высота может несколько отличаться от оптимальной, насколько — зависит от остроты диаграммы направленности колонки в вертикальной плоскости. Это требование касается полочных АС для стереосистемы или фронтальной акустики домашнего театра. Тыловые громкоговорители предпочтительнее располагать несколько выше (на 0,3—0,6 м) указанного уровня.

Для точной подстройки высоты тыловой акустики выпускаются стойки с регулировкой высоты установки колонок. Это могут быть либо телескопические устройства, либо «лифтовые», где полка смещается по стойкам опор (как лифт). Наиболее доступны по цене стенды фиксированной высоты. Как правило, фирмы-изготовители предлагают на выбор модели с типоразмерами 24, 30, 43, 60 дюймов.

К подставкам для аудиоаппаратуры каких-либо особых требований по высоте не выдвигается. Однако если учесть, что в состав компонентной стереофонической Hi-Fi-системы может входить минимум пара блоков высотой 100—150 мм (CD-проигрыватель и стереоусилитель), а серьезно оснащенный аудиокomплекс — это уже 5—7 и более блоков, общая высота стойки определяется количеством полок и может составлять от 400 до 1200 мм.

**Совет.**

*Для обеспечения щадящего теплового режима работающей аппаратуры желательно выбирать высоту полок побольше. Так легче организовать естественное охлаждение конвекцией.*

## ТИПЫ АКУСТИЧЕСКОГО ОФОРМЛЕНИЯ САБВУФЕРОВ

### Акустический экран

Басовые динамики требуют правильного выбора и точного расчета среды, в которой они будут функционировать. В зависимости от типа акустического оформления могут варьироваться параметры головки: мощность, диапазон частот и, в известном смысле — цена (*Нестеренко Д. О.* [www.masters.donntu.edu.ua](http://www.masters.donntu.edu.ua)).

Колебания, излучаемые одной стороной диффузора, должны быть чем-то отделены от колебаний, создаваемых обратной его стороной, одновременно и в противофазе с первыми.

Исторически первым акустическим оформлением был акустический экран (рис. 9.1). Он не пропускает колебания с одной стороны диффузора на другую и не дает им взаимно уничтожиться вплоть до частот, на которых кратчайшее расстояние между лицевой и обратной стороной диффузора станет сопоставимо с длиной попуволны излучаемой частоты. А ниже этой частоты акустический экран «расписывается в полном неумении» и предоставляет противофазным волнам гасить друг друга, как им заблагорассудится.

Для пресечения акустического короткого замыкания на частоте, скажем, 50 Гц, щит должен иметь размер 3х3 метра. Поэтому этот вид акустического оформления практическое значение давно утерьял, хотя и используется до сих пор в качестве эталонного при измерении параметров динамиков.

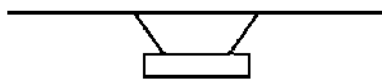


Рис. 9.1. Акустический экран

### Закрытый ящик

Конструктивно простейшее акустическое оформление из практически применяемых — закрытый ящик (sealed или closed в зарубежной терминологии). Запертые в замкнутом пространстве позади диффузора, они рано или поздно угаснут и превратятся в тепло (рис. 9.2).

Количество этого тепла мизерно, но в мире акустики все носит характер малых возмущений, потому-то, как происходит этот термодинамический

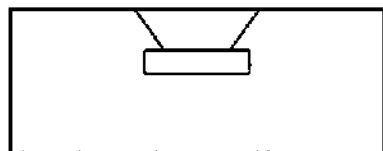


Рис. 9.2. Закрытый ящик

воздуха, он, пусть и незначительно, нагреется и изменится упругость воздушного объема, причем в сторону повышения жесткости.

Для того чтобы этого не происходило, применяют заполнение внутреннего объема звукопоглощающим материалом. Поглощая звук, этот материал (обычно вата, натуральная, синтетическая, стеклянная или минеральная), поглощает и тепло. Из-за существенно большей, чем у воздуха, теплоемкости звукопоглощающих волокон повышение температуры становится намного меньше и динамику «кажется», что позади него существенно больший объем, нежели на самом деле. На практике таким способом удастся добиться увеличения «акустического» объема по сравнению с геометрическим на 15—20%.

### Фазоинвертор

Следующий по распространенности тип акустического оформления — фазоинвертор (ported, vented, bass-reflex), более гуманен по отношению к излучению тыловой стороны диффузора (рис. 9.3). В фазоинверторе часть энергии, которая в закрытом ящике «ставится к стенке» используется в мирных целях.

Для этого внутренний объем ящика сообщается с окружающим пространством тоннелем, заключающим в себе некоторую массу воздуха. Величина этой массы выбирается таким образом, чтобы, в сочетании с упругостью воздуха внутри ящика создать вторую колебательную систему, получающую энергию от тыльной стороны диффузора и излучающую ее куда нужно и в фазе с излучением диффузора.

Такой эффект достигается в не очень широком диапазоне частот, от одной до двух октав, но в его пределах КПД существенно возрастает.

Помимо более высокого КПД фазоинвертор обладает еще одним важнейшим достоинством — вблизи частоты настройки значительно уменьшается амплитуда колебаний диффузора. Это может, на первый взгляд, показаться парадоксом — как наличие здоровенной прорехи в корпусе громкоговорителя может сдерживать движение диффузора, но, тем не менее, это — факт жизни.

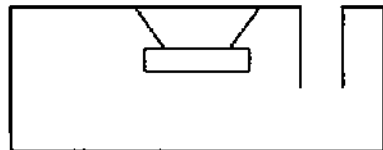


Рис. 9.3. Фазоинвертор

В своем рабочем диапазоне фазоинвертор создает для динамика тепличные

условия, причем точно на частоте настройки амплитуда колебаний минимальна, а большая часть звука излучается тоннелем. Допустимая подводимая мощность здесь максимальна, а искажения, вносимые динамиком, — наоборот, минимальны.

Выше частоты настройки тоннель становится все менее и менее «прозрачным» для звуковых колебаний, за счет инерции заключенной внутри него воздушной массы, и громкоговоритель работает как закрытый.

Ниже частоты настройки происходит обратное: инерция тоннеля постепенно сходит на нет, и на самых низких частотах динамик работает практически без нагрузки, как будто его вынули из корпуса. Амплитуда колебаний быстро возрастает, а вместе с ней растет и риск «выплывания» диффузора или повреждения звуковой катушки от удара о магнитную систему. В общем, если не предохраняться, поход за новым динамиком становится реальной перспективой.

Средством предохранения от таких неприятностей, помимо осмотрительности в выборе уровня громкости, служит использование фильтров инфранизких частот. Отрезая часть спектра, где все равно никакого полезного сигнала не содержится (ниже 25—30 Гц), такие фильтры не дают диффузору идти в разнос.

Фазоинвертор существенно более капризен к выбору параметров и настройке, поскольку выбору, под конкретный динамик, подлежат уже три параметра: объем ящика, поперечное сечение и длина тоннеля. Тоннель очень часто делают так, чтобы у уже готового сабвуфера можно было регулировать длину тоннеля, меняя частоту настройки.

Из-за наличия двух взаимосвязанных колебательных систем фазоинвертор является акустическим фильтром четвертого порядка, то есть его АЧХ теоретически имеет спад 24 дБ/окт ниже частоты настройки (реально — от 18 до 24).

Чтобы восстановить справедливость, заметим, что бухающего эффекта можно добиться и от закрытого ящика, а правильно рассчитанный фазоинвертор способен дать очень ясный и музыкальный бас при разумной подводимой мощности.

### **Громкоговоритель с пассивным излучателем**

Разновидностью фазоинверторного оформления является громкоговоритель с пассивным излучателем (или радиатором). Иноязычные термины: *passive radiator*, *drone cone*. Здесь вторая колебательная система, позволяющая утилизировать энергию, снимаемую с задней стороны диффузора, реализована не в виде массы воздуха в тоннеле, а в виде второго диффузора, ни к чему не присоединенного, но утяжеленного до требуемой массы. На частоте настройки этот диффузор колеблется с наиболь-

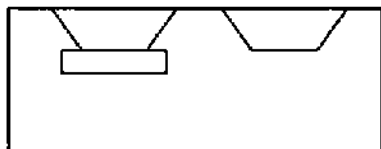


Рис. 9.4. Громкоговоритель с пассивным излучателем

шей амплитудой, а основной — с наименьшей (рис. 9.4).

С продвижением вверх по частоте они постепенно меняются ролями. До недавнего времени этот тип акустического оформления не находил применения в мобильных установках, хотя в домашних

используется довольно часто. Причиной нелюбви были неоправданные хлопоты по добыванию второго диффузора (это, обычно, такой же динамик, но без магнитной системы и звуковой катушки) и трудности в размещении двух больших диффузоров там, где у обычного фазоинвертора надо поместить диффузор и небольшой тоннель.

Однако в самое последнее время автомобильные сабвуферы с пассивным излучателем появились — нужда заставила. Дело в том, что в сейчас стали появляться динамики нового поколения с очень большим ходом диффузора, рассчитанные на работу в малых объемах. Объем «выдуваемого» ими при работе воздуха очень велик, и тоннель пришлось бы делать значительным в диаметре (иначе скорость воздуха в тоннеле возрастет настолько, что он будет шипеть как паровоз). А сочетание малого объема и большого диаметра тоннеля заставляет выбирать для тоннеля большую длину. Вот и оказалось, что фазоинверторы обычной конструкции для таких головок украсились бы трубами метровой длины. Чтобы избежать таких никому не нужных казусов, предпочли требуемую соколеблющуюся массу сосредоточить в пассивном излучателе с ходом диффузора, таким же, как и у активного динамика.

### Полосовой громкоговоритель одинарный (4-го порядка)

Полосовой громкоговоритель (bandpass) довольно часто используется в автоустановках (хотя и реже, чем два предыдущих). Иногда встречается название «громкоговоритель с симметричной нагрузкой» (symmetric loading).



#### Примечание.

Если закрытый ящик и фазоинвертор — акустические фильтры верхних частот, то полосовой, как и вытекает из названия, — объединяет в себе фильтры верхних и нижних частот.

Простейший полосовой громкоговоритель (рис. 9.5) — одинарный 4-го порядка (single reflex). Он состоит из закрытого объема, т. е. задней камеры, и второго, снабженного тоннелем, как у обычного фазоинвертора (передняя камера). Динамик установлен в перегородке между камерами так, что обе стороны диффузора работают на полностью или

частично замкнутые объемы — отсюда и термин «симметричная нагрузка».

Из традиционных конструкций полосовой громкоговоритель, в любом варианте, — чемпион по эффективности. При этом эффективность прямо связана с шириной полосы пропускания. Частотная характеристика полосового громкоговорителя имеет вид колокола. Путем выбора соответствующих объемов и частоты настройки передней камеры, можно построить сабвуфер с широкой полосой пропускания, но ограниченной отдачей, то есть колокол будет низким и широким, а можно — с узкой полосой и очень высоким КПД в этой полосе. Колокол при этом вытянется в высоту.

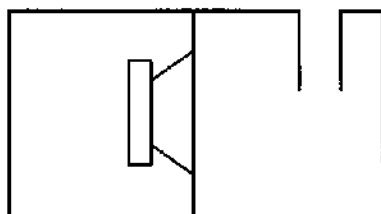


Рис. 9.5. Полосовой громкоговоритель одинарный (4-го порядка)

### Полосовые и квазиполосовые громкоговорители

Еще большей эффективностью обладают полосовые громкоговорители 6-го порядка с двумя тоннелями (рис. 9.6). Камеры такого сабвуфера настраиваются с разном примерно в октаву. Двойной бандпасс обеспечивает меньшие искажения в рабочей полосе, поскольку динамик нагружен фазоинверторами с обеих сторон диффузора, со всеми преиму-

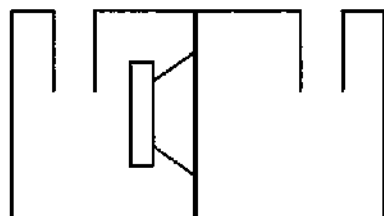


Рис. 9.6. Полосовой громкоговоритель с двумя тоннелями (6-го порядка)

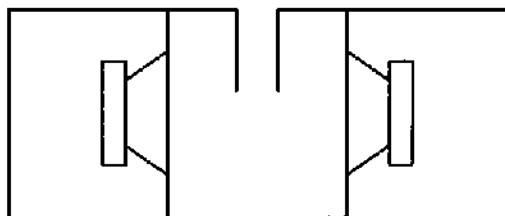


Рис. 9.8. Трехкамерный полосовой громкоговоритель (4-го порядка), первый вариант

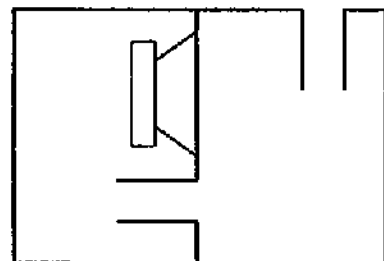


Рис. 9.7. Квазиполосовой громкоговоритель

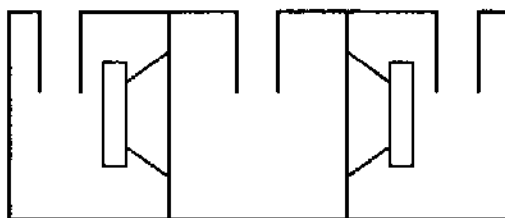


Рис. 9.9. Трехкамерный полосовой громкоговоритель (4-го порядка), второй вариант

ществами такой нагрузки, но имеет более крутой, по сравнению с оди-нарным, спад АЧХ ниже рабочей полосы.

Промежуточное положение занимает так называемый квазиполосовой громкоговоритель (рис. 9.7), он же — с последовательной настройкой, где задняя камера соединена тоннелем с передней, а передняя еще одним тоннелем — с окружающим пространством.

Трехкамерные полосовые громкоговорители (рис. 9.8 и рис. 9.9) представляют собой просто альтернативные конструктивные реализации обычных полосовых. Они составлены из двух обычных, после чего убрана разделяющая их стенка.

### Аутсайдеры акустического оформления низкочастотной акустики

Существует еще три варианта акустического оформления низкочастотной акустики, которые, однако, применения практически не находят. Первый из аутсайдеров — акустический лабиринт (рис. 9.10), где «отвод энергии» от тыльной стороны диффузора происходит по длинной трубе,

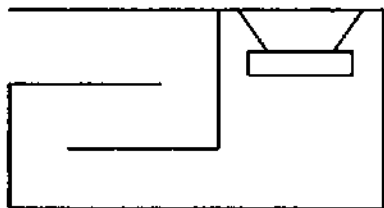


Рис. 9.10. Акустический лабиринт

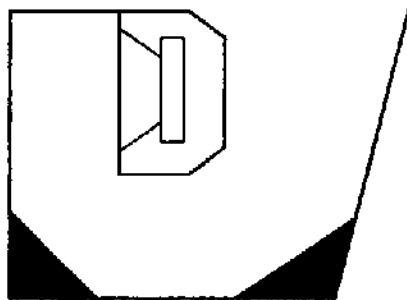


Рис. 9.11. Свернутый рупор

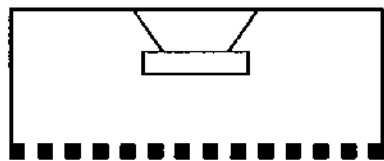


Рис. 9.12. Аперидическая нагрузка (акустическое сопротивление)

но все равно увеличивающей габариты сабвуфера до пределов, недопустимых в мобильной установке.

Второй — экспоненциальный рупор (рис. 9.11), который для получения достаточно низкой граничной частоты должен иметь циклопические размеры, что делает редкостью его использование в низкочастотном звене даже в стационарных системах, где места больше, чем в автомобиле.

Третий тип, имеющий единичные прецеденты применения — громкоговоритель с аперидической нагрузкой в виде сосредоточенного акустического сопротивления (aperiodic membrane). У нас раньше это называлось ПАС — панель акустического сопротивления (рис. 9.12).

Идея заключается в том, что нагрузкой для диффузора является близкорасположенная полупроницаемая преграда, например, плотная ткань

или слой стекловаты, зажатый между перфорированными панелями. Теоретически, такая нагрузка носит неупругий характер и, как амортизатор в автомобильной подвеске, гасит акустическую энергию, не влияя на резонансную частоту динамика. Но это — теоретически. А на практике наличие воздушного объема между динамиком и ПАС создавало такую смесь характеристик и реакций, что результаты становились мало предсказуемыми.

### Сравнение схем построения сабвуферов

Итак, из беглого взгляда на основные типы акустического оформления ясно, что совершенства в мире нет. Любой выбор будет компромиссом. А чтобы существо компромисса стало яснее, давайте завершим эту заочную встречу как положено — подведением промежуточных итогов. Сравним рассмотренные варианты с точки зрения основных факторов, определяющих успех их использования в мобильной аудиоустановке.

**Коэффициент полезного действия (КПД).** Величина КПД, присущего тому или иному типу акустического оформления определяет, в конечном счете, насколько мощный усилитель понадобится для достижения требуемого уровня громкости, а заодно и насколько трудна будет жизнь динамика.

В наиболее важном с точки зрения воспроизведения информации басового регистра диапазоне частот 40—80 Гц места распределятся так: узкополосные полосовые громкоговорители — чемпионы в этом зачете, особенно — двухтоннельные 6-го порядка. За ними идут широкополосный двухтоннельный и обычный фазоинвертор. И, наконец, самые охочие до подводимой мощности — закрытый ящик и широкополосный одинарный бандпасс.

**Вносимые искажения.** В нижней октаве музыкального диапазона (30—80 Гц) все типы акустического оформления ведут себя прилично при небольших уровнях мощности. Фазоинвертор и полосовой громкоговоритель — несколько лучше других, но ненамного. А вот при больших мощностях соперники растягиваются вдоль дистанции. Наилучшие результаты здесь следует ожидать от двойного полосового громкоговорителя. За ним — одинарный полосовой и фазоинвертор. И замыкает цепь — закрытый ящик, дающий наибольшие искажения при больших амплитудах сигнала.

**Импульсные характеристики.** Точная передача фронтов басовых инструментов — едва ли не главное качество для басовой акустики. Немного проку в низких басовых потутах, если они будут смазанными и вялыми. В этом отношении закрытый ящик обещает наилучшие результаты (при правильном расчете). Переходные характеристики фазоинвер-



тора могут быть очень достойными, но все же в среднем уступят закрытому оформлению. Одинарные полосовые громкоговорители имеют неплохие характеристики, которые, однако, ухудшаются с расширением полосы пропускания. Наихудшей реакцией на импульсный сигнал обладает двойной полосовой громкоговоритель, опять же, в особенности — широкополосный.

**Согласование с фронтальной акустикой.** Работа сабвуфера должна быть, начиная с определенной частоты, перепоручена мидбасам фронтальной акустики. Для закрытого ящика и фазоинвертора это не проблема, и конструктор системы обладает изрядной свободой в выборе частоты раздела полос, поскольку и эта частота и крутизна спада определяются внешними цепями. А вот узкополосные бандпассы часто обладают собственным спадом частотки, уже начиная с 70—80 Гц, где далеко не все мидбасы могут безболезненно подхватить песню. Требования к мидбасам при этом усложняются, да и работа с кроссовером проще не становится.

По материалам сайта <http://www.avtozvuk.com/> и журнала *Салон AUDIO VIDEO* *Нестеренко Д. О.* ([www.masters.donntu.edu.ua](http://www.masters.donntu.edu.ua)) подготовил интересную таблицу (табл. 9.1), в которой приведены сравнительные характеристики различных типов акустических конструкций по 5-бальной шкале.

Сравнительная характеристики различных типов акустических конструкций Таблица 9.1

Параметры	Типы акустических конструкций					
	Закрытый ящик	Фазоинвертор	Полосовой громкоговоритель			
			одинарный		двойной	
			Узкая полоса	Широкая полоса	Узкая полоса	Широкая полоса
Искажения на малой мощности	4	5	5	4	5	4
Искажения на большой мощности	2	4	4	3	5	4
Импульсные характеристики	5	4	4	2	3	2
Согласование с фронтальной акустикой	5	5	2	4	2	4
Перегрузочная способность в рабочем диапазоне (выше 30 Гц)	5	4	5	4	5	4
Перегрузочная способность в инфранизкочастотном диапазоне (ниже 30 Гц)	5	2	5	5	2	2
Гладкость АЧХ с учетом внутренней акустики помещения (или автомобиля)	5	4	2	3	2	3
Чувствительность к ошибкам расчета и изготовления	5	4	2	2	2	2

## СОЗДАЕМ СВОИМИ РУКАМИ АКУСТИЧЕСКУЮ СИСТЕМУ

### Широкополосные и высокочастотные динамики

12 дюймовый широкополосник создает достаточное звуковое давление и не требует дополнительных сабвуферов в системе, как для прослушивания музыки, так и просмотра фильмов. Однако, такие динамики, требуют корпусов под 120—150 литров ([www.sibaudio.com](http://www.sibaudio.com)).



#### Примечание.

*Это минимум в три раза больше С-90. Но, чудес не бывает, и за отличное воспроизведение НЧ нужно платить либо большим корпусом, либо введением электромеханической обратной связи для контроля и коррекции низкочастотного звука.*

Есть и другой путь — отдельный сабвуфер, но это не лучший путь.

Подходящие динамики выпускаются Новосибирским заводом «НОЭМА». Это предприятие занимается выпуском аппаратуры для профессионального рынка аудиотехники. До недавнего времени они выпускали динамики 75ГДШ-3-3. Это было продолжением линейки 4А32. В процессе эксплуатации и выпуска широкополосных динамиков, 75ГДШ-3-3 явился практически доведенным до совершенства вариантом 4А32. Подвижная система (диффузор, подвес, центрирующая шайба) полностью доработана.

Во-первых, форма, образующая диффузора НЧ, выполнена в виде сектора круга, а не простого конуса, как у 4А32. Это практически полностью исключило возможность перемены направления прогиба диффузора при продольном сжатии. Это в динамиках типа 4А32 приводило к наличию параметрических резонансов (дребезжание диффузора) в диапазоне от 600 до 2500 Гц в зависимости от жесткостных характеристик конкретной партии динамиков. Конечно, идеальным с точки зрения «аудиофильства» является экспоненциальная формообразующая диффузора, но изготовление оснастки для ее производства очень сложна и дорога.

Во-вторых, на диффузоре есть противодифракционные кольца, что увеличивает жесткость диффузора и предотвращает или ослабляет процесс образования резонансных колебаний диффузора с образованием узловых линий в форме дуг, опирающихся на внешний край диффузора.

При этом, части поверхности диффузора, лежащие по разные стороны узловых линий колеблются с противоположными фазами «несимметричные резонансы или излучение пятнами» на большой громкости (кажись эффект зонального излучения, говоря по-другому).

Форма ВЧ рупорка обеспечивает воспроизведение ВЧ вплоть до 16000 Гц ( $-5$  дБ) и отсутствие столь противного резонанса на 2500 Гц у многих широкополосников.

Полностью решены проблемы технического плана с подготовкой бумажной массы для изготовления диффузоров — как следствие, динамики имеют очень повторяемые характеристики. Тряпочный синусоидальный подвес, произведена необходимая пропитка.

Сейчас завод выпускает несколько видов 12 дюймовых широкополосных динамиков, в которых учтены недостатки 75ГДШ-3-3.

### Характеристики динамика 100ГДШ33-8

Рассмотрим 100ГДШ33-8. Внешний вид и размеры приведены на рис. 10.1, а АЧХ — на рис. 10.2. Импедансная и фазовая характеристики приведены на рис. 10.3.

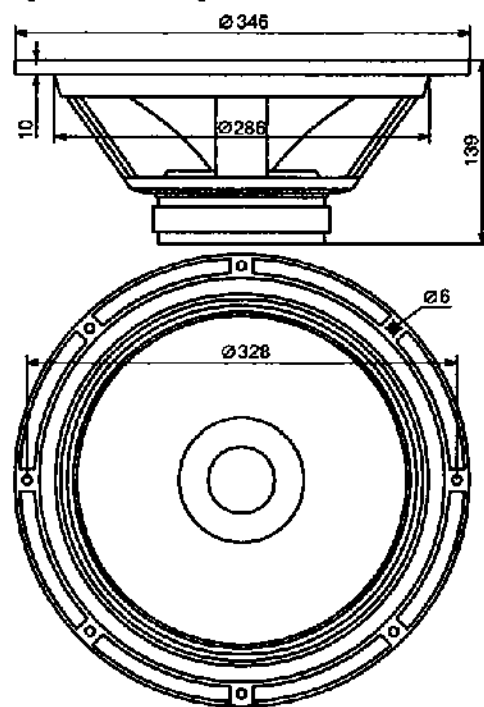


Рис. 10.1. Внешний вид и размеры 100ГДШ33-8

100ГДШ33-8 — это 12" 100 Вт широкополосный динамик — идеальный вариант для изготовления универсальных акустических систем профессионального и турового назначения. Одно из основных преимуществ широкополосного динамика в том, что он воспроизводит большую часть спектра звуковых частот. Это устраняет спектральные и пространственные неоднородности по сравнению с многополосными системами.

Не менее важно и то, что динамик не требует большого акустического оформления, это обеспечивает высокую мобильность и удобство при транспортировке акустических систем.

Диффузор выполнен из литой целлюлозы, в центре которого находится излучатель,

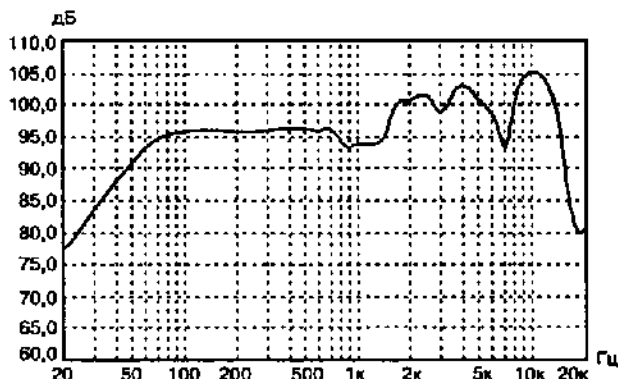


Рис. 10.2. АЧХ 100ГДШ33-8

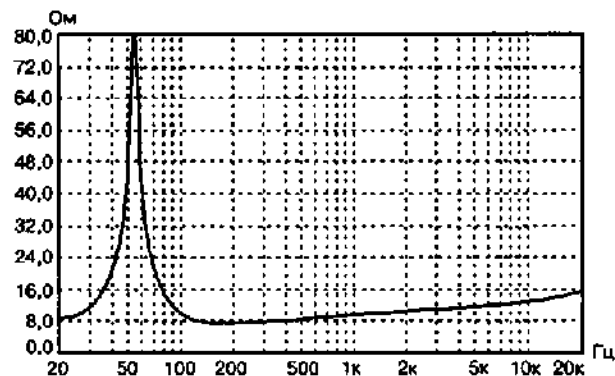


Рис. 10.3. Импедансная и фазовая характеристики 100ГДШ33-8 (без акустического оформления)

который позволяет расширить диапазон воспроизводимых частот до 15000 Гц. Синусоидальный тканевый подвес со специальной пропиткой, мощная литая из алюминиевого сплава рама, массивный магнит, катушка выполнена из меди, что позволяет ей выдерживать большие температурные колебания. 100ГДШ33-8 применяется в АС, выпускаемых Новосибирским заводом «НОЭМА»: АС-751, АС-751А, АС-1503, АС-1503А. Основные технические характеристики 100ГДШ33-8 представлены в табл. 10.1, а параметры Тилля-Смола — в табл. 10.2.

Основные технические характеристики 100ГДШ33-8

Таблица 10.1

Параметр	Значение
Номинальный диаметр	12" (300 мм)
Номинальное сопротивление	8 Ом
Характеристическая чувствительность	97 дБ/Вт/м

Таблица 10.1 (продолжение)

Параметр	Значения
Эффективно воспроизводимый диапазон частот	50—15000 Гц
Предельная шумовая мощность	100 Вт
Предельная долговременная мощность	250 Вт
Предельная кратковременная мощность	1000 Вт
Диаметр звуковой катушки	44,6 мм
Каркас звуковой катушки	стеклотекстолит
Материал провода/форма сечения	медь/круг
Кол-во слоев звуковой катушки	2
Ширина намотки звуковой катушки (L)	13 мм
Высота верхнего фланца (H)	8 мм
Кольцевой магнит	134x57x18 мм
Индукция в зазоре	1,1 Тл
Объем, вытесняемый динамической головкой	2,5 л
Материал диффузора	компл. целлюлоза
Форма подвеса	синусоид, 3-х волн.
Материал подвеса и центрирующей шайбы	ткань х/б
Форма центрирующей шайбы	коробчатая
Диффузородержатель	Al (литье)

В табл. 10.2 рассмотрены следующие характеристики.

**Характеристическая чувствительность** — усредненное значение уровня звукового давления в диапазоне 200—15000 Гц, измеренного на оси динамической головки на расстоянии 1 м при подаче на нее напряжения эквивалентного 1 Вт. Напряжение выбирается в соответствии с номинальным сопротивлением динамической головки: при  $Z=4$  Ом  $U=2$  В, при  $Z=8$  Ом  $U=2,83$  В, при  $Z=16$  Ом  $U=4$  В.

**Эффективно воспроизводимый диапазон частот** — диапазон частот, в пределах которого уровень звукового давления понижается не более чем на 10 дБ по отношению к уровню характеристической чувствительности.

**Предельная шумовая мощность** — мощность, которую динамическая головка длительно выдерживает без тепловых и механических повреждений. Длительность непрерывных испытаний 8 часов.

**Предельная долговременная мощность** — мощность, которую динамическая головка выдерживает без тепловых и механических повреждений в течение 1 мин с интервалом 2 мин 10 циклов подряд.

**Предельная кратковременная мощность** — мощность, которую динамическая головка выдерживает без тепловых и механических повреждений в течение 1 с, с интервалом 60 с, 60 циклов подряд.

**Объем, вытесняемый динамической головкой.** При установке динамической головки снаружи деки толщиной 18 мм.

## Параметры Туля-Смола

Таблица 10.2

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Fs	54 Гц	BL	12,4 Тлхм
Re	6,3 Ом	Mms	43 г
Qts	0,56	Cms	0,2 мм/Н
Qes	0,6	Le <sub>пл</sub>	0,3 мГн
Qms	7	Xmax	± 4,5 мм
Vas	86 л	Xmech	± 15 мм
Dia	265 мм		

Рекомендации по акустическому оформлению приведены на рис. 10.4.

Закрытый ящик.  $V_{з\text{я}}$  30—60 л,  $F_{-3\text{дБ}}$  составляет 76 Гц, а  $F_{-10\text{дБ}}$  — 46 Гц.

Фазоинвертор, вариант №1.  $V_{\text{фи}}$  80 л,  $F_{\text{фи}}$  42 Гц,  $F_{-3\text{дБ}}$  53 Гц,  $F_{-10\text{дБ}}$  32 Гц, ( $S_{\text{фи}}$  80 см<sup>2</sup>,  $L_{\text{фи}}$  65 мм).

Фазоинвертор, вариант №2.  $V_{\text{фи}}$  160 л,  $F_{\text{фи}}$  40 Гц,  $F_{-3\text{дБ}}$  37 Гц,  $F_{-10\text{дБ}}$  30 Гц, ( $S_{\text{фи}}$  160 см<sup>2</sup>,  $L_{\text{фи}}$  18 мм).

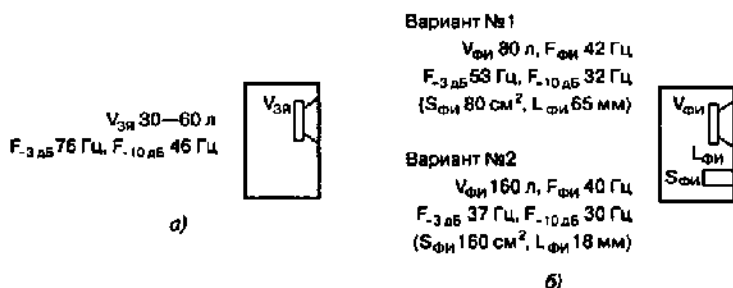


Рис. 10.4. Рекомендации по акустическому оформлению: закрытый ящик (а), фазоинвертер (б)

## Характеристики динамика 100ГДШ33-16

Рассмотрим теперь 12" широкополосную динамическую головку 100ГДШ33-16. Внешний вид и размеры приведены на рис. 10.5, а АЧХ — на рис. 10.6. Импедансная и фазовая характеристики приведена на рис. 10.7.

100ГДШ33-16 — это 12" 100 Вт широкополосный динамик, который позволяет расширить диапазон воспроизводимых частот до 17000 Гц. Синусоидальный тканевый подвес со специальной пропиткой, мощная литая из алюминиевого сплава рама, массивный магнит, катушка выполнена из меди, что позволяет ей выдерживать большие температурные колебания.

Применяется в следующих АС: АС-751, АС-1503, АС-1503А, выпускаемых Новосибирским заводом «НОЭМА».

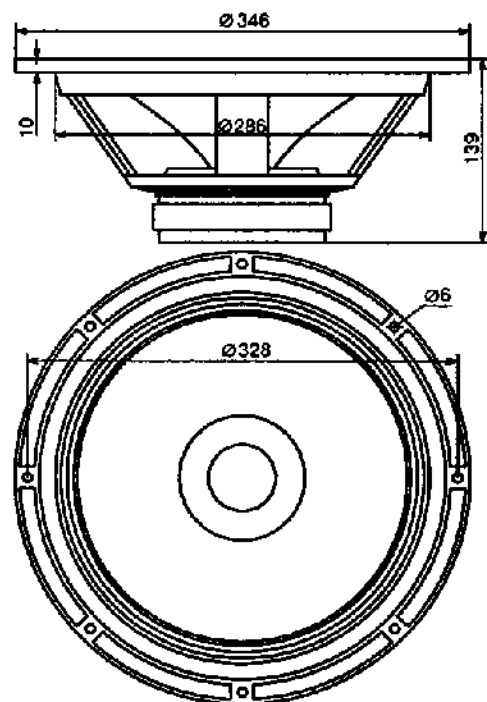


Рис. 10.5. Внешний вид и размеры 100ГДШ33-16

Основные технические характеристики

Таблица 6.4

Параметры	Значение
Номинальный диаметр	12" (300 мм)
Номинальное сопротивление	16 Ом
Характеристическая чувствительность	97 дБ/Вт/м
Эффективно воспроизводимый диапазон частот	50—17000 Гц
Предельная шумовая мощность	100 Вт
Предельная долговременная мощность	150 Вт
Предельная кратковременная мощность	500 Вт
Диаметр звуковой катушки	44,6 мм
Каркас звуковой катушки	стеклотекстолит
Материал провода/форма сечения/кол-во слоев звуковой катушки	медь/круг/2
Ширина намотки звуковой катушки (L)	13 мм
Высота верхнего фланца (H)	8 мм
Кольцевой магнит	134x57x18 мм
Индукция в зазоре	1,1 Тл
Объем вытесняемый динамической головкой	2,5 л
Материал диффузора	композиционная целлюлоза
Форма/материал подвеса	синусоид, 3-х волновая/ткань х/б
Форма/материал центрирующей шайбы	коробчатая/ткань х/б
Диффузордержатель	Al (литье)

Основные технические характеристики приведены в табл. 10.3, а параметры Тилля-Смола — в табл. 10.4.

Рекомендации по акустическому оформлению приведены на рис. 10.8.

Рекомендации по акустическому оформлению:

- закрытый ящик:  $V_{з\bar{я}}$  60—120 л
- фазоинвертор:  $V_{ф\bar{и}}$  160 л,  $F_{ф\bar{и}}$  35 Гц ( $S_{ф\bar{и}}$  85 см<sup>2</sup>,  $L_{ф\bar{и}}$  23 мм).

Переходим к созданию корпуса. Остановимся на четверть-волновом резонаторе обратного излучения. Этот вариант корпуса дает достаточное усиление довольно узкой полосы частот в зоне настройки, при этом имеет достаточно приемлемые габариты. Корпус TQWR, или труба Войта.

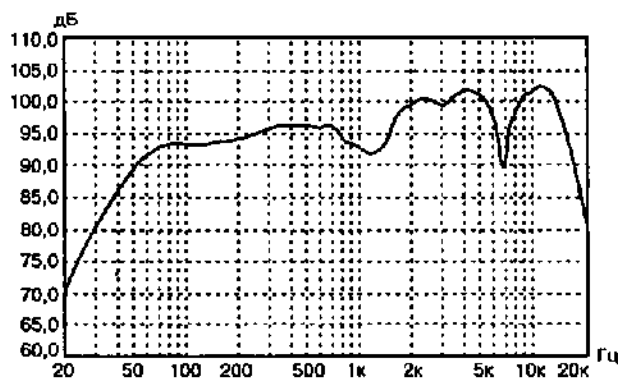


Рис. 10.6. АЧХ 100ГДШ33-16

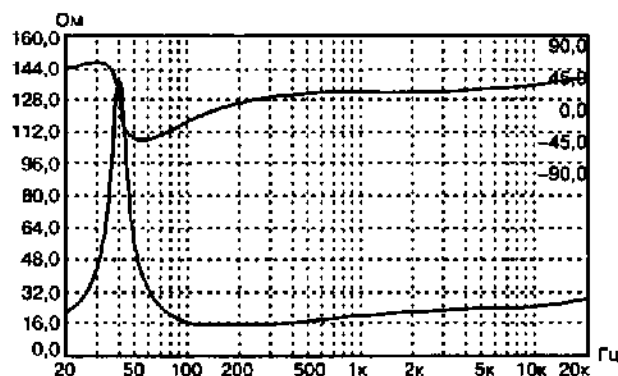


Рис. 10.7. Импедансная и фазовая характеристики 100ГДШ33-16 (без акустического оформления)

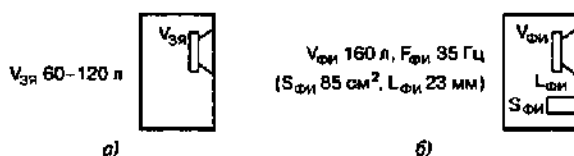


Рис. 10.8. Рекомендации по акустическому оформлению: закрытый ящик (а), фазоинвертер (б)



Параметры Туля-Смола

Таблица 10.4

Параметр	Значение	Параметр	Значение
F <sub>1</sub>	40 Гц	BL	16,4 Тл·м
R <sub>e</sub>	13,4 Ом	M <sub>ms</sub>	45 г
Q <sub>ts</sub>	0,52	C <sub>ms</sub>	0,34 мм/Н
Q <sub>es</sub>	0,57	Le (1кгц)	0,63 мГн
Q <sub>ms</sub>	5,4	X <sub>max</sub>	± 4,5 мм
V <sub>as</sub>	138 л	X <sub>meh</sub>	± 15 мм
D <sub>ia</sub>	260 мм		

### Особенности конструкции акустических систем TQWP

Впервые описанный Паулем Войтом (Paul Voigt) в 1930, TQWP дает хорошее соотношение качество-цена.

Они легки для самостоятельного изготовления. Очень близко к трансмиссионным линиям, TQWP отличается формой волновода. Своего рода рупор используется как обратная нагрузка для диффузора, но динамик помещен не в начале рупора как обычно, а на его стороне. Порт используется, чтобы использовать поток воздуха от обратной стороны диффузора динамика, для внутреннего демпфирования и увеличения отдачи на НЧ. Частота резонанса зависит только от длины L конуса и положения динамика. Все внутренние размеры рассчитываются по формулам, сведенным в единую программу.



#### Совет.

*В течение процесса подстройки желательно не закрывать окончательно одну из сторон корпуса, чтобы легко изменять внутреннее наполнение ватой для нахождения оптимального демпфирования.*

Так как труба Войта создает ряд резонансов, а нам нужно только часть НЧ — то все средние частоты необходимо поглотить. Вот для этого и применяется демпфирование части корпуса звукопоглощающим материалом. Процесс заполнения и сводится к оптимальному заполнению, при котором СЧ от обратной стороны диффузора поглотятся практически полностью, но НЧ будет без ослабления.

### Изготовление корпуса

Далее начинается самое интересное — изготовление корпуса. В Интернете есть большое количество предложений по выбору материалов и технологиям изготовления сборных панелей, обеспечивающих высокую жесткость и акустическую непроницаемость.

Размеры элементов конструкции представлены на рис. 10.9. Передняя панель сборная. Основа — массив сосновый толщиной 20 мм, далее про-

мазываем внутреннюю сторону стенки вибропоглощающей резинобитумной автомобильной мастикой. Далее рекомендуется (если найдете) использовать бакеллитовую фанеру (10 мм толщиной), крепить на жидкие гвозди. Стягивается такой сэндвич саморезами, благо есть хорошая дрель-гайковёрт.

После этого — войлок 15 мм. Со стороны, которая будет приклеиваться к фанере, пропитайте на 3—5 мм войлок все той же мастикой и приклейте на те же жидкие гвозди.



**Примечание.**

*Корпус при таких больших размерах надо делать очень прочным.*

Все остальные панели выполняются по той же технологии, но в качестве основного материала можно применить двухсторонне ламинированная ДСП (ЛДСП), а усиление — березовая фанера. Точное соблюдение всех размеров благоприятно сказывается на общем качестве изготовления корпуса АС (точные чертежи раскроя деталей). Единственный недостаток — к ламинату очень трудно что-либо приклеить...

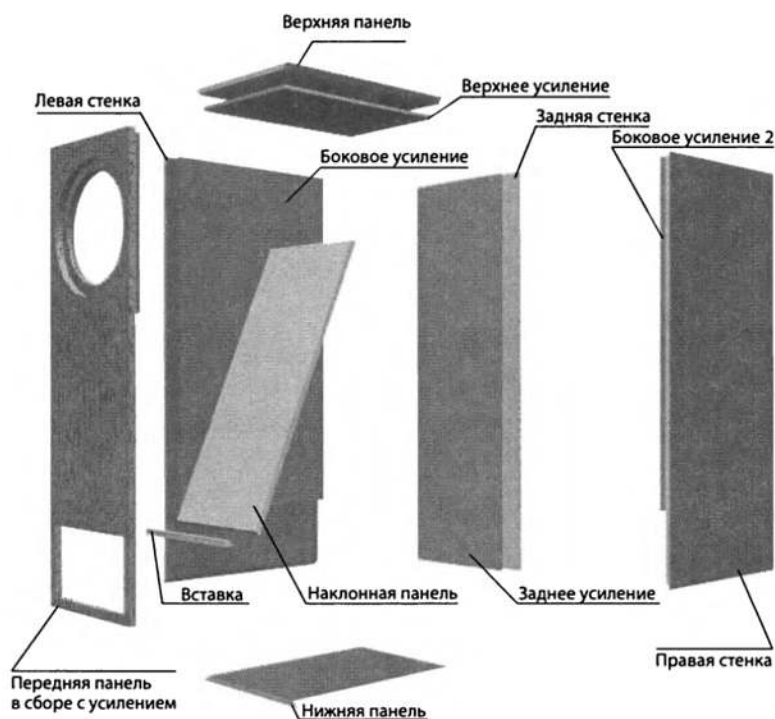


Рис. 10.9. Размеры элементов конструкции (начало)

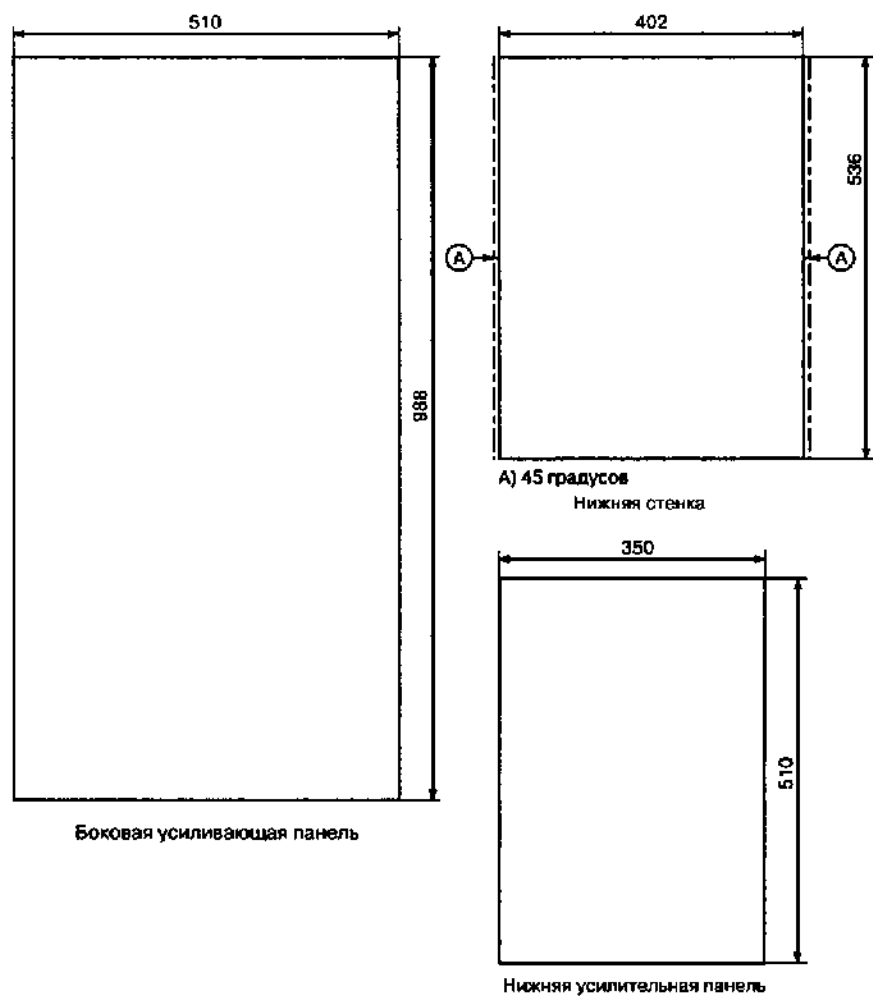


Рис. 10.9. Размеры элементов конструкции (продолжение)

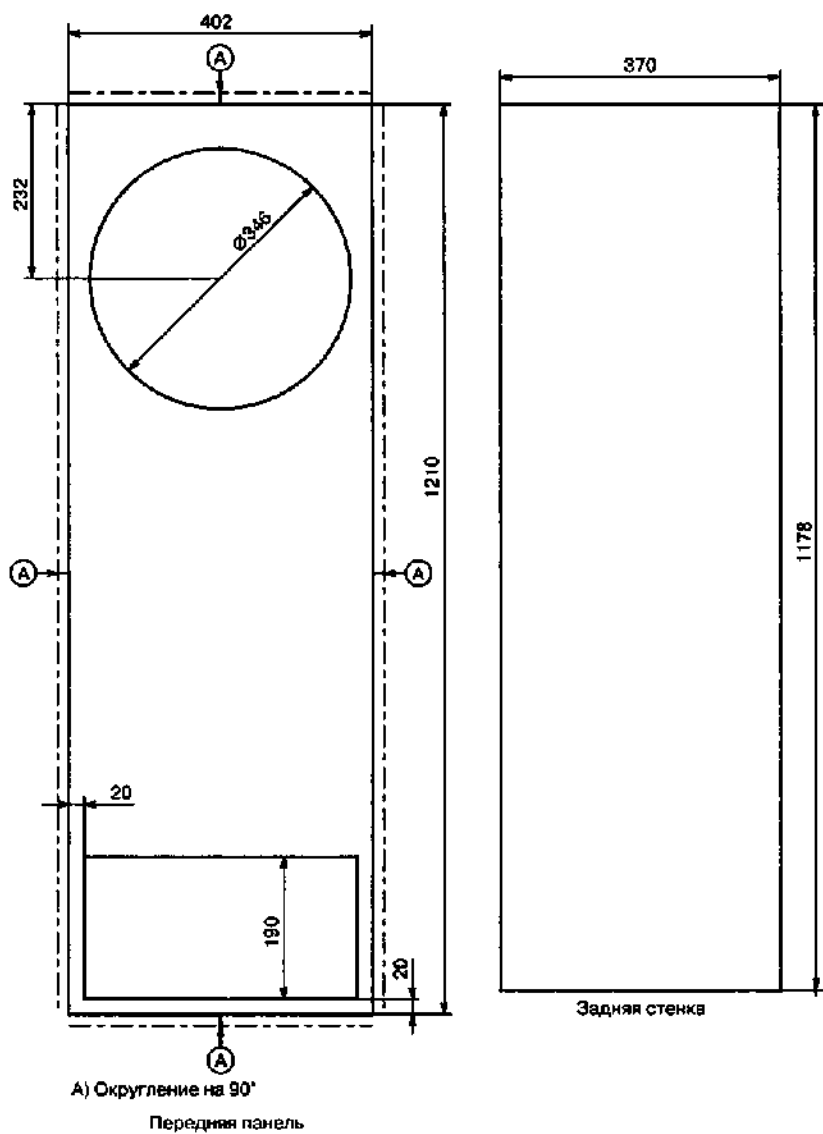
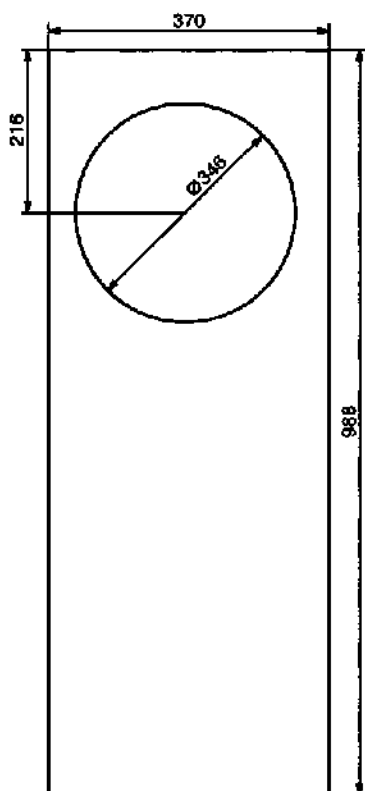
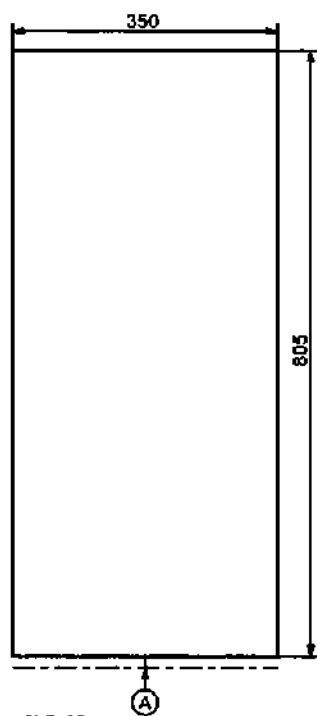


Рис. 10.9. Размеры элементов конструкции (продолжение)



Передняя усилительная панель



A) 5x10

Наклонная панель

Расположение усилительных панелей

Вид сверху

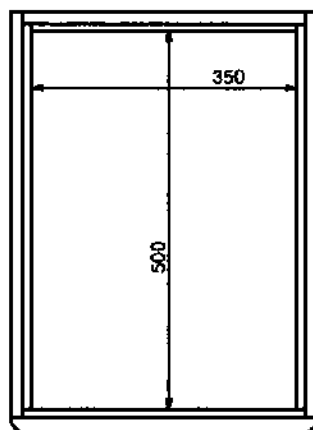


Рис. 10.9. Размеры элементов конструкции (продолжение)

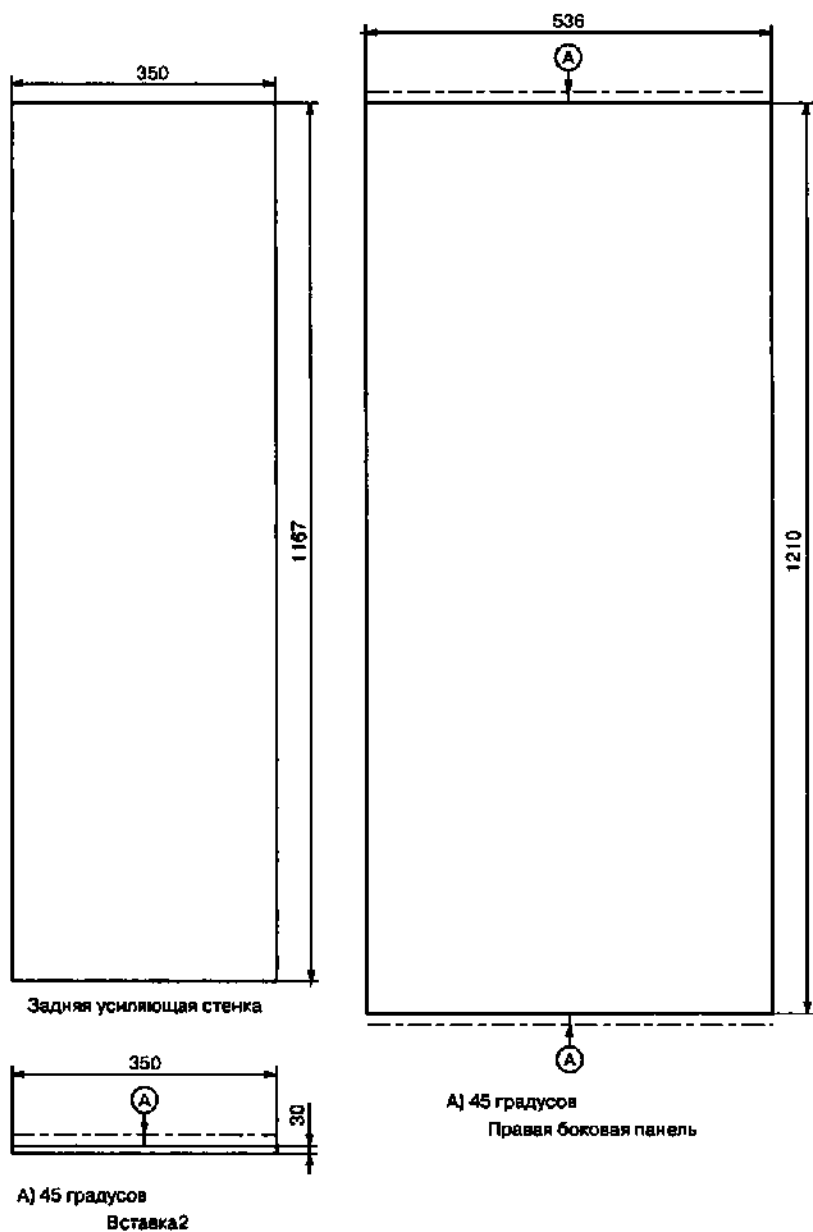
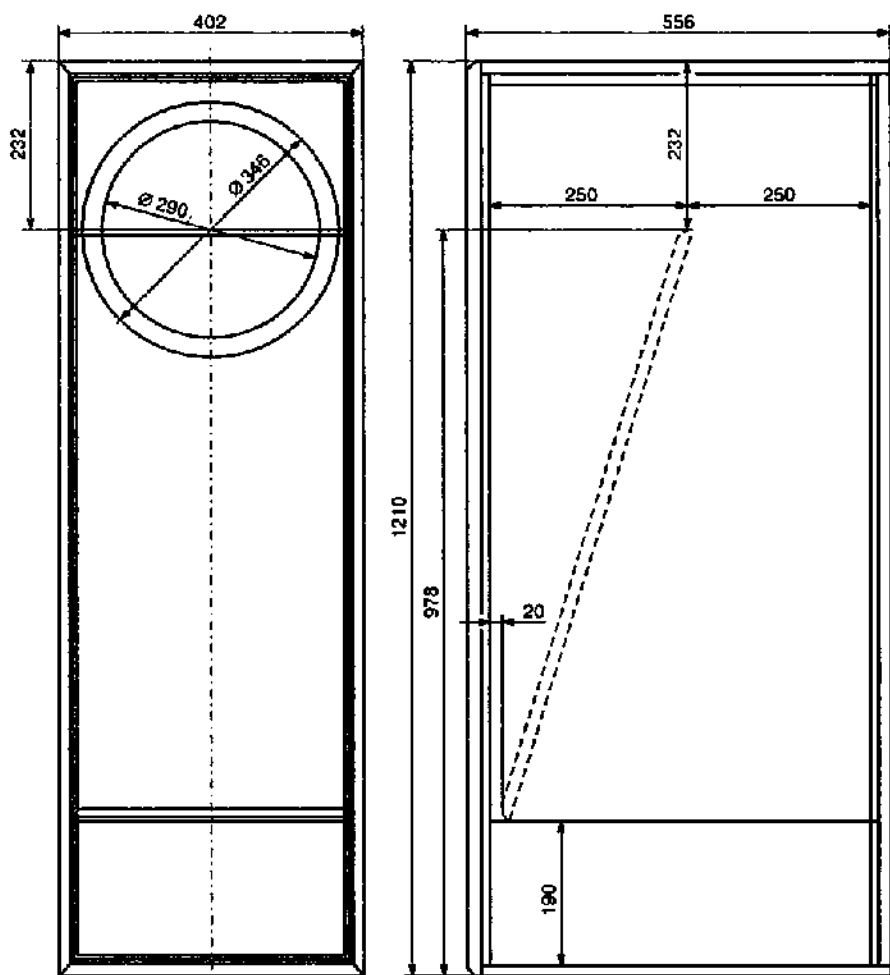


Рис. 10.9. Размеры элементов конструкции (продолжение)



Основные размеры и схема расположения панелей

После сборки всех панелей, производим сборку корпуса АС. Клеим на жидкие гвозди — не дешево, но очень прочно. Для запаса можно еще и евровинтами мебельными стянуть.

После этого приступаем к демпфированию. Распушите синтепон или аналогичный материал и заполните, как и рекомендовалось, «компрессионную камеру», т. е. объем АС ниже динамика (закрытую часть треугольника).

Сейчас в магазинах появился очень интересный материал — базальтовое волокно, его применение еще более эффективно, чем вата или синтепон.

Винтовые зажимы можно не ставить — достаточно припаять провода непосредственно к клеммам динамика. В качестве развязки от пола можно применить китайские «прыгучие» шарики.

«Что можно сказать, — пишет автор конструкции, — результат стоил потраченных усилий».

Но, как и ожидалось — есть ложка дегтя... Узкая направленность ВЧ. Высокие частоты от 10000 Гц есть по оси АС, но чуть в сторону они пропадают. Нет высоких.. Если на джазе и блюзе все неплохо, то на классике и современной музыке очень чувствуется нехватка высоких частот.

Если бы колонки стояли на 3—5 метрах от слушателя — то все было бы нормально. Пришлось искать приличное ВЧ звено с чувствительностью 96 Дб/м. Это оказалось не так просто. Из доступного в России нашлась только неизвестного качества «Визатон» за дорого, ну и еще несколько профессиональных рупорных головок. Но они непригодны для домашнего применения, так как дальнобойные и так же узконаправленные. В США партэкспрессе были найдены американские изодинамические ВЧ головки неизвестной у нас Американской фирмы Bohlender Graebenner Neo3PF.

Чувствительность производители намерили на 2,83 В... Это уже не 96 Дб на 1 вольте ... реально получилось 93 Дб на 1 Вт.

Автор включил через фильтр первого порядка на кондерах К-71 от 10000 Гц (4,7 мкФ). Отличный результат. В итоге удалось достичь желаемого звучания как на низах, так и на вокале и верхней части музыкального диапазона. Теперь появился и шелест тарелочек, и нюансы саксофона, и переливы скрипки. Стоимось Neo3PF в США 96 баксов за пару.



## ИЗМЕРЕНИЯ В ЗВУКОТЕХНИКЕ

### Измеритель действительной мощности, отдаваемой усилителем звуковой частоты в акустическую систему

Измерение мощности, отдаваемой усилителем звуковой частоты в нагрузку — акустическую систему (АС) — обычно производят методом, основанном на законе Ома: возводят в квадрат развиваемое на выходе усилителя напряжение и делят его на номинальное или указанное в паспорте сопротивление АС.

Не имея ничего против закона Ома, отметим, что АС представляет собой отнюдь не резистор, а комплексное сопротивление, характеризующееся даже более сложными цепями, чем набор индуктивностей, конденсаторов и резисторов.

В диапазоне частот модуль эквивалентного сопротивления АС может изменяться в несколько раз, точно так же и фазовые соотношения между током и напряжением отнюдь не равны 0.



#### Примечание.

*Даже в простом случае сдвига по фазе между током и напряжением на 90 градусов отдаваемая мощность равна нулю, несмотря на значительные ток и напряжение.*

Поэтому показания «индикаторов мощности» большинства УМЗЧ, по существу, являющихся переградуированными в ваттах (зависимость квадратичная) вольтметрами выходного напряжения. На самом деле они имеют мало общего с отдаваемой в АС мощностью.

Роберт Пенфолд разработал схему измерителя действительной мощности (рис. 11.1). Его принцип действия основан на отдельном измерении выходного напряжения и тока, их умножении, усреднении и индикации аналоговым стрелочным прибором. Устройство включают в разрыв проводов, соединяющих УМЗЧ (Input) и АС (Output).

Ток измеряется по падению напряжения на резисторе R1 сопротивлением 0,03 Ома, сравнимом с сопротивлением соединительных проводов и не влияющем на взаимодействие УМ и АС. Напряжение на R1, пропорциональное току (вот тут закон Ома применен правильно!), усиливается каскадом на ОУ IC2 и подается на один из входов умножителя IC3.

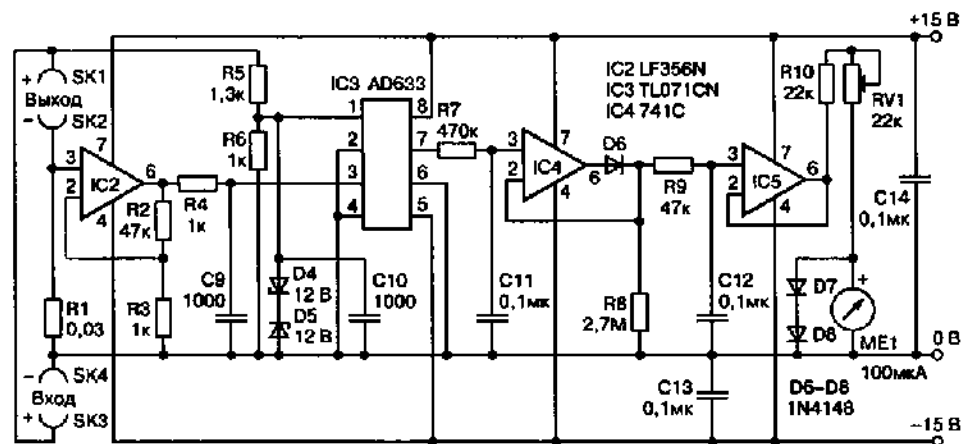


Рис. 11.1. Схема измерителя действительной мощности

На второй вход умножителя через делитель  $R5R6$  подается часть выходного напряжения УМ. Напряжение на выходе умножителя пропорционально мгновенной мощности, усреднив которую пассивным ФНС  $R7C11$ , получаем среднюю мощность, действительно отдаваемую в АС (или другую нагрузку).

Далее следуют развязывающий усилитель ( $IC4$ ) с пиковым детектором ( $D6R9C12$ ) и еще один повторитель ( $IC5$ ), позволяющие производить удобное считывание показаний стрелочным прибором  $ME1$  с линейной шкалой и током полного отклонения 100 мкА.

Триммером  $RV1$  калибруют прибор при соединении к выходу УМ чисто резистивной нагрузки по измеряемому на ней обычным вольтметром напряжению. В связи с тем, что прибор не должен быть привязан к «земле», «плавающее» питание от «Кроны» ему обеспечивает двухполярный импульсный преобразователь, схема которого изображена на рис. 11.2 [26].

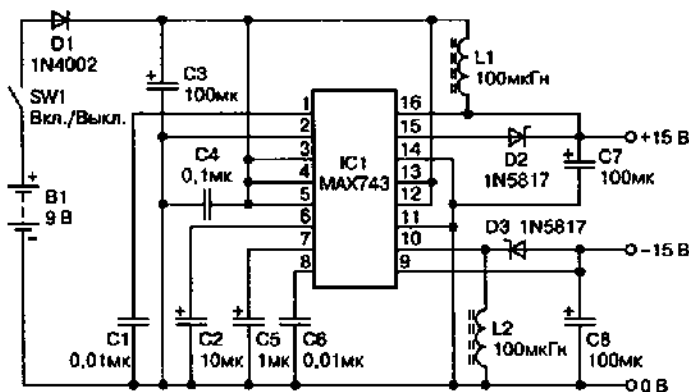


Рис. 11.2. Двухполярный импульсный преобразователь

### Светодиодный индикатор мощности, подаваемой на акустическую систему

Схему светодиодного индикатора мощности (рис. 11.3), подаваемой на акустическую систему предложил Рэй Марстон. Устройство выполнено на одной микросхеме LM3915 (National Semiconductor) и 10 светодиодах, свечение которых соответствует уровню мощности 0,2; 0,4; 0,8; 1,6; 3; 6; 13; 25; 50 и 100 Вт.

Вход подключается параллельно АС, а сопротивление резистора  $R_x$  при номинальном сопротивлении АС 4 Ома должно быть 10 кОм, 8 Ом — 18 кОм, 16 Ом — 30 кОм [53].

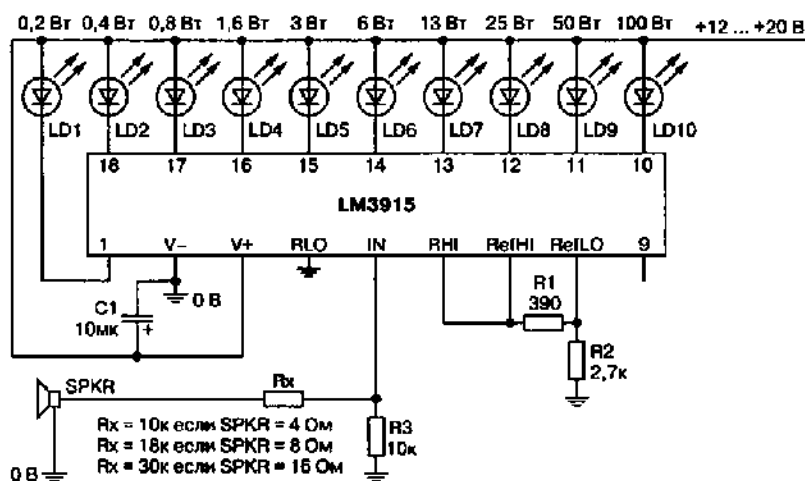


Рис. 11.3. Схема светодиодного индикатора мощности

### Комбинированный измеритель уровня: простой, дешевый и прецизионный

Комбинированный измеритель уровня может быть использован в качестве индикатора уровня записи в магнитофоне, измерителя выходного уровня в микшерном пульте и т. д.

Измеритель уровня состоит из выпрямителя/интегратора с пороговым устройством пиковой индикации на микросхемах IC101, IC201 и преобразователя напряжение-ток на микросхеме IC301.

Схема очень проста, поэтому только коротко о назначении элементов: резисторы  $R103$ ,  $R203$  определяют время обратного хода (релаксации) индикатора, конденсаторы  $C102$ ,  $C202$  влияют и на время срабатывания и на время релаксации. Сдвоенный операционный усилитель IC301 имеет особенность — возможность работы от однополярного источника пита-

ния, при этом входные и выходные сигналы могут принимать потенциал земли. Два источника питания не являются абсолютно необходимыми, питание на светодиоды можно подать также со стабилизатора IC302, но в этом случае в качестве стабилизатора необходимо применить более мощную микросхему.

Следует также отметить, что измеритель сохраняет работоспособность при использовании в качестве стабилизатора микросхем с выходным напряжением от 5 до 15 В, перекалибровка измерителя при изменении напряжения питания не требуется.



**Примечание.**

*Из схемы можно вообще изъять стабилизатор, и питать измеритель от внешнего стабилизированного источника напряжением от 5 до 15 В.*

Устройство также не критично к номиналам элементов — вы можете изменять время реакции и обратного хода в очень больших пределах, изменяя сопротивление резисторов R103, R203 от 20 до 470 кОм и емкость конденсаторов C102, C202 от 0,1 до 47 мкФ.

Схема (рис. 11.4) рассчитана на использование стрелочных измерителей с током полного отклонения стрелки 50—150 мкА. При использовании стрелочных головок с током 200—400 мкА необходимо изменить номиналы резисторов R105, R205, RP03, RP04 на 3,3 кОм.

Резисторные делители R101, R102, R201, R202 определяют чувствительность устройства — около 300 мВ. При необходимости можно повысить чувствительность до 50 мВ, подавая сигнал прямо на конденсаторы C101, C201, минуя делители. Это может понадобиться при встраивании измерителя в готовое устройство.

Детали: микросхемы IC101, IC102 — AN6884 (Matsushita), KA2284 (Samsung), LB1403N (Sanyo), BA6124 (ROHM); IC301 — LM358 (National Semiconductor), KA358 (Samsung), BA6358 (ROHM), или половинка микросхем LM324, BA6324, K1401УД2; IC302 — 78L09, 78L08, 78M09, 78M08, 7809, 7808, KP142ЕН8А, Г, K1157ЕН9.

Светодиоды практически любые, желательно в качестве LED101, LED201 (+3 дБ) применить светодиоды с желтым свечением (допустимая перегрузка), а в качестве LED102, LED202 (+6 дБ) — светодиоды с красным свечением (недопустимая перегрузка).

Ток через светодиоды не зависит от напряжения питания, и задан внутренними генераторами тока в микросхемах IC101, IC201 на уровне 14 мА. Стрелочные измерители также могут быть любыми, но от их баллистических характеристик зависит субъективное восприятие показаний измерителя, поэтому если есть возможность, лучше применить хорошие импортные приборы.

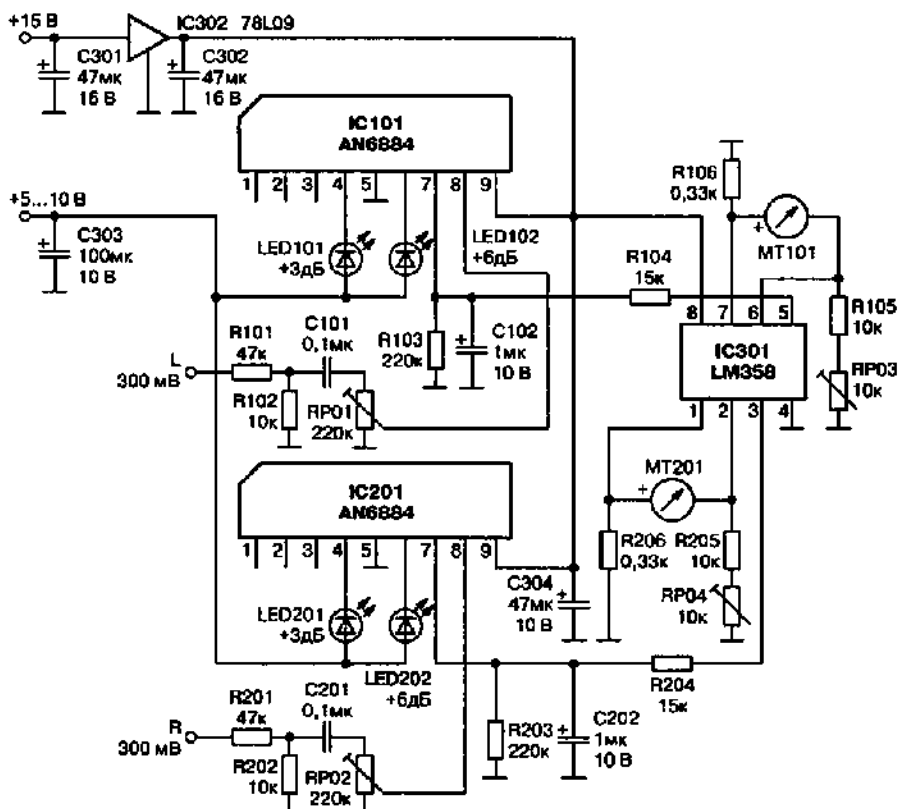


Рис. 11.4. Схема комбинированного измерителя уровня

Налаживание измерителя не требуется, схема начинает работать сразу, необходимо только произвести калибровку, которая также очень проста:

- сначала подают на входы сигнал, соответствующий +6 дБ, и подстроечными резисторами RP01, RP02 добиваются загорания светодиодов LED102, LED202;
- ♦ подстроечными резисторами RP03, RP04 устанавливают стрелки на отметки +6 дБ. Если ваш стрелочный прибор отградуирован до +3 дБ, то на втором этапе подайте входной сигнал, соответствующий 0 дБ, и посредством RP03, RP04 установите стрелки соответственно на 0 дБ. Вся калибровка занимает не более 2 минут.

Особенности измерителя. Линейность описываемой схемы весьма высока и в ней отсутствуют нелинейности характеристик диодных детекторов, обычных простых схем подобного назначения.

Таким образом, если полная шкала стрелочного прибора будет отградуирована до +3 дБ, то середина шкалы будет соответствовать ровно минус 3 дБ, 1/4 шкалы — минус 9 дБ, 1/8 шкалы — минус 15 дБ.

**Примечание.**

Большинство стрелочных приборов имеют шкалу, учитывающую нелинейность полупроводниковых диодов. При +3 дБ в конце шкалы середина шкалы отградуирована обычно от -1 до -7 дБ, поэтому для точности считывания показаний может потребоваться изготовление новой шкалы.

Если использовать данный измеритель в качестве индикатора и калибровать только точку 0 дБ, то можно обойтись и старой шкалой. В авторском варианте конец шкалы соответствует +6 дБ, а 0 дБ расположен точно посередине. Это оказалось достаточно удобным, ибо современные магнитные ленты имеют повышенную перегрузочную способность. И в этом варианте измеритель позволяет ее полностью использовать.

Если данный измеритель собрать на отечественных элементах, потребуется одна микросхема К157ДА1, две К157ХП1, одна К157УД2, двупольное питание и значительное количество пассивных элементов [28].

### Простой генератор на фиксированную частоту 1 кГц

В связи с появлением цифровых источников звука (компакт-диск, R-DAT и др.) критерии оценки качества как самих УМЗЧ, так и остальных звеньев звукового тракта пересматриваются. Для измерения параметров современного звукового тракта, когда речь идет о сотых и тысячных долях процента, генератор с  $K_r=0,05\%$  уже перестает удовлетворять.

Рассмотрим схему генераторов со сверхнизким  $K_r$ . Методика измерений очень малых значений  $K_r$  имеет свои особенности и также будет описана ниже.

На рис. 11.5 изображена принципиальная схема простого генератора на фиксированную частоту 1 кГц. При желании его можно сделать и перестраиваемым. Частоту генерации задает упрощенная цепь двойного Т-моста (R3R5C2C3). Цепь ПОС образована резисторами R1R4.

Сигнал с выхода DA1.1 подается на инвертор DA1.2. Диоды VD1, VD2 служат для двухполупериодного выпрямления напряжения — обязательного условия для снижения  $K_r$ .

Нелинейностью диодов можно пренебречь, так как нагрузкой DA1.1 является цепь VD2R9, а нагрузкой DA1.2 — VD1R9. Резистор R9 выбран большого номинала, поэтому влиянием этих цепей на  $K_r$  можно пренебречь.

Через R9 выпрямленный ток подается на вход интегратора DA2. Через резистор R10 (с делителя R13R14) на вход интегратора подано также некоторое опорное напряжение, от величины которого зависит выходное напряжение генератора. Сглаживание пульсаций производится конденсатором C7. Цепь R11C6 служит для снижения длительности переходного процесса. С выхода интегратора напряжение подается на один из

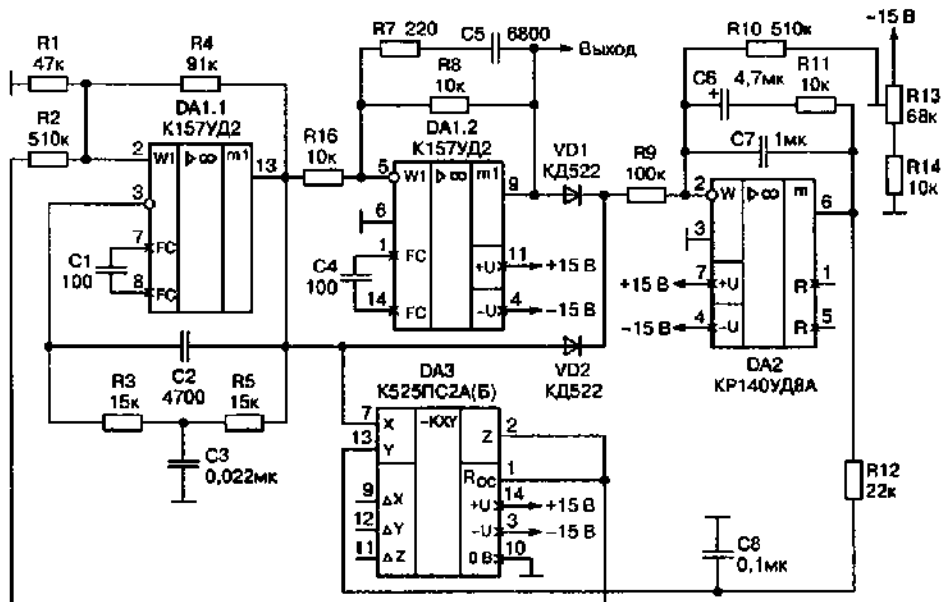


Рис. 11.5. Принципиальная схема простого генератора на фиксированную частоту 1 кГц

входов аналогового умножителя DA3, служащего для стабилизации амплитуды.

Применение умножителя позволяет резко снизить  $K_r$ , так как он является принципиально линейным элементом. Это второе необходимое условие для получения очень низких  $K_r$ . Цепь R12C8 служит для дополнительного сглаживания напряжения 2-й гармоники, которое присутствует на выходе DA2.

Рассмотрим работу узла стабилизации амплитуды. Для возникновения генерации номиналы резисторов R1R4 выбраны с таким условием, чтобы в момент подачи питания ПОС преобладала над ООС, то есть выполнялось условие самовозбуждения генератора.

В этот момент ток через R9 вызывает появление на выходе интегратора DA2 отрицательного напряжения. В связи с этим умножитель является управляемым инвертирующим линейным усилителем. Напряжение на выходе DA3 противофазно напряжению на выходе DA1.1 и через резистор R2 вводится в усилитель DA1.1. Таким образом коэффициент передачи по цепи ПОС уменьшается.

В некоторый момент наступает равенство токов (по абсолютной величине) через резисторы R9 и R10. При этом DA2 вырабатывает некоторый управляющий отрицательный потенциал, благодаря которому умножитель DA3 поддерживает равновесие между ПОС и ООС в DA1.1.

Цепь R7C5 в цепи ООС инвертора несколько снижает уровень шумов и высших гармоник на его выходе.



#### Совет.

*Снижать  $U_{\text{вых}}$  менее 1 В не следует, так как в этом случае преобладающими продуктами искажения синусоидального напряжения являются шумы ОУ и, в первую очередь, шумы DA3.*

Основной вклад в искажения выходного сигнала вносит вторая гармоника, причем ее величина нередко соизмерима с уровнем шума перемножителя.

Необходимо отметить, что микросхемы 525ПС2 (А, Б) по уровню шума не нормируются (может изменяться в зависимости от экземпляра на 20 дБ). Благодаря «неполному» включению перемножителя DA3 в цепь ПОС (через резистор R2) значительно снижается влияние шумов перемножителя на  $K_{\text{г}}$  генератора.

Так, применение самой шумящей микросхемы 525ПС2 увеличивает  $K_{\text{г}}$  до 0,0035% по сравнению с самой малошумящей, с которой  $K_{\text{г}}$  был 0,0025%.

Генератор (рис. 11.5) при исправных деталях начинает работать сразу. Лишь иногда необходима небольшая корректировка режима DA3 (с помощью резистора R2) с таким расчетом, чтобы управляющее напряжение на выходе DA2 составляло  $-5-7,5$  В.

Резистором R13 устанавливается необходимый уровень выходного сигнала (1 В).



#### Примечание.

*Генератор можно сделать и перестраиваемым. Для этого резисторы R3R5 заменяются двойным переменным резистором, с ограничивающими сопротивлениями.*

Диапазон перестройки можно изменять, переключая C2 и C3 отдельным переключателем, но отношение C3/C2 должно оставаться постоянным. В этом случае цепь R7C5 придется исключить, что несколько повысит  $K_{\text{г}}$  [45].

### Генератор на фазовращателях

Принципиальная схема генератора на фазовращателях изображена на рис. 11.6. Основу генератора составляют два фазовращателя (DA1, DA3) и инвертор DA6. DA7 — усилитель выходного напряжения.

Перемножитель DA5 — так же, как и в предыдущем разделе (рис. 11.5), служит для стабилизации амплитуды. Для разнообразия на микросхеме DA2.1 выполнен двухполупериодный выпрямитель напряжения (в этой



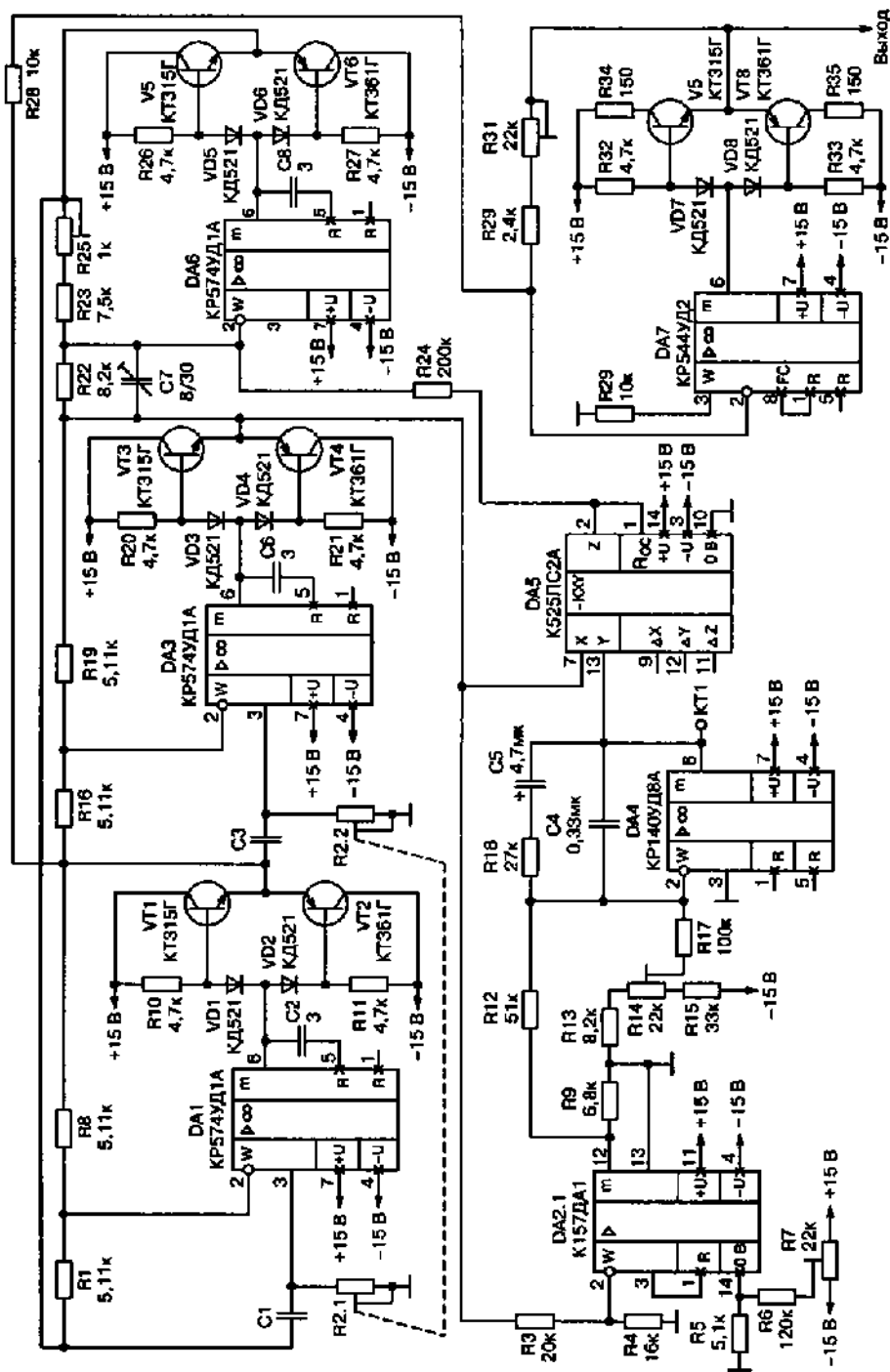


Рис. 11.6. Принципиальная схема генератора на фазоинверсателях

схеме можно было бы также применить для выпрямления диодно-резисторные цепочки, тем более, что в составе генератора уже имеется инвертор).

Частота генерации определяется номиналами C1R2.1 и C2R2.2. Все микросхемы собственно генератора (DA1, DA3, DA6) имеют умуощняющие каскады (например, VT1, VT2 для DA1). Такой каскад практически не вносит искажений на звуковых частотах (а речь идет о тысячных долях процента!).



**Примечание.**

*Если генератор предполагается использовать до частоты 20 кГц, эти умуощняющие каскады можно не ставить, не опасаясь увеличения  $K_f$  на средних частотах (порядка 1 кГц).*

Конденсатором C7 можно в некоторой степени скорректировать фазовый сдвиг, возникающий в ОУ генератора, тем самым несколько увеличить верхнюю рабочую частоту и линейность шкалы генератора в этом участке. Резисторы R1 и R8, R16 и R19 должны быть попарно равны. Их номинал может находиться в пределах 3—10 кОм. Это несложно сделать с помощью цифрового омметра.

В этом генераторе условие возбуждения устанавливается резистором R25. При появлении отрицательного управляющего напряжения на выходе DA4 (KT1) перемножитель DA5 становится, как и в предыдущей схеме (рис. 11.5), управляемым инвертором. Сигнал с DA5 через резистор R24 подается в противофазе на инвертирующий вход DA6.

От величины этого сигнала зависит коэффициент передачи инвертора DA6. Управляющий сигнал для DA5 вырабатывается так же, как и в предыдущей схеме, интегратором DA4, с той лишь разницей, что двухполупериодное выпрямление производится микросхемой DA2.1. Вторую половину микросхемы DA2 можно использовать в вольтметре генератора.

Настройка генератора несложна и сводится к установке напряжения в KT1 на уровне минус 5 В подстроечным резистором R25. Резистором R7 можно минимизировать  $K_f$  (при наличии измерителя нелинейных искажений). Резистором R14 устанавливается необходимое напряжение на выходе VT1VT2.

Плавная регулировка выходного напряжений производится резистором R31. Минимальное сопротивление нагрузки — 100 Ом. Резисторы R34, R35 служат для ограничения тока через транзисторы VT7, VT8 при коротком замыкании выхода генератора.

Влияние шумов DA5 в этой схеме также сведено к минимуму.  $K_f$  (на выходе VT5VT6) изменяется от 0,0017 до 0,0021 % (при применении самых малошумящих и шумящих перемножителей). Существует оптимальное выходное напряжение, при котором  $K_f$  минимален. При меньшем напря-

жении вклад в увеличение  $K_r$  вносят шумы, а при большем — растет нелинейность ОУ и появляется 3-я гармоника. Кстати,  $K_r$  минимален на выходе первого фазовращателя [18].

### Генератор с мостом Вина-Робинсона

Принципиальная схема генератора с мостом Вина-Робинсона изображена на рис. 11.7. Так как такие генераторы имеют широкое распространение, то эта схема представляет наибольший интерес. Частота генерации определяется номиналами  $R1.1C1$  и  $R1.2C2$ . Цепи коммутации и номиналы (частота генерации  $f=1/(2\pi RC)$ ,  $R=R1.1=R1.2$ ,  $C=C1=C2$ ), так же как и в предыдущей схеме, не указаны. В этой схеме можно применять обычные (т. е. не прецизионные) двоянные переменные резисторы.

Это стало возможным благодаря применению аналогового перемножителя. Собственно схема генератора (DA1 и каскад умощнения) традиционна и пояснений не требует. Так же, как и в схеме (рис. 11.5) применен инвертор (DA2) и диодно-резисторные цепочки для двухполупериодного выпрямления. Разницей лишь в том, что получается выпрямленное отрицательное напряжение, а опорное напряжение — противоположного знака, то есть положительное (движок  $R17$ ).

В этой схеме (рис. 11.7) более полно используются потенциальные возможности перемножителя. Напряжение с выхода DA3 подается на делитель  $R3$ ,  $R5$ ,  $R7$  и через  $R4$  вводится в обратную связь ОУ DA1. В этой схеме  $U_{\text{упр}}$  (выход DA4) может быть как больше, так и меньше нуля.

В зависимости от знака  $U_{\text{упр}}$  напряжение на выходе DA3 может быть как синфазным, так и противофазным. В результате этого значительно расширяется диапазон регулировки ОС усилителя DA1, а требования к согласованности резисторов  $R1.1$  и  $R1.2$  существенно снижаются.

Резистором  $R10$  устанавливается оптимальное условие возбуждения генератора. В этом генераторе на выходе DA4 образуется управляющее напряжение, пропорциональное разбалансу моста Вина, перемножителем DA3 вырабатывается синусоидальное напряжение, также пропорциональное разбалансу моста.

В зависимости от величины и знака разбаланса это напряжение имеет различную амплитуду и фазу. Если в качестве  $R1$  используется идеальный двоянный резистор, то при перестройке по диапазону величина разбаланса постоянна и зависит от положения движков резисторов  $R10$  и  $R5$ .

В реальном случае разбаланс (при перестройке) изменяется, а по величине его изменения можно судить о степени согласованности переменных резисторов. С целью минимизации влияния шумов DA3 его напряжение подается на делитель  $R3$ ,  $R5$ ,  $R7$ . При перемещении движка  $R5$  в левую (по схеме) сторону снижается влияние шумов DA3, снижается  $K_r$ ,

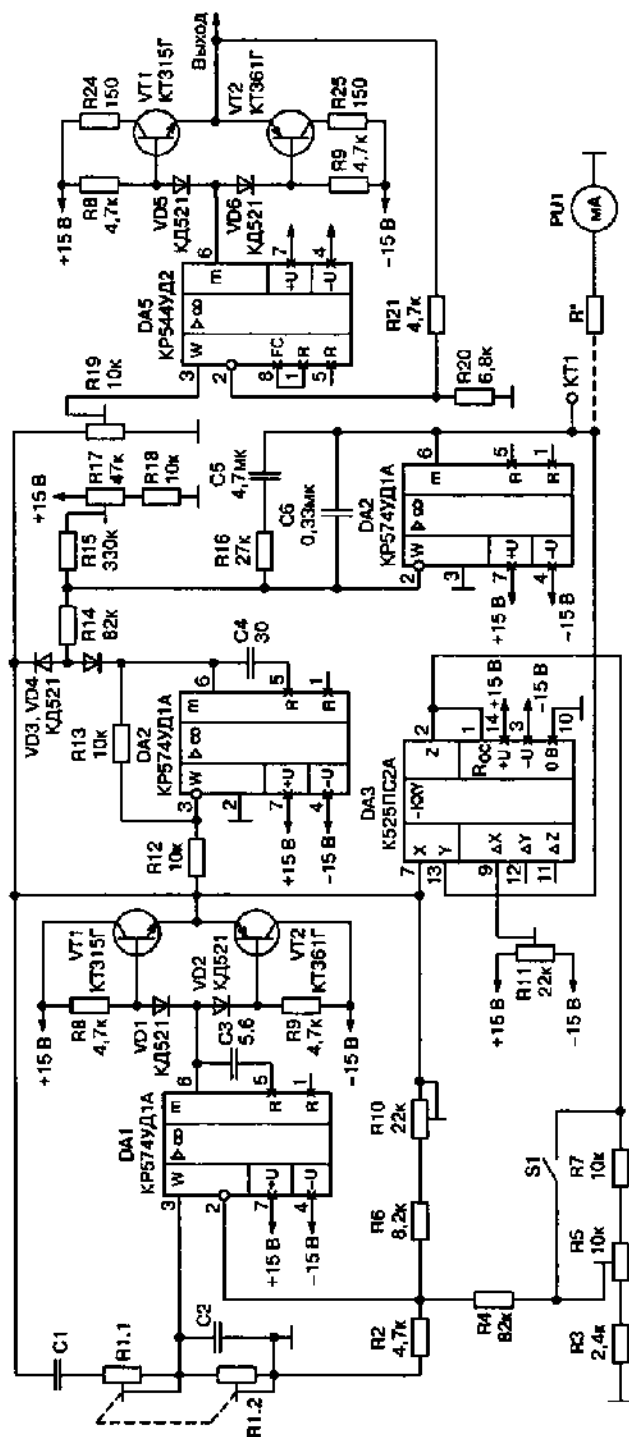


Рис. 11.7. Принципиальная схема генератора с мостом Вина-Робинсона

а напряжение на выходе DA3 повышается (повышается также и напряжение на выходе DA4). Но при этом повышаются требования к согласованности R1.1 и R1.2. Эту особенность схемы можно использовать: если необходим низкий  $K_r$ , то переключатель S1 разомкнут, а на движке резистора R5 устанавливают как можно меньшее напряжение, однако с тем расчетом, чтобы DA3 находился в рабочем режиме.

Допустимое напряжение управления (КТ1) находится в пределах  $\pm 10$  В. Если не требуется очень малый  $K_r$ , то переключатель S1 замыкается. В этом случае при перестройке по частоте увеличивается стабильность амплитуды.

Колебания амплитуды (при перестройке по частоте) возникает из-за разбаланса моста Вина, а системе стабилизации амплитуды требуется некоторое время, чтобы их устранить. Баланс моста может нарушаться и от непостоянства контакта между движком и дорожкой резистора. При включении генератора в зависимости от знака напряжения на КТ1 характер установления требуемой амплитуды различен.

При положительном напряжении генератор сначала выдает максимальную амплитуду, а через некоторое время она стабилизируется на необходимом уровне. При отрицательном напряжении генерации после включения нет, через некоторое время она начинает нарастать и затем стабилизируется на установленном уровне.

В схему введена балансировка DA3, которая позволяет минимизировать  $K_r$ . Ее влияние — снижение  $K_r$  с 0,003% до 0,002%. Отклонение коэффициента передачи инвертора от  $-1$  (в разумных пределах) на величину  $K_r$  сказывается крайне незначительно:  $K_r$  повышается с 0,002% до 0,0023%.

При замыкании ключа S1  $K_r$  увеличивается до 0,008—0,01%. Генератор может работать до частоты 500 кГц на нагрузку не менее 100 Ом. Если генератор предполагается использовать до частоты 20 кГц, то каскад усиления DA1 можно изъять. Увеличения  $K_r$  при этом не наблюдается.

В качестве выходного применен неинвертирующий усилитель DA5, также с каскадом усиления. Как это ни парадоксально, инвертирующий усилитель дал больший  $K_r$ , чем неинвертирующий. При настройке генератора на  $K_r=0,002\%$  ( $U_{\text{вых}} = 2$  В) при подключении инвертирующего усилителя  $K_r$  на его выходе составил 0,003%, при его выходном напряжении 1 В и 0,004% при  $U_{\text{вых}} = 3$  В. Подключение неинвертирующего усилителя  $K_r$  практически не изменило.

Детали. В схеме генератора можно использовать любые микросхемы К525ПС2А (Б), без предварительного отбора по шумам.

Настройка генератора проста: резистором R10 добиваются оптимального условия генерации, при замкнутом ключе S1 резистором R17 устанавливают напряжение (на выходе DA1) 2 В. Напряжение в КТ1 должно

находиться в пределах  $\pm 2$  В. При размыкании ключа S1 напряжение в КТ1 должно возрасти до  $\pm 5$ —6 В.

Если необходимо получить малый  $K_r$ , то движок R5 перемещают влево, при этом напряжение на КТ1 будет расти. Предельное значение этого напряжения  $\pm 10$  В. При перестройке генератора по частоте целесообразно ключ S1 замкнуть.



#### Совет.

*При изготовлении генератора полезно движок R5 вывести на лицевую панель (под шлиц или с ручкой). Полезно также иметь индикатор разбаланса PU1, с тем, чтобы был наглядно виден режим работы DA4.*

Измерительный прибор — любой малогабаритный, с «0» посередине. Добавочный резистор  $R^*$  подбирается под конкретный экземпляр PU1 с таким расчетом, чтобы крайние отметки шкалы соответствовали  $\pm 10$  В. Ток, потребляемый генератором, не превышает 30 мА (при отсутствии нагрузки).

Минимизацию  $K_r$  с помощью R11 можно выполнить только при наличии ИНИ или спектроанализатора. Все измерения  $K_r$  производились на частоте 1 кГц. На низких частотах (ниже 100 Гц)  $K_r$  растет из-за увеличения пульсаций управляющего напряжения.

Однако на низких частотах измерение  $K_r$ , как правило, не производится, поэтому цепи коммутации исключены для упрощения схемы. На высоких частотах  $K_r$  также растет — из-за снижения глубины ООС ОУ. Дальнейшее снижение  $K_r$  описанных генераторов возможно при применении пассивных ФНЧ, ослабляющих гармоники. Применение активных фильтров нецелесообразно, так как ОУ могут внести искажения.

Измерение сверхнизких значений  $K_r$  генераторов имеет особенности. Единственно возможным оказывается режекторный метод, то есть подавления основной гармоники. Возможно использование низкочастотного анализатора спектра, но в связи с тем, что он малодоступен большинству радиолюбителей, его применение не рассматривается.

Непосредственное подключение генератора с  $K_r=0,002\%$  к автоматическому измерителю нелинейных искажений (ИНИ) С6-7 дает результат — 0,05%. Очевидно, что «напрямую» измерить такие искажения нельзя, так как в этом случае очень сильное влияние оказывают собственные шумы прибора С6-7.

С другими ИНИ, думается, дело обстоит не лучше. Помочь в этом случае может только дополнительный режекторный фильтр, настроенный на основную гармонику. После режекторного фильтра, ослабляющего первую гармонику на 20 дБ, Кг сигнала во столько же раз возрастет, и, следовательно, облегчит измерения с помощью обычного ИНИ. Иными словами, применение режектора на 20 дБ (10 раз) увеличивает во столько же раз чувствительность ИНИ.

Нижний предел измерения С6-7 составляет 0,1% (реально можно измерить на этом диапазоне  $K_r=0,05-0,1\%$ ) Следовательно, с помощью режектора 20 дБ можно измерить  $K_r=0,005-0,01\%$ . Однако в этом случае еще заметно влияние шумов С6-7. Поэтому целесообразно остановиться на глубине режекции 30 дБ, при этом предел измерения  $K_r$  становится 0,002—0,003%. Большую степень режекции, например 40 дБ, выбирать нецелесообразно, так как при этом возрастают требования к стабильности частоты настройки режектора [19].

### Простой режекторный фильтр

Схема простого режекторного фильтра показана на рис. 11.8. Его основу составляет так называемый Т-фильтр на параллельном колебательном контуре L1C1C2. Индуктивность имеет отвод от середины обмотки, который подключен через резисторы R1—R6 к общему проводу.

Применение цепочки R2R5, подключенной параллельно R3R6, позволило избежать применения подстроечного резистора номиналом 10 Ом. Этими резисторами устанавливается глубина режекции.

Емкость C1 (в качестве которой использована 1 секция малогабаритного сдвоенного КПЕ) позволяет произвести точную настройку на частоту  $1000 \pm 0,9$  Гц. Емкость C2 составлена из двух последовательно соединенных конденсаторов 0,15 мкФ типа К73-17.

Индуктивность L1 намотана на арматуре от ГСП катушечного «Маяка» и имеет 3000 витков провода ПЭЛ 0,08 мм с отводом от середины. Такой фильтр представляет собой простейший ИНИ, с помощью которого можно измерить  $K_r$  порядка 0,01—0,05%. Цепь С3R4C4R7 пред-

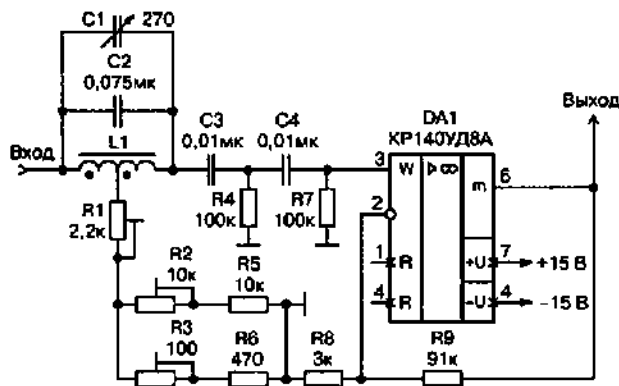


Рис. 11.8. Схема простого режекторного фильтра

ставляет собой двухзвенный ФВЧ, ослабляющий частоты ниже 300 Гц. К выходу DA1 подключается осциллограф и (или) среднеквадратический вольтметр. Синхронизация осциллографа — внешняя, непосредственно с выхода генератора.

**Настройка фильтра** на основную частоту производится (грубо и плавно) ручками настройки частоты генератора. Вращая движки R1, R3, R2 (соответственно грубо, средне, точно), добиваются максимального подавления основной гармоник. При этом необходимо также корректировать частоту настройки генератора. Окончательную настройку (точно) производят ручками C1 и R2. Точно измерить  $K_r$  порядка 0,002—0,005% таким методом не удастся, так как при режекции порядка 90 дБ (что соответствует  $K_r=0,0032\%$ ) существенное влияние оказывает нестабильность частоты генератора, вызванная:

- ♦ цепью стабилизации амплитуд;
- ♦ изменением номиналов частото задающих элементов: как генератора, так и режектора.

Даже при применении в генераторе конденсаторов КСО устройство заметно реагировало на микроколебания температуры (например, от теплого дыхания). Несмотря на это, такой режектор вполне подходит для настройки описанных выше генераторов, так как даже при неполной режекции (порядка 70—80 дБ) искажения синусоиды очень заметны.

Необходимо заметить, что этот режектор чувствителен к наводкам со стороны источников магнитных полей (трансформаторы и т. п.). Поэтому, несмотря на применение ФВЧ, катушку режектора необходимо размещать на значительном (не менее 0,5 м) расстоянии от устройств, содержащих трансформаторы. Хорошие результаты дает помещение всего режектора в стальной корпус. Ориентация катушки в пространстве также позволяет снизить наводки.

Сигнал на режектор должен подаваться экранированным кабелем. Питание ОУ DA1 должно подаваться от выносного блока питания  $\pm 15$  В (допустимо использование БП генератора).

**Применение режектора совместно с ИНИ С6-7.** Как уже было сказано, в этом случае достаточно режекции 30 дБ. Установка нужной глубины режекции производится резисторами R1, R2, R3. Требование к точности настройки на частоту режекции в этом случае значительно снижается.

Усилитель DA1 имеет коэффициент усиления около 30 дБ. Настройка режектора в этом случае заключается в получении на выходе DA1 такого же напряжения, как и на входе. Выход режектора подключается к ИНИ. В приборе С6-7 автоматическая настройка осуществляется устройством ФАПЧ, поэтому становится возможным точное измерение сверхнизких значений  $K_r$  [46].



### Режектор на мосте Вина

Схема режектора на мосте Вина приведена на рис. 11.9. Она не содержит катушки индуктивности, поэтому в значительно меньшей степени подвержена внешним наводкам. Стабильность этого режектора несколько хуже, чем режектора с Т-мостом, из-за большего числа элементов, определяющих частоту настройки.

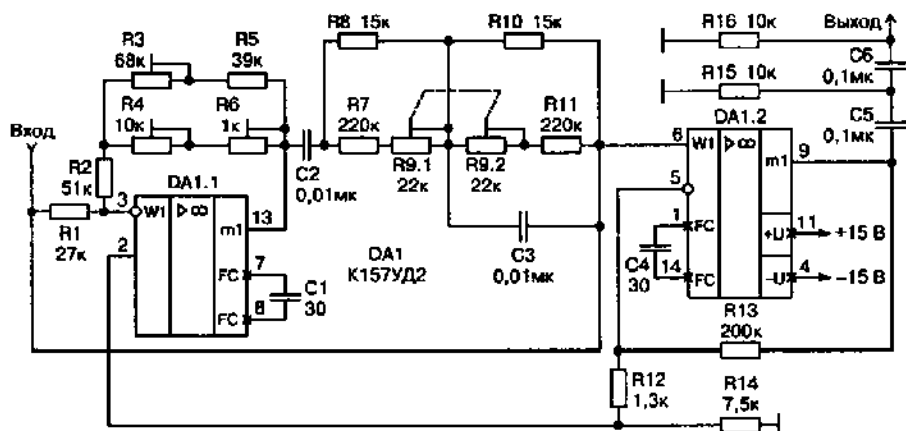


Рис. 11.9. Схема режектора на мосте Вина

Преимуществом такой схемы является возможность перестройки частоты в более широких пределах. Например, уменьшив емкости  $C_2$ ,  $C_3$  до 1000 пФ, получим частоту режекции 10 кГц. Необходимая добротность достигается путем подачи напряжения ОС с делителя  $R_{12}R_{14}$ .  $DA_{1.2}$  имеет коэффициент усиления около 30 дБ.

Настройка необходимой глубины режекции 30 дБ производится резисторами  $R_{4}R_6$  (при этом выходное напряжение режектора становится равным входному). Резистором  $R_9$  производится установка требуемой частоты (точно).

Добротность описанных режекторов выбрана таким образом, чтобы на частоте 2-й гармоники завал АЧХ был не более 1 дБ. Поэтому если в измеряемых сигналах преобладает 2-я гармоника, необходимо вносить соответствующую поправку [50].

### Ступенчатый аттенюатор, ослабляющий выходное напряжение ступенями по 10 дБ

Схема ступенчатого аттенюатора, ослабляющего выходное напряжение ступенями по 10 дБ, показана на рис. 11.10. Таким аттенюатором полезно дополнить описанные выше генераторы (схемы на рис. 11.5—11.6).

Схема симметрична (то есть вход и выход эквивалентны, они могут меняться местами). Имеет постоянное как входное, так и выходное сопротивление. Кроме того, ее можно наращивать или укорачивать в зависимости от нужного количества ступеней [59].

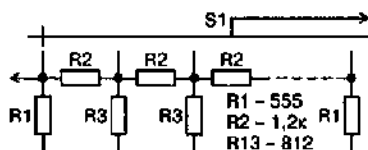


Рис. 11.10. Схема ступенчатого аттенюатора, ослабляющего выходное напряжение ступенями по 10 дБ

### Тестер для определения «условной полярности» любого динамика

При изготовлении многополосных или многоканальных акустических систем очень важно соблюдать полярность включения разных динамиков. Если на них нет соответствующей маркировки («+» и «-»), то согласовывать включение, например, СЧ и НЧ динамиков приходится наугад или на слух, что не всегда гарантирует корректный результат.

На рис. 11.11 показана схема тестера Зденка Хайека, который позволяет определить «условную полярность» любого динамика. Для этого исследуемый динамик SPx необходимо подключить к входу J5 тестера и слегка стукнуть по его диффузору пальцем или небольшим карандашом.

Работая как микрофон, динамик создаст импульс напряжения, который через С3 поступит на компараторы IO1A, IO1B. В зависимости от полярности импульса сработает IO1A или IO1B, выход которых защел-

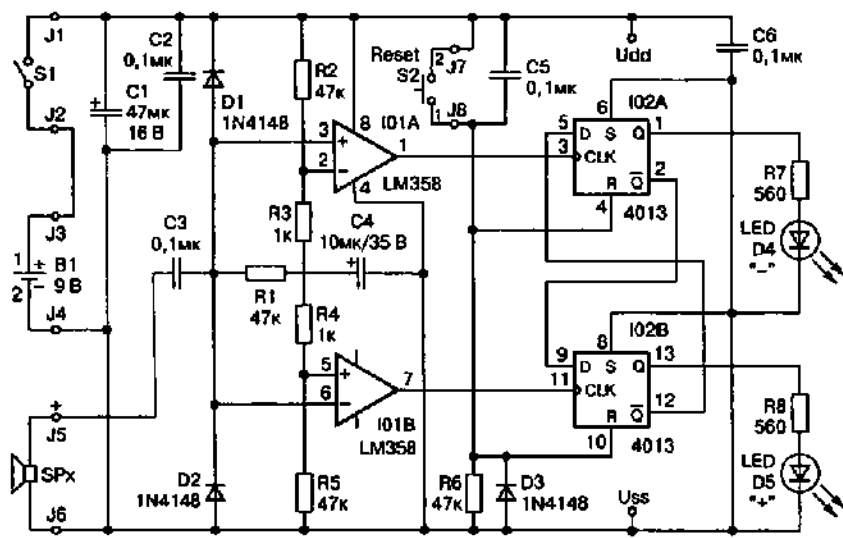


Рис. 11.11. Схема тестера Зденка Хайека для определения «условной полярности» любого динамика

кнет один из D-триггеров IO2A или IO2B и свечением светодиодов D4 или D5 обозначит условную полярность динамика.

Для испытания другого динамика кратковременным нажатием кнопки S2 тестер приводится в исходное состояние. «Стучать» по диффузорам надо всегда в одном и том же направлении [60].

### Измерительный звуковой генератор Флавио Деллепаина

Измерительный звуковой генератор Флавио Деллепаина (рис. 11.12) на трех (переключение спаренным переключателем на 3 направления) поддиапазонах 16—220, 160—2200 и 1600—22000 Гц охватывает весь звуковой диапазон. Плавную перестройку частоты выполняют спаренным переменным резистором на 10 кОм с логарифмической зависимостью сопротивления от угла поворота оси.

Отличительной характеристикой этой несложной схемы является очень малый коэффициент гармоник — не более 0,002% на частотах выше 1 кГц и 0,0035% на частоте 100 Гц. Достигнуто это применением в системе стабилизации амплитуды вместо привычного термистора оптопары из обычного красного светодиода Red LED и недорогого фоторезистора Ph-R.

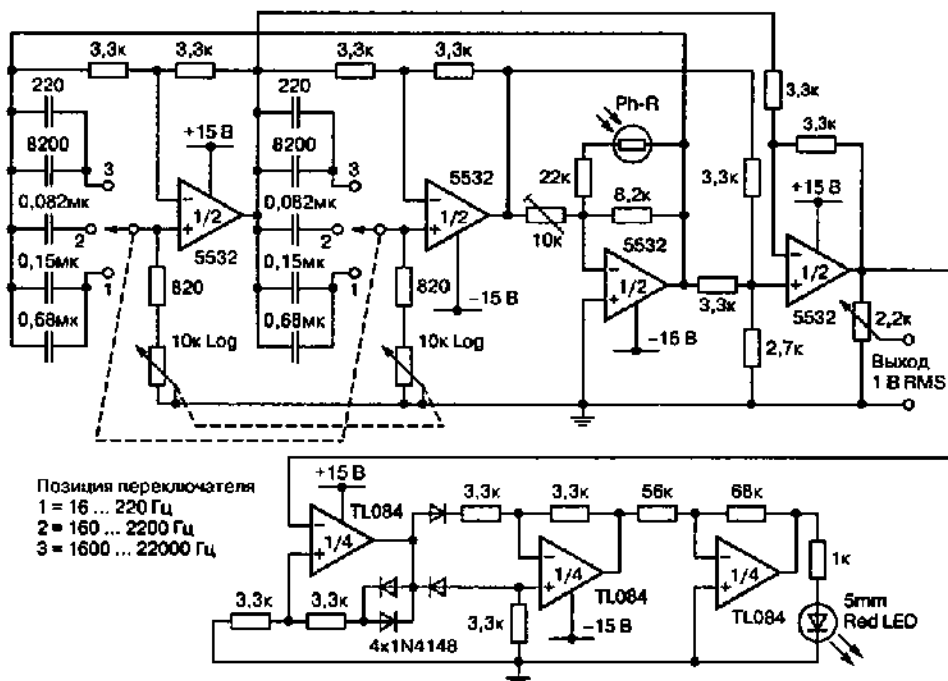


Рис. 11.12. Схема измерительного звукового генератора Флавио Деллепаина

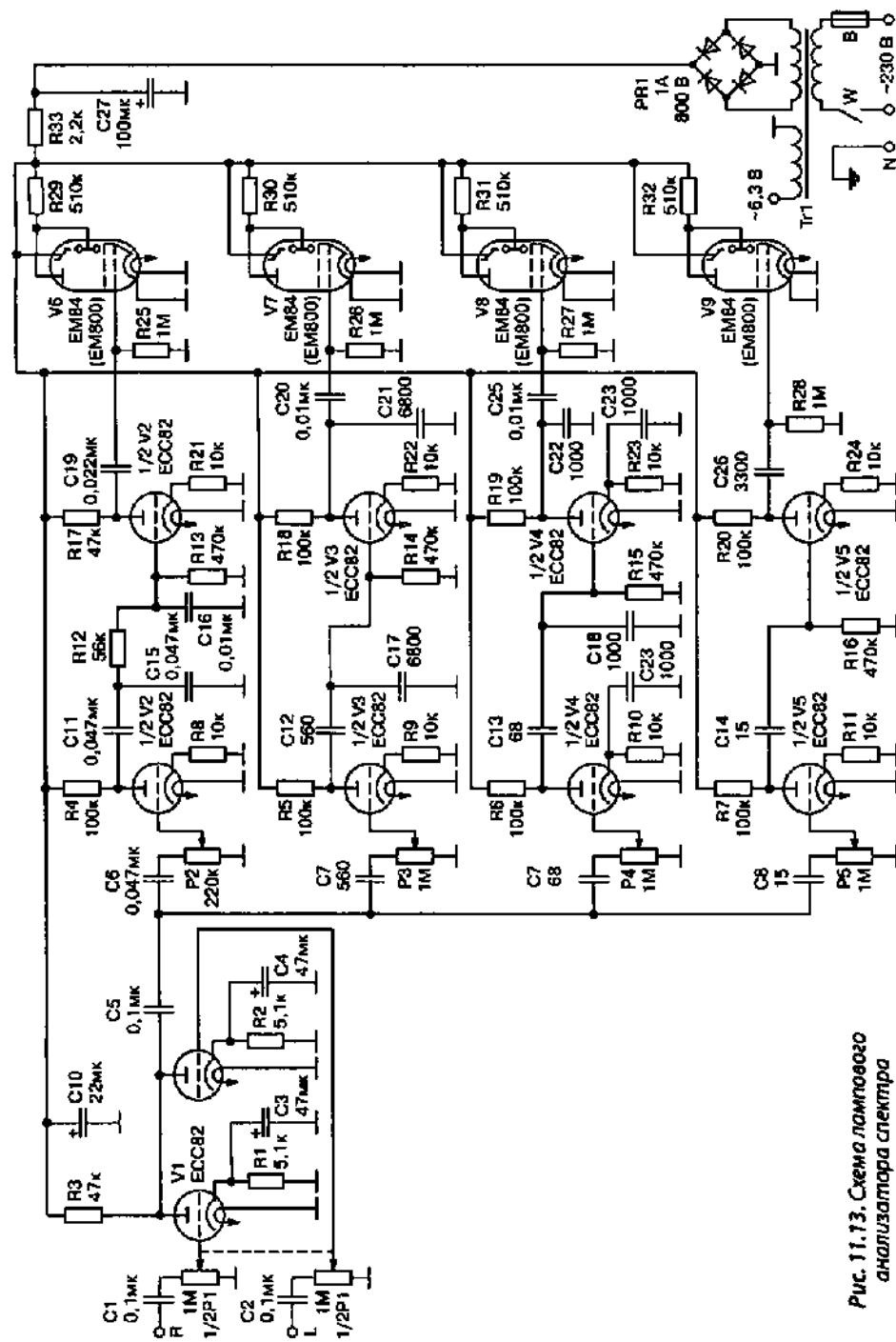


Рис. 11.13. Схема лампового анализатора спектра

Светодиод питается через усилитель-двухполупериодный выпрямитель на нижней по схеме «тройке» ОУ, а фоторезистор включен в цепь ООС автогенерирующей части схемы.

При повышении амплитуды выходного сигнала яркость свечения светодиода повышается, сопротивление фоторезистора уменьшается, глубина ООС увеличивается и амплитуда выходного сигнала стабилизируется. Триммером 2,2 кОм при налаживании устанавливают максимальное выходное напряжение 1 В. Конструктивно светодиод и фоторезистор расположены друг напротив друга в пластмассовой светозащитной трубке [27].

### Ламповый анализатор спектра для High-End аудиосистем

Подарок ламповым энтузиастам разработал Алекс Завада. Его конструкция — это ламповый анализатор спектра для High-End аудиосистем (рис. 11.13). Сигналы левого и правого стереоканалов суммируются на общей нагрузке R3 входных усилителей V1 и далее через регуляторы чувствительности и усилители на левых по схеме половинках V2—V5 распределяются на пассивные ФНЧ R4C15R12C16, ПФ C7P3R5C12C17R14C21R18 и С8P4R6C13C18R15C22R19, а также ФВЧ C9P5C14R16. АЧХ этих фильтров изображены на рис. 11.14.

Соответствующие их частям спектра напряжения поступают на четыре электронно-лучевых индикатора V6—V9, одновременное динамичное «мигание» которых оставляет неизгладимые впечатления у аудиофилов и меломанов [30].

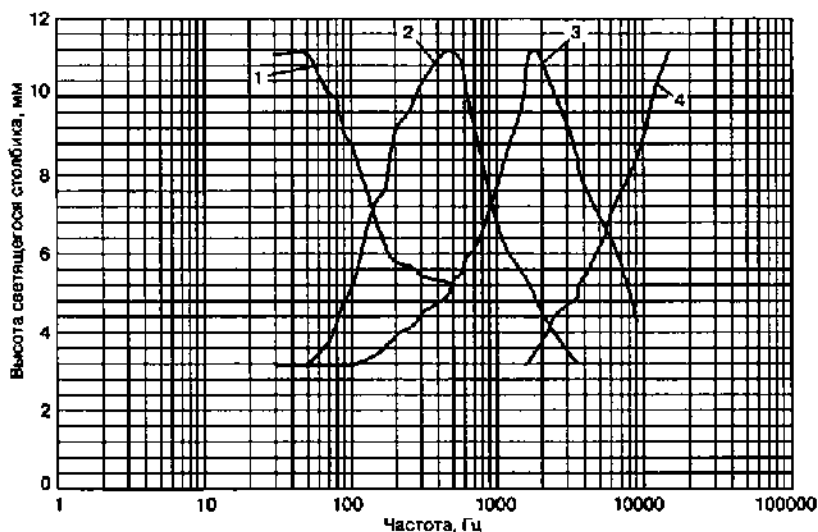


Рис. 11.14. АЧХ первого, второго, третьего и четвертого фильтров

## ЛИТЕРАТУРА

1. Dolby B, Dolby C, Dolby S... dbx? // Павел Борщ, Игорь Царенко, г. Киев «Радиолюбби» №2/2003, с. 55, 56.
2. Hi-Fi 24-разрядный аудиоЦАП // Владимир Широков, г. Киев, «Радиолюбби» №6/2000, с. 52, 53.
3. High-End 24-битовый аудиоЦАП для компьютерного CD-ROM // Роман Иващенко, г. Полтава, «Радиолюбби» №5/1999, с. 50, 51.
4. High-End решения регуляторов тембра ВЧ и НЧ Т. Гизбертса // «Elektor Electronics» №12/98, с. 53, 59 и «Радиолюбби» №1/1999, с. 7.
5. MP3-плеер YAMPP-3 // «Радиолюбби» №5/2001, с. 58, 59.
6. MP3-плеер на Multi Media Card // Андрей Зыков, г. Курган, «Радиолюбби» №5/2004, с. 50—54.
7. Авторегулятор уровня с большим динамическим диапазоном и малыми нелинейными искажениями // «Дэмпя Кагаку» №622, с. 163—170, «Радиолюбби» №1/1998, с. 13.
8. Аудиомикшер Роберта Пенфолда // «Elektronika Praktyczna» №27, с. 15—17 и «Радиолюбби» №2/1998, с. 7, 8.
9. Аудиосигнальная часть профессионального сценического радиомикрофона // Владимир Широков, Киев, «Радиолюбби» №6/1999, с. 48, 49.
10. Бестрансформаторный предусилитель с балансными входом и выходом для студийного конденсаторного микрофона // «Radiotechnika» №1/2000, с. 21—24 и «Радиолюбби» №1/2000, с. 8.
11. Винил-корректор Дэрсси Стэттса с корректирующими LR-цепочками // «AudioXpress» №2/2003, с. 40, 41 и «Радиолюбби» №1/2003, с. 23.
12. Винил-корректор с отключаемым рокот-фильтром // «Praktyczny Elektronik» №6/2000, с. 4—8 и «Радиолюбби» №4/2000, с. 19.
13. Внешний аудиоЦАП «DAS 2000» Т. Гизбертса // «Elektor Electronics» №11/1999, с. 58—62; №12/1999, с. 78—82; №1/2000, с. 12—17 и «Радиолюбби» №4/2000, с. 21—23.
14. Внутренняя схемотехника популярной электрогитары Fender Stratocaster и ламповый пульт для нее // «Radiotechnika» №1/1999, с. 22, 23 и «Радиолюбби» №1/1999, с. 6.
15. Восемиполосный графический эквалайзер // «Hobby Elektronika» №7/98, с. 241, 242 и «Радиолюбби» №4/1998, с. 21.
16. Высококачественный винил-корректор Джеффа Маколэя // «Electronics World + Wireless World» №1/1999, с. 62 и «Радиолюбби» №1/1999, с. 8.
17. Высококачественный подавитель импульсных помех // «Радиолюбби» №6/1999, с. 46—48.
18. Генератор на фазовращателях // Евгений Лукин, г. Донецк «Радиолюбби» №5/1999, с. 40—43.
19. Генератор с мостом Вина-Робинсона // Евгений Лукин, г. Донецк, «Радиолюбби» №5/1999, с. 40—43.
20. Гибридный линейный усилитель Эрро Борбли // «Вестник А.Р.А.» №5/1999, с. 2 и «Радиолюбби» №5/1999, с. 9.
21. Девятиполосный графический эквалайзер // «Prakticka elektronika A Radio» №10/2003, с. 22—24 и «Радиолюбби» №1/2004, с. 14, 15.
22. Декодер Dolby для «Домашнего театра» // «Radiotechnika» №10/97, с. 485—487 и «Радиолюбби» №1/1998, с. 12.

23. Десятиполосный графический эквалайзер П. Стаугарда // «Elektor Electronics» №12/98, с. 71, 72 и «Радиолюбитель» №1/1999, с. 7—8.
24. Джиттероподавитель Нила Дауни // «Electronics World + Wireless World», October 1999, с. 859—863 и «Радиолюбитель» №5/1999, с. 12, 13.
25. Динамический шумоподавитель NR-2 фирмы Nakamichi // «Denpakagaku» 622, с. 169, 170 и «Радиолюбитель» №4/1998, с. 21.
26. Измеритель действительной мощности, отдаваемой усилителем звуковой частоты в акустическую систему // «Electronics Today International» №13/1998, с. 26—31 и «Радиолюбитель» №1/1999, с. 13, 14.
27. Измерительный звуковой генератор Флавио Деллепаина // «Electronics World» №2/2003, с. 38 и «Радиолюбитель» №2/2003, с. 19.
28. Комбинированный измеритель уровня: простой, дешевый и прецизионный // Владимир Широков, г. Киев, «Радиолюбитель» №3/1999, с. 49.
29. Комбинированный фильтр для подавления низкочастотных помех от вибраций ЭПУ грамзаписи // «EW + WW Circuit Ideas Pocketbook» part 3, с. 191—192 и «Радиолюбитель» №5/1998, с. 8, 9.
30. Ламповый анализатор спектра для High-End аудиосистем // «Elektronika Praktyczna» №3/2003, с. 41—45 и «Радиолюбитель» №6/2003, с. 10, 11.
31. Ламповый винил-корректор с непосредственной связью между каскадами // «Вестник А.Р.А.» №5/1998, с. 31, 32 и «Радиолюбитель» №2/1999, с. 12, 13.
32. Ламповый винил-корректор с пассивной RIAA-коррекцией // «Вестник А.Р.А.» №5/1999, с. 4 и «Радиолюбитель» №5/1999, с. 9.
33. Ламповый микрофонный предусилитель Г. Хаза // «Elektor Electronics» №2/2003, с. 68—74 и «Радиолюбитель» №1/2003, с. 22, 23.
34. Ламповый усилитель для головных телефонов // «Elektor Electronics» №1/2004, с. 40—45 и «Радиолюбитель» №1/2004, с. 12.
35. Малошумящий предусилитель-корректор с взвешенным входом // Ю. Каранда, г. Изюм Харьковской обл. «Радиолюбитель» №3/1998, с. 31, 32.
36. Микрофонный «свистоподавитель» // «Everyday Practical Electronics» №7/1998, с. 518—524 и «Радиолюбитель» №4/1998, с. 20, 21.
37. Микрофонный предусилитель с балансным входом // «Radiotechnika» №8/1999, с. 377—379, «Radiotechnika» №7/1999, с. 328—330 и «Радиолюбитель» №4/1999, с. 13.
38. Микрофонный предусилитель с балансным входом // «Elektor Electronics» №12/2003, с. 89—90.
39. Микрофонный усилитель с компрессором // «Elektor Electronics» №12/2003, с. 86—87 и «Радиолюбитель» №6/2003, с. 14, 15.
40. Недорогой высококачественный аудиоЦАП с S/PDIF входом // «Elektronika Praktyczna» №6/2000, с. 26 и «Радиолюбитель» №5/2000, с. 20.
41. Пассивный послеЦАПовый ФНЧ для High-End CD-проигрывателя // Э. Семенов, г. Томск, «Радиолюбитель» №5/1998, с. 26.
42. Пассивный регулятор тембра, не нарушающий глубины и целостности звуковой картины High-End комплекса // «Hi-Fi News & Record Review» №7/98, с. 56—59 и «Радиолюбитель» №4/1998, с. 28.
43. Портативный MP3-плеер Wakamatsu Tsusho WAKA-MP3 // «Радиолюбитель» №3/2001, с. 41, 42.
44. Преобразователи несимметричный вход/симметричный выход и симметричный вход/несимметричный выход // «Elektor Electronics» №3/1998, с. 22—25 и «Радиолюбитель» №2/1998, с. 10.
45. Простой генератор на фиксированную частоту 1 кГц // Евгений Лукин, г. Донецк, «Радиолюбитель» №5/1999, с. 40—43.

46. Простой режекторный фильтр // *Евгений Лукин, г. Донецк, «Радиолюбитель» №5/1999, с. 40—43.*
47. Простой транзисторный усилитель-корректор Creek Audio Limited OBN-8 для магнитной головки звукоснимателя // *Алексей Никитин, «Creek Audio Ltd.», Лондон, «Радиолюбитель» №3/1999, с. 48.*
48. Профессиональные RIAA-винилкорректоры // *«Radiotechnika» 8/1998, с. 378—381 и «Радиолюбитель» №4/1998, с. 21, 22, 27.*
49. Регулятора громкости на современной ИМС PGA2311PA // *«Elektor Electronics» №4/2004, с. 10—16, «Радиолюбитель» №2/2004, с. 14.*
50. Режектор на мосте Вина // *Евгений Лукин, г. Донецк, «Радиолюбитель» №5/1999, с. 40—43.*
51. Сверхмалозумящие винил-корректоры Марселя ван де Жевеля с активным понижением тепловых шумов // *«Electronics World» №10/2003, с. 38—43 и «Радиолюбитель» №5/2003, с. 14, 15.*
52. Сверхмалозумящий согласующий предусилитель для MC головки звукоснимателя // *«Elektor Electronics» №12/1998, с. 60, 61 и «Радиолюбитель» №1/1999, с. 8, 9.*
53. Светодиодный индикатор мощности, подаваемой на акустическую систему // *«Electronics and Beyond» №2/1999, с. 64—70 и «Радиолюбитель» №2/1999, с. 14, 15.*
54. Семиполосный графический эквалайзер на основе специализированной ИМС LA3607 // *«Electronics World incorporating Wireless World» №4/2000, с. 347—349 и «Радиолюбитель» №3/2000, с. 9, 10..*
55. Серия прецизионных винил-корректоров // *«Radiotechnika» №10/1999, с. 484—487, №11/99, с. 542—544 и «Радиолюбитель» №6/1999, с. 10, 11.*
56. Современные ламповые винил-корректоры // *Константин Бобров, г. Екатеринбург, «Радиолюбитель» №1/2000, с. 46, 47.*
57. Современный предварительный усилитель с микропроцессорным управлением // *«Радиолюбитель» №5/2003, с. 48—52, №6/2003, с. 38, 39.*
58. Стереорегулятор громкости на цифровых потенциометрах DS1802C // *«Electronics and Beyond» №1/1999, с. 38—43 и «Радиолюбитель» №1/1999, с. 10, 11.*
59. Ступенчатый аттенюатор, ослабляющий выходное напряжение ступенями по 10 дБ // *Евгений Лукин, г. Донецк, «Радиолюбитель» №5/1999, с. 40—43.*
60. Тестер для определения «условной полярности» любого динамика // *«Prakticka elektronika A Radio» №1/2003, с. 6, 7 и «Радиолюбитель» №2/2003, с. 18.*
61. УМЗЧ с кнопочным регулятором громкости // *«Elektor Electronics» №7 и №8/2000, с. 52, 53 и «Радиолюбитель» №5/2000, с. 20, 21.*
62. Усилитель для головных телефонов // *«Hobby Elektronika» №5/1999, с. 155, 156 и «Радиолюбитель» №4/1999, с. 13.*
63. Устройство подавления джиттера Ричарда Брайса // *«Electronics World + Wireless World» №11/99, с. 962—965 и «Радиолюбитель» №6/1999, с. 11, 12.*
64. Цепочка коррекции АЧХ пьезозвукоснимателя для подключения к обычному винил-корректору // *«Hi-Fi News & Record Review» №6/1998, supplement №5, с. 12 и «Радиолюбитель» №3/1998, с. 13.*
65. Шумовые параметры операционных усилителей // *П. Борщ, В. Семенов, г. Киев, «Радиолюбитель» №1/2000, с. 58—62.*
66. Электронный регулятор громкости и тембра LM1036 // *«Радиолюбитель» №6/2000, с. 34.*
67. Электронный регулятор громкости на ИМС KA2250 // *«Радиолюбитель» №12/1999, с. 18 и «Радиолюбитель» №1/2000, с. 8.*
68. Электронный регулятор уровня с большим динамическим диапазоном // *Е. Лукин, г. Донецк, «Радиолюбитель» №3/1998, с. 33.*



## Уважаемые господа! Книги издательства «Наука и Техника»

Вы можете заказать наложенным платежом  
в нашем интернет-магазине

[www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru),

а также приобрести

### ➤ в крупнейших магазинах г. Москвы:

Т Д «БИБЛИО-ГЛОБУС»	ул. Мясницкая, д. 6/3, стр. 1, ст. М «Лубянка»	тел. (495) 781-19-00, 624-46-80
Московский Дом Книги,	ул.Новый Арбат, 8, ст. М «Арбатская», «ДК на Новом Арбате»	тел. (495) 789-35-91
Московский Дом Книги,	Ленинский пр., д.40, ст. М «Ленинский пр.», «Дом технической книги»	тел. (499) 137-60-19
Московский Дом Книги,	Комсомольский пр., д. 25, ст. М «Фрунзенская», «Дом медицинской книги»	тел. (499) 245-39-27
Дом книги «Молодая гвардия»	ул. Б. Полянка, д. 28, стр. 1, ст. М «Полянка»	тел. (499) 238-50-01
Сеть магазинов «Новый книжный»	тел. (495) 937-85-81, (499) 177-22-11	

### ➤ в крупнейших магазинах г. Санкт-Петербурга:

Санкт-Петербургский Дом Книги	Невский пр. 28 тел. (812) 448-23-57
«Энергия»	Московский пр. 57 тел. (812) 373-01-47
«Аристотель»	ул. А. Дундича 36, корп. 1 тел. (812) 778-00-95
Сеть магазинов «Книжный Дом»	тел. (812) 559-98-28

### ➤ в регионах России:

г. Воронеж, пл. Ленина д. 4	«Амиталь»	(4732) 24-24-90
г. Екатеринбург, ул. Антона Валека д. 12	«Дом книги»	(343) 253-50-10
г. Екатеринбург	Сеть магазинов «100 000 книг на Декабристов»	(343) 353-09-40
г. Нижний Новгород, ул. Советская д. 14	«Дом книги»	(831) 277-52-07
г. Смоленск, ул. Октябрьской революции д. 13	«Кругозор»	(4812) 65-86-65
г. Челябинск, ул. Монахова, д. 31	«Техническая книга»	(904) 972 50 04
г. Хабаровск	Сеть книжно-канцелярских магазинов фирмы «Мирс»	(4212) 26-87-30

ЛР

### ➤ и на Украине (оптом и в розницу) через представительство издательства

г. Киев, ул. Курчатова 9/21, «Наука и Техника», ст. М «Лесная»

(044) 516-38-66

e-mail: [nits@voliacable.com](mailto:nits@voliacable.com), [nitkiev@gmail.com](mailto:nitkiev@gmail.com)

**Мы рады сотрудничеству с Вами!**

Издательство «Наука и Техника»  
(г. Санкт-Петербург)  
и самый схемотехнический журнал СНГ «РАДИОХобби»  
представляют серию книг Николая Сухова

## «РАДИОХОББИ: лучшие конструкции...»

- ? Хотите сделать сами ламповый Hi-End? Сабвуфер? Радиостанцию? Периферию для своего ПК? Программатор мобильного? Бесперебойник?
- ? Хотите быть в курсе последних достижений мировой электронной техники и технологии?
- ? Хотите иметь под рукой схемный дайджест лучших конструкций из трех десятков журналов США, Японии, Германии, Чехии, Франции?
- ? Хотите уметь эффективно работать в эфире, в сети INTERNET и Wi-Fi?



ПРОДОЛЖЕНИЕ  
СЛЕДУЕТ



Тогда эта  
серия книг  
и популярный  
журнал  
для Вас!

+ Тестовый аудиоCD,  
содержащий 77 фонограмм

Подробности  
на сайте издательства «Наука и Техника»  
[www.nit.com.ru](http://www.nit.com.ru)  
и официальном сайте журнала Радиохобби  
<http://radiohobby.qrz.ru>

Россия: Санкт-Петербург, пр. Обуховской обороны, д.107  
Для писем: 192029 Санкт-Петербург, а/я 44  
+7 (812) 412-70-25, 412-70-26, e-mail: [admin@nit.com.ru](mailto:admin@nit.com.ru)

Украина: 02166, Киев -166, ул. Курчатова, д. 9/21  
+38 (044) 516-38-66, e-mail: [nits@voliacable.com](mailto:nits@voliacable.com)

ISBN 978-5-94387-840-4

