

А.А. Петров

# звуковая **СХЕМОТЕХНИКА** для радиолюбителей

Расчет усилителей, фильтров, громкоговорителей, трансформаторов, теплоотводов, способы и методы измерений параметров, методы уменьшения искажений, примеры практических реализаций, свыше ста принципиальных схем



*Радио*  
**1**  
*любителей*

ННТ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ

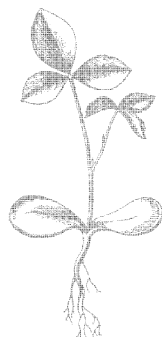
А.А. Петров

*звуковая*  
**схемотехника**  
для радиолюбителей



---

Наука и Техника, Санкт-Петербург  
2003



Петров А.А.

**Звуковая схемотехника для радиолюбителей /**

Под ред. С.М. Янковского. — СПб.: Наука и Техника, 2003. — 400 с.: ил.

**ISBN 5-94387-082-2**

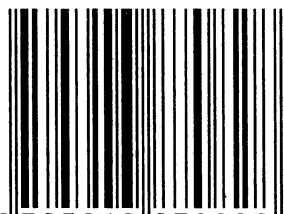
**Серия «Радиолюбитель»**

---

В книге изложен обширный материал по вопросам, касающимся акустики, грамзаписи, магнитной звукозаписи, конструирования различных узлов звуковой аппаратуры. Приведены наиболее интересные схемотехнические решения, практические схемы различных устройств. Рассмотрены вопросы проектирования устройств электропитания бытовой РЗА (расчет трансформаторов, дросселей, стабилизаторов напряжения, теплоотводов).

Рассмотрены методы расчета и проектирования акустических систем и их основных элементов: корпусов, разделительных фильтров. Приведены конструкции нескольких акустических систем. Даны рекомендации по доработке головок громкоговорителей и их ремонту. Приведена схема и конструкция основных узлов измерительного комплекса в составе генератора, частотомера, вольтметра, измерителя третьей гармоники, детонметра и других устройств. Книга содержит краткие сведения о технологических приемах, применяемых в радиолюбительской практике. Приведен ряд справочных материалов и рекомендации по их применению.

Книга предназначена для широкого круга радиолюбителей, занимающихся конструированием звуковой аппаратуры.



9 785943 870828

**ISBN 5-94387-082-2**

Контактные телефоны издательства

(812) 567-70-25, 567-70-26

(044) 516-38-66, 518-56-47

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

© Петров А.А.

© Наука и Техника (оригинал-макет), 2003

---

ООО «Наука и Техника».

Лицензия №000350 от 23 декабря 1999 года.

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

Подписано в печать **20.10.03**. Формат 60×88/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Объем 25 п. л.

Тираж 5000 экз. Заказ № **044**.

Отпечатано с готовых диапозитивов в ЗАО «Навы Чары»

196158, СПб. Московское Ш...б. Н. 34

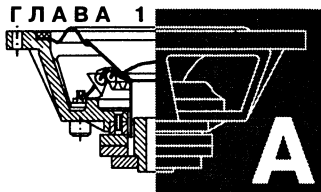
# Содержание

<b>Глава 1. Акустика</b>	<b>6</b>
1.1. Звуковые колебания и волны. Некоторые акустические определения	6
1.2. Особенности восприятия звука человеком (психоакустика)	8
Восприятие по частоте	10
Восприятие по амплитуде	12
Эффект Хааса (Haas)	12
Эффект маскировки	14
Бинауральный эффект	16
Особенности субъективного восприятия	
стереофонических фонограмм	17
1.3. Разновидности стереофонии	17
Интенсивностная стереофония ( $\Delta\tau = 0$ )	17
Временная стереофония ( $\Delta L = 0$ )	18
Смешанная стереофония	18
1.4. Особенности звукового материала	19
Влияние помещения прослушивания	20
Амбиофонические системы	22
Конструктивные особенности концертных залов	
и студий звукозаписи	23
Требования к жилым помещениям прослушивания	24
1.5. Электроакустические системы	26
1.6. Стереофоническая запись	27
Система A-B	27
Система X-Y	29
Система M-S	29
Адаптивные стереофонические системы	31
1.7. Признаки качества звучания	33
1.8. Оценка качества звучания	36
Методы тестирования	36
1.9. Параметры аудиоаппаратуры, определяющие качество звучания	40
Переходное затухание	40
Разбаланс амплитудных и фазовых характеристик каналов	41
Динамический диапазон	41
Виды искажений	43
1.10. Пути повышения качества звуковоспроизведения	45
Недостатки CD-проигрывателей и способы их устранения	45
Системы многоканального звука	48
Разновидности систем многоканального звука	49
1.11. Элементы электроакустического тракта	54
Микрофон	54
Классификация микрофонов	55
Основные параметры	56
Угльный микрофон	57
Электромагнитный микрофон	57
Электродинамический микрофон	57
Конденсаторный микрофон	58
Радиомикрофон	62
<b>Глава 2. Магнитная звукозапись</b>	<b>64</b>
2.1. Основные понятия и определения	68
2.2. Магнитные головки	69



2.3.	Носители магнитной записи .....	77
2.4.	Физические процессы записи/воспроизведения .....	82
2.4.1.	Потери записи .....	83
2.4.2.	Потери воспроизведения .....	87
2.5.	Характеристики движения магнитной ленты .....	94
2.6.	Выводы .....	96
2.7.	Улучшение основных параметров магнитофона .....	97
<b>Глава 3.</b>	<b>Грамзапись .....</b>	<b>110</b>
<b>Глава 4.</b>	<b>Усилители мощности звуковой частоты (УМЗЧ) .....</b>	<b>125</b>
4.1.	Краткий обзор основных направлений развития транзисторных УМЗЧ .....	125
4.2.	Особенности работы усилителей на комплексную нагрузку .....	129
4.3.	Особенности работы усилителей при перегрузке и возможные способы устранения недостатков .....	132
4.4.	Виды искажений и меры борьбы с ними .....	134
4.4.1.	Линейные искажения .....	134
4.4.2.	Нелинейные искажения .....	135
4.4.3.	Переходные (перекрестные) искажения .....	136
4.4.4.	«Интерфейсные» искажения .....	139
4.5.	Взаимодействие УМЗЧ и громкоговорителя .....	140
4.6.	Схемотехника УМЗЧ .....	145
4.7.	Полоса пропускания .....	159
4.8.	Устойчивость усилителя .....	160
4.9.	Скорость нарастания .....	163
4.10.	Паразитные обратные связи .....	164
4.11.	Выводы .....	164
4.12.	Усилитель активного сабвуфера .....	166
4.13.	Система «ACE-Bass» .....	168
4.14.	Практические схемы УМЗЧ .....	169
4.14.1.	УМЗЧ без общей ООС по напряжению .....	169
4.14.2.	УМЗЧ с МДП-транзисторами в выходном каскаде .....	170
4.14.3.	УМЗЧ с изолированным питанием выходного каскада .....	172
4.14.4.	УМЗЧ со стоками выходных транзисторов, соединенными с «общим» .....	174
4.15.	Нормирующий усилитель .....	177
4.16.	Ограничитель сигнала .....	177
4.17.	Регулятор тембра .....	178
4.18.	Регулятор громкости .....	181
<b>Глава 5.</b>	<b>Соединительные кабели .....</b>	<b>183</b>
<b>Глава 6.</b>	<b>Расчет теплоотводов .....</b>	<b>187</b>
<b>Глава 7.</b>	<b>Выключатель сети с режимом SLEEP и защитой AC .....</b>	<b>204</b>
7.1.	Выключатель сети .....	204
7.2.	Защита AC .....	206
<b>Глава 8.</b>	<b>Акустическая система (АС) .....</b>	<b>210</b>
8.1.	Технические характеристики .....	210
8.2.	Виды искажений .....	213
8.3.	Акустическое оформление .....	221
8.3.1.	Закрытый ящик .....	227
8.3.2.	АС с фазоинвертором (ФИ) .....	229
8.3.3.	АС с пассивным излучателем (ПИ) .....	235
8.3.4.	Конструктивные особенности корпуса АС .....	235
8.4.	Кроссовер .....	238

8.4.1. Фильтры «постоянного входного сопротивления» .....	240
8.4.2. Фильтры «все пропускающего типа» .....	243
8.4.3. Фазировка головок .....	248
8.5. Примеры практической реализации .....	251
8.5.1. Малогабаритный двухполосный громкоговоритель .....	251
8.5.2. Малогабаритная трехполосная АС .....	258
8.6. Коррекция АЧХ громкоговорителей .....	263
8.6.1. Корректор АЧХ Линквица .....	263
8.6.2. Коррекция АЧХ громкоговорителя с помощью параллельного LC-контура .....	266
8.7. Конструктивный расчет дросселей .....	267
8.8. Головка громкоговорителя .....	272
8.8.1. Подвесы и шайбы .....	273
8.8.2. Диффузоры .....	274
8.8.3. Катушки .....	277
8.8.4. Способы изменения параметров .....	278
8.8.5. Неисправности головок громкоговорителей и их ремонт .....	280
<b>Глава 9. Сервисный низкочастотный генератор СНГ-98 .....</b>	<b>283</b>
9.1. Краткая техническая характеристика .....	283
9.2. Описание .....	284
Генератор №1 .....	285
Схема электрическая принципиальная устройства АЗ .....	294
Генератор №2 .....	298
Конструкция и детали .....	300
<b>Глава 10. Полезные инструменты .....</b>	<b>312</b>
10.1. Универсальный нож .....	312
10.2. «Балеринка» .....	313
10.3. Сверлильный микростанок .....	313
<b>Глава 11. Радиолюбительская технология .....</b>	<b>315</b>
11.1. Общие рекомендации по ремонту РЭА .....	315
11.2. Полезные советы .....	316
<b>Глава 12. Устройства электропитания РЭА .....</b>	<b>329</b>
12.1. Выпрямители .....	329
12.2. Сглаживающий фильтр .....	332
12.3. Бестрансформаторный блок питания .....	340
12.4. Силовые трансформаторы .....	344
12.5. Свойства магнитных материалов .....	345
12.6. Магнитная проницаемость сердечника .....	348
12.7. Выбор материала для магнитопровода .....	349
12.8. Магнитопроводы .....	349
12.9. Основные зависимости параметров трансформаторов .....	353
12.10. Определение числа витков обмоток .....	357
12.11. Выбор плотности тока в обмотках .....	358
12.12. Каркасы катушек и прокладки (изоляционные материалы) .....	359
12.13. Обмоточные провода .....	359
12.14. Определение размеров катушки и проверка возможности ее размещения на магнитопроводе .....	359
12.15. Температурный режим трансформатора .....	362
12.16. Расчет реакторов (дросселей) фильтров .....	363
12.17. Стабилизирующие источники электропитания .....	372
12.18. Устройства защиты .....	387
<b>Литература .....</b>	<b>399</b>



## 1.1. Звуковые колебания и волны. Некоторые акустические определения

Природа звуковых волн такова, что при деформации среды в каком-либо элементарном участке в соседних с ним участках возникают последовательные во времени сжатия и разрежения среды, которые распространяются с определенной скоростью  $c$  (в воздухе около 331 м/с), образуя звуковую волну. Сами частицы среды при этом не покидают своего места, а лишь отклоняются в ту или иную сторону на очень незначительное расстояние. Длина звуковой волны  $\lambda$  связана с частотой колебаний  $f$  и их периодом  $T$  соотношением:

$$\lambda = \frac{c}{f} = cT, \quad (1.1)$$

где  $T$  измерено в секундах, а  $f$  — в герцах.

Различают сферическую, цилиндрическую и плоскую волну.

Поле сферической волны формируется при излучении звука точечным источником звука в неограниченном пространстве. Направление звуковых лучей совпадает с радиусами сферы. Интенсивность звука  $I_r$  с удалением от источника звука изменяется обратно пропорционально квадрату расстояния:

$$I_r = \frac{I_1}{r^2}, \quad (1.2)$$

где  $I_1$  — интенсивность звука на расстоянии единицы длины от центра источника звука,

$r$  — расстояние фронта волны от этого центра,

а звуковое давление  $p_r$  — обратно пропорционально расстоянию:

$$p_r = \frac{p_1}{r}, \quad (1.3)$$

где  $p_1$  — звуковое давление на расстоянии единицы длины от центра источника звука.

Цилиндрическая волна имеет фронт волны цилиндрической формы, ось которой совпадает с осью источника звука. Интенсивность звука с расстоянием убывает обратно пропорционально расстоянию:

$$I_r = \frac{I_1}{r}, \quad (1.4)$$

а звуковое давление — по закону:

$$p_r = \frac{p_1}{\sqrt{r}}. \quad (1.5)$$

Плоская волна имеет фронт в виде плоскости, звуковые лучи идут параллельно друг другу. Энергия в плоской волне не расходится в стороны, интенсивность звука теоретически не зависит от расстояния, прошедшего волной, если пренебречь потерями на вязкость среды, молекулярное рассеяние, турбулентное затухание и дифракцию волн. В природе перечисленные виды волн в чистом виде встречаются в ограниченном пространстве.

Субъективными характеристиками звука являются: высота, громкость и тембр. Им соответствуют следующие акустические величины:

- громкости — звуковое давление,
- высоте — частота,
- тембру звука — спектральный состав (совокупность синусоидальных составляющих сложного звука).

**Громкость** — субъективное ощущение интенсивности звука. Она изменяется приблизительно пропорционально логарифму изменения интенсивности. Для сложного сигнала из-за эффекта маскировки имеет сложную зависимость. За уровень громкости любого звука (или шума) условились принимать уровень в децибелах равногромкого с ним чистого тона частотой 1000 Гц. За единицу уровня громкости принят фон.

**Звуковое давление** — разность между статическим (атмосферным) давлением и давлением в данной точке звукового поля. Мгновенное звуковое давление — звуковое давление в рассматриваемый момент времени. По аналогии с переменным током пользуются эффективным значением. За единицу звукового давления принят ньютон на метр квадратный ( $1 \text{ Н/м}^2$ ) или как ее еще называют — паскаль (Па).

**Интенсивность звука** — количество звуковой энергии, проходящее в единицу времени через единичную площадь, расположенную перпендикулярно направлению распространения звука. Иными словами — плотность звуковой энергии (мощность, приходящаяся на единицу поверхности). При интенсивности звука  $10 \text{ Вт/м}^2$  или 130 дБ ощущение звука переходит в боль (болевого предел). Самая малая интенсивность звука, при которой мы его слышим, равна примерно  $10^{-12} \text{ Вт/м}^2$  (порог слышимости), что соответствует звуковому давлению около  $2 \cdot 10^{-5} \text{ Па}$ . Интенсивность звука пропорциональна квадрату звукового давления, т.е.:

$$I = k \cdot p^2. \quad (1.6)$$

Понятие высоты звука подразумевает субъективную оценку восприятия звука по частотному диапазону. Звук принято характеризовать не частотой, а высотой тона.

**Тон** — это сигнал определенной частоты, имеющий дискретный спектр (музыкальные звуки, гласные звуки речи). Сигнал, обладающий широким непрерывным спектром, все составляющие которого имеют одинаковую среднюю мощность, называется **белым шумом**.

**Тембр** — субъективное отображение сложности воспринимаемого звучания, не имеет количественной оценки и характеризуется терминами качественного порядка (мягкий, сочный, натуральный, живой, сухой, жесткий, металлический, ненатуральный и т.п.). Условием правильной передачи тембра звуков является неискаженная передача спектра сигнала.

Простейшим спектром обладает чистый тон — встречается в электромузыкальных инструментах. Звуки музыкальных инструментов и голосов помимо основного тона содержат широкий спектр обертонов (высших тонов), причем различного состава, что прежде всего и определяет их различное звучание по тембру.

## **1.2. Особенности восприятия звука человеком (психоакустика)**

Психоакустика — область науки, которая изучает слуховые ощущения человека при воздействии звука на уши.

Люди, обладающие абсолютным (аналитическим) музыкальным слухом, с высокой точностью определяют высоту, громкость и тембр звука, способны запоминать звучание инструментов и распознавать их через некоторое время. Они могут правильно проанализировать прослушанное, правильно выделить отдельные инструменты.

Люди, не обладающие абсолютным слухом, могут определить ритм, тембр, тональность, но правильно произвести анализ прослушанного материала для них затруднительно.

При прослушивании высококачественной аудиоаппаратуры, как правило, мнения экспертов расходятся. Одни предпочитают высокую прозрачность и верность передачи каждого обертона, их раздражает отсутствие детализованности звучания. Другие предпочитают звучание размытого, нечеткого характера, быстро устают от избытия подробностей в музыкальном образе. Кто-то заостряет внимание на гармонии в звучании, кто-то на спектральном балансе, а кто-то — на динамическом диапазоне. Оказывается, все зависит от типохарактера индивида. Типохарактеры людей подразделяются на следующие дихотомии (парные классы): сенсорную и интуитивную, думающую и чувствующую, экстравертную и интровертную, решающую и воспринимающую [1].

Люди с сенсорной доминантой обладают четкой дикцией, великолепно воспринимают все нюансы речевого или музыкального образа. Для них чрезвычайно важна прозрачность звучания, когда четко выделяются все звучащие инструменты.

Слушатели с интуитивной доминантой предпочитают размытый музыкальный образ, придают исключительно важное значение сбалансированности звучания всех музыкальных инструментов.

Слушатели с думающей доминантой предпочитают музыкальные произведения с высоким динамическим диапазоном, с четко обозначенной мажорной и минорной доминантой, с выраженным смыслом и структурой произведения.

Люди с чувствующей доминантой придают большое значение гармоничности в музыкальных произведениях, предпочитают произведения с небольшими отклонениями мажорности и минорности от нейтрального значения, т.е. «музыку для души».

Слушатель с экстравертной доминантой успешно выделяет сигнал из шума, предпочитает слушать музыку с высоким уровнем громкости, мажорность или минорность музыкального произведения определяет по частотному положению музыкального образа в данный момент.

Люди с интровертной доминантой значительное внимание уделяют внутренней структуре музыкального образа, мажорность-минорность оценивают, в том числе, и по смещению частоты одной из гармоник в возникающих резонансах, посторонние шумы затрудняют восприятие аудиоинформации.

Люди с решающей доминантой предпочитают в музыке закономерность, наличие внутренней периодичности.

Слушатели с воспринимающей доминантой предпочитают в музыке импровизацию.

Каждый по себе знает, что одна и та же музыка на одной и той же аппаратуре и в одном и том же помещении не всегда воспринимается одинаково. Вероятно, в зависимости от психоэмоционального состояния наши чувства то притупляются, то обостряются.

С другой стороны, трудно согласиться с авторами [1], что излишняя детализованность и натуральность звучания может раздражать усталого и обремененного заботами слушателя с сенсорной доминантой, что в таком состоянии он предпочтет музыку размытую и мягкую, грубо говоря, предпочтет слушать живые инструменты в шапке-ушанке.

В какой-то степени на качество звука оказывает влияние «качество» напряжения сети, которое в свою очередь зависит как от дня недели, так и от времени суток (в часы пиковой нагрузки напряжение сети наиболее «загрязнено»). От времени суток зависит и уровень шума в помещении, а значит и реальный динамический диапазон.

О влиянии окружающего шума хорошо запомнился случай 20-летней давности. Поздно вечером после деревенской свадьбы моло-



дежь осталась помочь убрать со столов и перемыть посуду. Музыка была организована во дворе: электробаян с двухканальным усилителем и двумя колонками, четырехканальный усилитель мощности по схеме Шушурина, на вход которого был подключен электробаян, а на выходе — две 3-полосные и две 2-полосные акустические системы. Магнитофон с записями, выполненными на 19 скорости со встречно-параллельным подмагничиванием. Около 2-х часов ночи, когда все освободились, молодежь собралась во дворе и попросила включить что-нибудь для души. Каково же было удивление музыкантов и присутствующих меломанов, когда зазвучало попури на темы Битлс в исполнении группы STARS on 45. Для слуха, адаптированного к восприятию музыки в атмосфере повышенной зашумленности, звучание в ночной тишине стало удивительно чистым и нюансированным.

### Восприятие по частоте

Человеческое ухо воспринимает колебательный процесс как звук только в том случае, если частота его колебаний находится в пределах от 16...20 Гц до 16...20 кГц. При частоте ниже 20 Гц колебания называют **инфразвуковыми**, выше 20 кГц — **ультразвуковыми**. Звуки с частотой ниже 40 Гц в музыке встречаются редко, а в разговорной речи и вовсе отсутствуют. Восприятие высоких звуковых частот сильно зависит как от индивидуальных особенностей органов слуха, так и от возраста слушателя. Так, например, в возрасте до 18 лет звуки частотой 14 кГц слышат около 100%, в то время как в возрасте 50...60 лет — только 20% слушателей. Звуки частотой 18 кГц к 18 годам слышит около 60%, а к 40...50 годам — всего 10% слушателей. Но это вовсе не означает, что для людей пожилого возраста снижаются требования к качеству тракта звуковоспроизведения. Экспериментально установлено, что люди, едва воспринимающие сигналы частотой 12 кГц, очень легко распознают недостаток верхних частот в фонограмме.

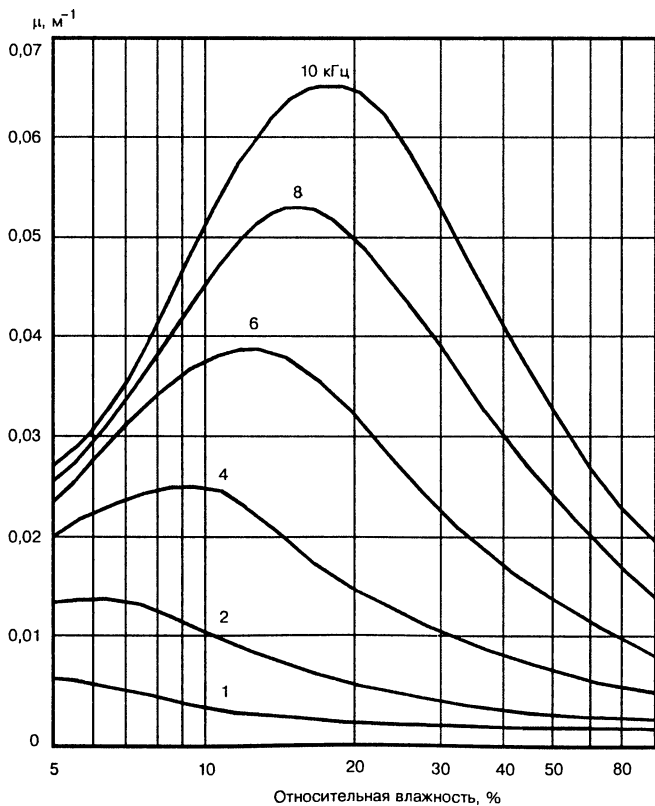
Разрешающая способность слуха к изменению частоты около 0,3%. Например два тона 1000 и 1003 Гц, следующих один за другим, можно различить без приборов. А по биениям частот двух тонов человек может обнаружить разность частот до десятых долей герца. В то же время трудно различить на слух отклонение скорости воспроизведения музыкальной фонограммы в пределах  $\pm 2\%$ .

Субъективный масштаб восприятия звука по частоте близок к логарифмическому закону. Исходя из этого, все частотные характеристики устройств передачи звука строят в логарифмическом масштабе. Степень точности, с которой человек определяет высоту звука на слух, зависит от остроты, музыкальности и тренированности его слуха, а также от интенсивности звука. При больших уровнях громкости звуки большей интенсивности кажутся ниже, чем слабые.

При длительном воздействии интенсивного звука чувствительность слуха постепенно снижается (автор замечал за собой проявление этого

эффекта даже в пределах одного музыкального произведения), и тем больше, чем выше громкость звука, что связано с реакцией слуха на перегрузку, т.е. с естественной его адаптацией. По истечении определенного времени чувствительность восстанавливается. Систематическое и длительное прослушивание музыки с высоким уровнем громкости вызывает необратимые изменения в органах слуха, особенно страдает молодежь, пользующаяся наушниками (головными телефонами).

Важной характеристикой звука является тембр. Способность слуха различать его оттенки позволяет различать многообразие музыкальных инструментов и голосов. Благодаря тембральной окраске их звучание становится многокрасочным и легко узнаваемым. Условием правильной передачи тембра является **неискаженная передача спектра сигнала** — совокупности синусоидальных составляющих сложного сигнала (обертонов). Обертоны кратны частоте основного тона и меньше его по амплитуде. От состава обертонов и их интенсивности зависит тембр звука.



**Рис. 1.1.** Зависимость потерь звуковой энергии от относительной влажности воздуха

Тембр звука живых инструментов в значительной степени зависит от интенсивности звукоизвлечения. Например, одна и та же нота, сыгранная на фортепьяно легким нажатием пальца, и резким, имеет разные атаки и спектры сигнала. Даже не тренированный человек легко улавливает эмоциональное различие двух таких звуков по их атаке, даже если они переданы слушателю с помощью микрофона и уравнированы по громкости. **Атака звука** — это начальная стадия, специфический переходной процесс, в течение которого устанавливаются стабильные характеристики: громкость, тембр, высота звука. Длительность атаки звука разных инструментов колеблется в пределах 0...60 мс. Например, у ударных инструментов она находится в пределах 0...20 мс, у фagота — 20...60 мс. Характеристики атаки инструмента сильно зависят от манеры и техники игры музыканта. Именно эти особенности инструментов позволяют передать эмоциональное содержание музыкального произведения.

Тембр звука источника сигнала, находящегося на расстоянии от слушателя менее 3 м, воспринимается более «тяжелым». Удаление источника сигнала от 3 до 10 м сопровождается пропорциональным уменьшением громкости, при этом тембр становится более ярким. С дальнейшим удалением источника сигнала потери энергии в воздухе растут пропорционально квадрату частоты и имеют сложную зависимость от относительной влажности воздуха. Потери энергии ВЧ-составляющих максимальны при относительной влажности в пределах от 8 до 30...40% и минимальны при 80% (рис. 1.1) [2]. Увеличение потерь обертонов приводит к снижению тембральной яркости.

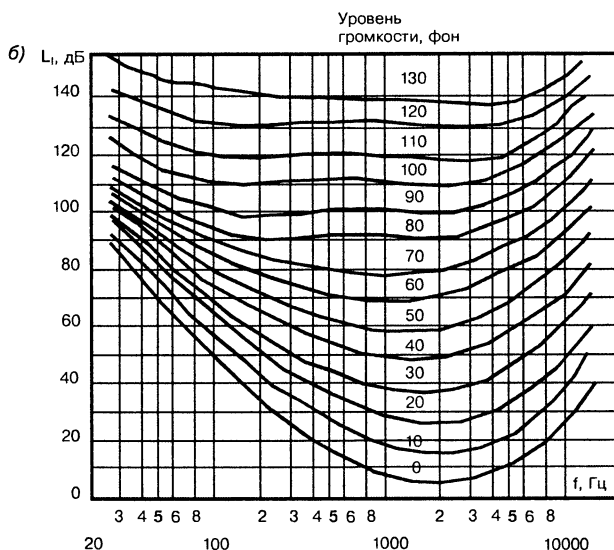
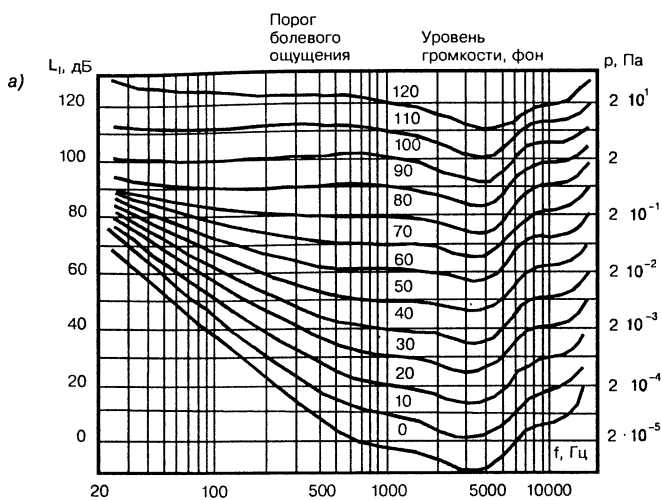
### **Восприятие по амплитуде**

Кривые равной громкости от порога слышимости до порога болевого ощущения для бинаурального и моноурального слушания приведены на рис. 1.2.а,б, соответственно [3]. Восприятие по амплитуде зависит от частоты и имеет значительный разброс, связанный с возрастными изменениями.

Чувствительность слуха к интенсивности звука носит дискретный характер. Порог ощущения изменения интенсивности звука зависит как от частоты, так и от громкости звука (на высоких и средних уровнях составляет 0,2...0,6 дБ, на низких уровнях доходит до нескольких децибел) и в среднем меньше 1 дБ.

### **Эффект Хааса (Haas)**

Слуховому аппарату, как и любой другой колебательной системе, свойственна инерционность. Благодаря этому свойству короткие звуки длительностью до 20 мс воспринимаются более тихими, чем звуки длительностью более 150 мс. Одно из проявлений инерционности —



**Рис. 1.2.** Кривые равной громкости  
для бинаурального и моноурального слушания

неспособность человека выявлять искажения в импульсах длительно-стью менее 20 мс. В случае прихода к ушам 2-х одинаковых сигналов, с временным интервалом между ними 5...40 мс, слух воспринимает их как один сигнал, при интервале более 40...50 мс — отдельно.

## Эффект маскировки

Ночью, в условиях тишины, слышны писк комара, тиканье часов и другие тихие звуки, а в условиях шума трудно разобрать громкую речь собеседника. В реальных условиях акустический сигнал не существует в абсолютной тишине. Посторонние шумы, неизбежно присутствующие в месте прослушивания, маскируют в определенной мере основной сигнал и затрудняют его восприятие. Повышение порога слышимости одного тона (или сигнала) при одновременном воздействии другого тона (шума или сигнала) называют **маскировкой**.

Экспериментально установлено, что тон любой частоты маскируется более низкими тонами значительно эффективнее, чем более высокими, иными словами, низкочастотные тоны сильнее маскируют высокочастотные, чем наоборот. Например, при одновременном восприятии звуков 440 и 1200 Гц с одинаковой интенсивностью, мы будем слышать только тон частотой 440 Гц и только выключив его, услышим тон частотой 1200 Гц. Степень маскировки зависит от соотношения частот и носит сложный характер, связанный с кривыми равной громкости (рис. 1.3.а и 1.3.б) [2].

Чем больше соотношение частот, тем меньше эффект маскировки. Это в значительной степени объясняет феномен «транзисторного» звучания. Спектр нелинейных искажений транзисторных усилителей простирается вплоть до 11 гармоник, в то время как спектр ламповых усилителей ограничивается 3...5 гармоникой. Кривые маскировки узкополосным шумом для тонов разных частот и уровней их интенсивности имеют разный характер. Четкое восприятие звука возможно в том случае, если его интенсивность превышает определенный порог слышимости. На частотах 500 Гц и ниже превышение интенсивности сигнала должно быть около 20 дБ, на частоте 5 кГц — около 30 дБ, а

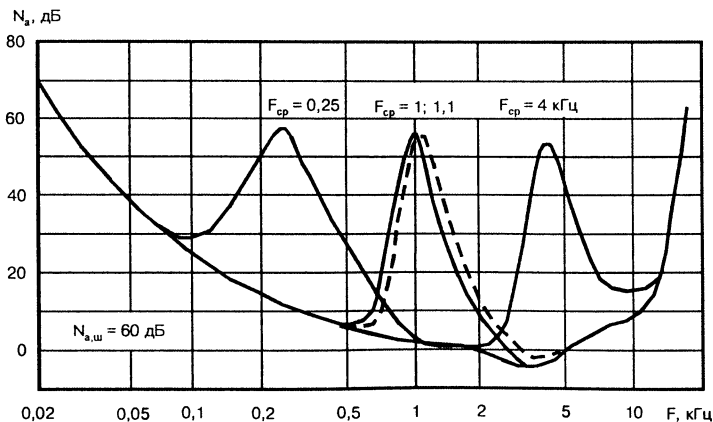
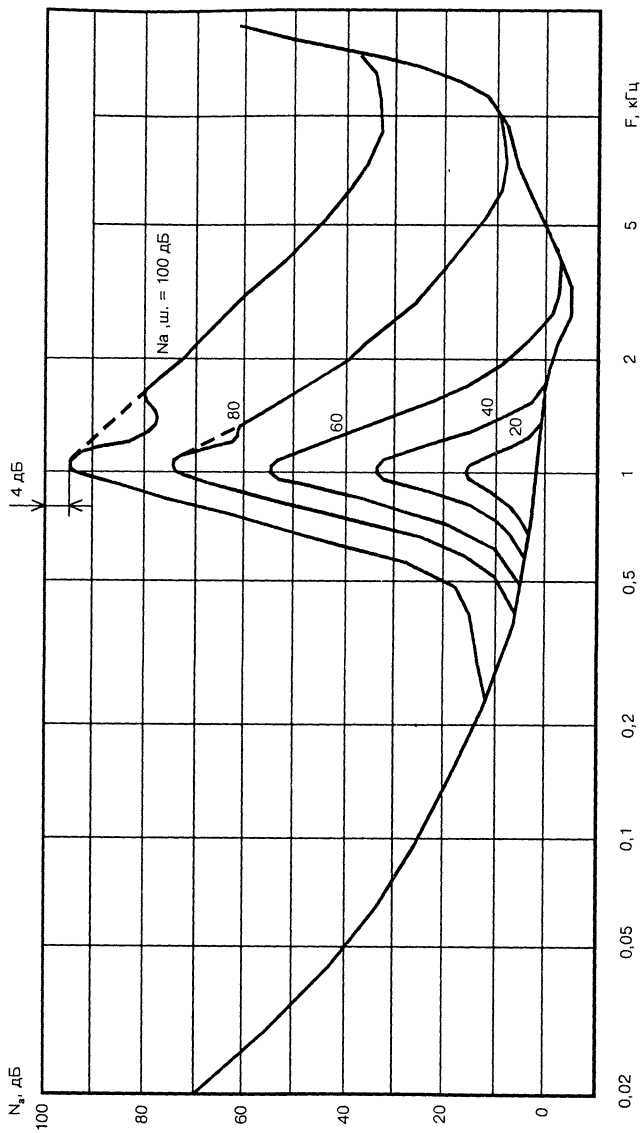


Рис. 1.3.а. Взаимная маскировка нескольких сигналов



**Рис. 1.3.6.** Кривые маскировки одночастотным сигналом



на частоте 10 кГц — 35 дБ. Эту особенность слухового восприятия учитывают при записи на носители звука. Так, если отношение сигнал/шум аналоговой грампластинки около 60...65 дБ, то динамический диапазон записанной программы может быть не более 45...48 дБ.

Эффект маскировки оказывает влияние на субъективно воспринимаемую громкость звука. Если составляющие сложного звука расположены по частоте близко друг к другу и наблюдается их взаимная маскировка, то громкость такого сложного звука будет меньше громкостей его составляющих.

Если несколько тонов расположены по частоте настолько далеко, что их взаимной маскировкой можно пренебречь, то их суммарная громкость будет равна сумме громкостей каждой из составляющих.

Достижение «прозрачности» звучания всех инструментов оркестра или эстрадного ансамбля является сложной задачей, которая решается звукорежиссером — умышленным выделением наиболее важных в данном месте произведения инструментов и другими специальными приемами.

### **Бинауральный эффект**

Способность человека определять направление источника звука (благодаря наличию двух ушей) называется **бинауральным эффектом**. К уху, расположенному ближе к источнику звука, звук приходит раньше, чем ко второму уху, а значит, различается по фазе и амплитуде. При слушании реального источника сигнала бинауральные сигналы (т.е. сигналы, приходящие к правому и левому уху) статистически связаны между собой (коррелированны). Точность локализации источника звука зависит как от частоты, так и от его местонахождения (спереди или сзади слушателя). Дополнительную информацию о расположении источника звука (спереди, сзади, сверху) орган слуха получает, анализируя особенности спектра бинауральных сигналов.

До 150...300 Гц человеческий слух обладает очень малой направленностью. На частотах 300...2000 Гц, для которых длина полуволны сигнала соизмерима с «межушным» расстоянием, равным 20...25 см, существенны фазовые различия. Начиная с частоты 2 кГц направленность слуха резко убывает. На высших частотах большее значение приобретает разность амплитуд сигналов. Когда разница в амплитудах превышает пороговое значение, равное 1 дБ, то кажется, что источник звука находится на той стороне, где амплитуда больше.

При асимметричном расположении слушателя относительно громкоговорителей возникают дополнительные интенсивностные и временные разности, которые приводят к пространственным искажениям. Причем, чем дальше КИЗ (кажущийся источник звука) от центра базы ( $\Delta L > 7$  дБ или  $\Delta t > 0,8$  мс), тем меньше они подвержены искажениям. При  $\Delta L > 20$  дБ,  $\Delta t > 3...5$  мс КИЗ превращаются в

действительные (громкоговорители) и не подвержены пространственным искажениям.

Экспериментально установлено, что пространственные искажения отсутствуют (незаметны), если полоса частот каждого канала сверху ограничена частотой не менее 10 кГц, а высокочастотная (выше 10 кГц) и низкочастотная (ниже 300 Гц) часть спектра этих сигналов воспроизводится монофонически.

Погрешность оценки азимута источника звука в горизонтальной плоскости спереди составляет  $3...4^\circ$ , сзади и в вертикальной плоскости — примерно  $10...15^\circ$ , что объясняется экранирующим действием ушных раковин.

### **Особенности субъективного восприятия стереофонических фонограмм**

В отличие от монофонического стереофоническое звучание имеет объемность (естественную акустическую перспективу), стереофоническую разрешающую способность (определяемую субъективно локализацию отдельных элементов звукового образа в определенных точках пространства) и акустическую атмосферу (эффект возникновения у слушателя ощущения присутствия в первичном помещении).

В процессе слияния звучаний двух громкоговорителей образуется кажущийся источник звука (КИЗ) в том случае, если сигналы, излучаемые обоими громкоговорителями, статистически связаны (коррелированы).

Если говорить об эффекте «присутствия» как о воссоздании первичного поля, то следует иметь в виду, что в большинстве случаев оно вообще отсутствует (за исключением бифонических записей).

Совокупность КИЗ, различающихся положением в пространстве, называют **пространственной звуковой панорамой** или **стереопанорамой**. В общем случае положения КИЗ в субъективном слуховом пространстве не совпадает с положениями действующих источников звука.

## **1.3. Разновидности стереофонии**

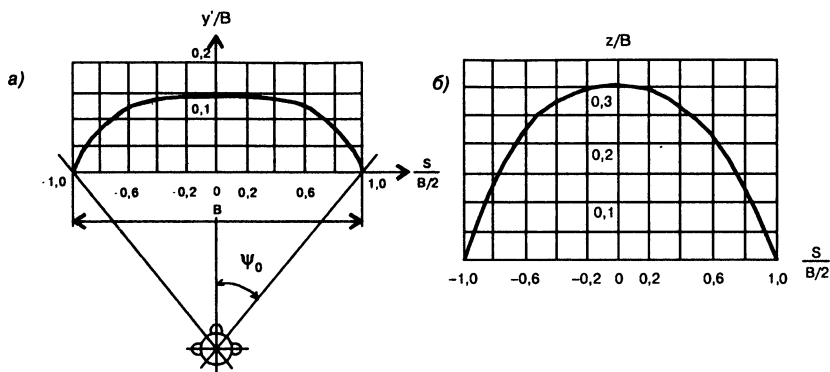
Различают интенсивностную, временную и смешанную стереофонию.

### **Интенсивностная стереофония ( $\Delta t = 0$ )**

Перемещение КИЗ в зависимости от разности уровней  $\Delta L$  и величины угла между направлениями на громкоговорители имеет сложный характер: влево/вправо, в глубину, в высоту.

При приближении слушателя к громкоговорителям на расстояние  $y < B$  наблюдается уменьшение  $S$  при неизменном  $\Delta L$ .

Смещение КИЗ в глубину и зависимость величины подъема КИЗ от угла направления на громкоговорители показаны на рис.1.4.а [4].



**Рис. 1.4.** Смещение КИЗ в глубину и зависимость величины подъема КИЗ от угла направления на громкоговорители

Максимальный подъем КИЗ имеет место при нахождении слушателя в центре базы и равен  $B/2$ . При удалении, равном  $B/2$ , т.е. при угле между направлениями на громкоговорители, равном  $90^\circ$ , подъем КИЗ составляет  $0,3B$  (рис. 1.4.б). При угле меньше  $30^\circ$  подъем КИЗ практически не ощущается. Поэтому с учетом этого эффекта фронтальные громкоговорители следует располагать несколько ниже головы слушателя, а тыловые — на уровне головы.

### Временная стереофония ( $\Delta L = 0$ )

Перемещение КИЗ для сигналов с достаточно однородным спектром мощности имеет практически линейную зависимость до величины  $S = 0,8B/2$  при изменении  $\Delta t$  от 0 до  $0,8...1,2$  мс. Дальнейшее увеличение  $\Delta t$  до  $6...8$  мс вызывает медленное перемещение КИЗ на участке  $(0,8...1,0)B/2$ . Для сигналов с неравномерным распределением мощности по частоте (например, скрипка) монотонное перемещение КИЗ наблюдается только для сдвигов, не превышающих  $0,5...1,0$  мс. При дальнейшем увеличении сдвига до  $6...8$  мс смещение КИЗ носит колебательный характер (с неоднократным возвращением КИЗ к центру базы).

### Смешанная стереофония

При смешанной стереофонии наблюдается линейная взаимокompенсация временного сдвига  $0...1,2$  мс интенсивностной разностью  $0...7$  дБ. Опережающий и задержанный сигналы создают единый устойчивый КИЗ при  $\Delta t < 3...4$  мс, при этом положение КИЗ на

линии базы громкоговорителей определяется значениями  $\Delta L$  и  $\Delta \tau$ . При увеличении задержки между сигналами громкоговорителей до 7...15 мс локализация КИЗ затрудняется, звучание приобретает гулкость, объемность и размытый характер. Для источников звука, расположенных в позициях громкоговорителей, различия в канальных сигналах велики:  $\Delta L > 20$  дБ,  $\Delta \tau > 3...5$  мс. В этом случае КИЗ превращается в действительный, не подверженный пространственным искажениям.

Для взаимозаменяемости  $\Delta L$  и  $\Delta \tau$  при локализации КИЗ часто используют коэффициент эквивалентности:

$$K_9 = \frac{\Delta L}{\Delta \tau} = 10...13 \frac{\text{дБ}}{\text{мс}}.$$

В диапазоне частот 300...5000 Гц оба фактора примерно в одинаковой степени оказывают влияние на локализацию КИЗ. На частотах выше 5 кГц оценка азимута в основном определяется величиной  $\Delta L$ .

Наличие отраженного звука (реверберации) в помещении прослушивания практически не влияет на азимутальное положение КИЗ, однако величина реверберации влияет на протяженность КИЗ. Объясняется это тем, что повторения звука в интервале времени от 1,5 до 30...50 мс подавляются слуховой системой — эффект предшествования.

## 1.4. Особенности звукового материала

В музыке обычно используется 8 октав:

- 16...32 Гц ..... субконтроктава;
- 32...64 Гц ..... контроктава;
- 64...128 Гц ..... большая октава;
- 128...256 Гц ..... малая октава;
- 256...512 Гц ..... первая октава;
- 512...1024 Гц ..... вторая октава;
- 1024...2048 Гц ..... третья октава;
- 2048...4096 Гц ..... четвертая октава.

Поскольку субконтроктава используется очень редко, полосы частот 30...4000 Гц достаточно для передачи мелодии. Однако количество высших гармоник и соотношение между их амплитудами у разных музыкальных инструментов неодинаково. Именно это и объясняет различие в их звучании, даже если они воспроизводят одну и ту же ноту. Аналогично и голос каждого человека имеет характерный, присущий только ему, гармонический состав, что придает голосу неповторимую тембровую окраску.

В процессе исполнения уровень акустического сигнала непрерывно изменяется. Диапазон его изменения может быть довольно широким. Для сравнения в табл. 1.1 приведены усредненные динамические диапазоны звучания отдельных инструментов и музыкальных ансамблей.

*Усредненные динамические диапазоны звучания отдельных инструментов*

*Таблица 1.1*

Источник звука	Уровень, дБ (мин/макс)	Динамический диапазон, дБ
Гитара	40/55	15
Квартет струнных инструментов	35/75	40
Орган	50/85	35
Небольшие вокально-инструментальные ансамбли	40/85	45
Рок-группа	80/110	30
Эстрадный оркестр	45/100	55
Духовой оркестр	50/100	50...100
Большой симфонический оркестр	35/110	75

Чтобы сохранить тембр звучания музыкальных инструментов и голосов певцов, микро- и макродинамику музыкального произведения, требуется полоса частот усилителя от 2...5 Гц до 60...100 кГц и акустической системы от 20...30 Гц до 35...60 кГц, отношение сигнал/шум не менее 75 дБ, и звуковое давление в точке нахождения слушателя, превышающее уровень шумов в помещении прослушивания на величину динамического диапазона музыкального материала.

### **Влияние помещения прослушивания**

Чтобы максимально реализовать возможности аппаратуры, помещение прослушивания должно обладать определенными свойствами. Известно, что в закрытом помещении возникает явление послезвучания, называемое реверберацией. Время реверберации — это время, в течение которого после прекращения действия источника звуковой энергии интенсивность звука уменьшается на 60 дБ (в 1000 раз). Реверберация, в зависимости от длительности, может улучшать или ухудшать качество звучания. Оптимальное время реверберации зависит от размеров помещения.

Звучание инструмента, даже в руках большого мастера, может быть совершенно разным в зависимости от места исполнения: шумный переход метро, сквер или жилая комната объемом 25...30 м<sup>3</sup> и совсем другое дело — концертный зал с оптимальным временем реверберации. Именно в хорошем концертном зале, благодаря его акустическим свойствам, музыка достигает своего окончательного совершенства: звучание приобретает выразительность, мелодичность; становится богатым, тоньше нюансированным; более естественными воспринимаются тембры инструментов, звучание приобретает объем-

ность. Благодаря реверберации слушатель помимо прямого звука, пришедшего со сцены, получает отраженную энергию (стенами, потолком, полом, архитектурными сооружениями) — так называемую диффузную компоненту. Но даже в зале кто-то предпочитает партер, кто-то амфитеатр, кто-то балкон, а для кого-то очень важно сочетание слухового и визуального восприятия.

Самое интересное, что в условиях свободного поля, звучание, как инструментов, так и человеческого голоса, утрачивает свою привлекательность. Таким образом, зал — неотделимый от музыки посредник между исполнителем и слушателем. Хороший зал не «вуалирует» музыкальной фактуры сильной реверберацией и не обесцвечивает «глухотой», а окружает звук мягким и светлым ореолом, не давая пропасть ни одному обертону.

В зависимости от объема и назначения помещения требуемое время реверберации колеблется в пределах от 0,4 до 2,1 с. Например, для жилых помещений объемом 40...60 м<sup>3</sup>, оптимальное время реверберации в диапазоне частот 80...10000 Гц составляет 0,4...0,6 с, для залов 250...300 м<sup>3</sup> — 0,9...1,1 с, для зала объемом 2000 м<sup>3</sup> — 1,2...1,5 с, а для залов размером более 5000 м<sup>3</sup> оптимальное время реверберации мало зависит от объема и составляет в зависимости от жанра произведения: 1,48 ± 0,05 с — для современной классической музыки; 1,56 ± 0,05 с — для классической музыки; 2,1 ± 0,05 с — для симфонической музыки. Если оно мало, то не происходит известной слитности следующих друг за другом звуков, при этом мелодический рисунок музыки тяжело воспринимается, звучание становится безжизненным, глухим, ватным. При слишком большом времени реверберации помещение «гудит», звучание становится гулким, речь неразборчивой, музыка становится засоренной и быстро утомляет. Отсюда и разнообразные эпитеты, которыми часто награждают акустику залов: нейтральная, звонкая, яркая, интересная, гулкая, гудящая, и т.п.

Очень важно, чтобы время реверберации зала как можно меньше зависело от наполненности его слушателями. В пустых залах время реверберации больше, чем в заполненных в 1,5...2 раза и более, что затрудняет проведение репетиций. Мягкие кресла для слушателей, в какой-то степени решают эту проблему.

Что касается частотной характеристики времени реверберации, то в хороших с акустической точки зрения залах она имеет почти прямолинейный характер с небольшим провалом в области частот 300...400 Гц и небольшими подъемами в сторону низких частот, а также на частотах около 3 кГц.

Для оценки времени реверберации помещения используют цифровые анализаторы на базе микропроцессоров (например, анализатор 4418 фирмы «Брюль и Кьер»). С его помощью время реверберации измеряется в автоматическом режиме с выдачей результатов измерения в цифровом виде.



Важной характеристикой зала является время задержки прихода первого и последующих отражений, которое напрямую связано с размерами помещения и не должно превышать 20...30 мс, что гарантирует слитное звучание. Если это время превышает 50 мс, возникает эффект «порхающего эха».

Очевидно, что любой концертный зал вносит определенную частотную коррекцию (линейные искажения) первичного звукового поля инструментов. Поэтому современные звукорежиссеры имеют в своем арсенале специальные спектроанализаторы, в состав которых входит генератор белого (или розового) шума, измерительный микрофон с усилителем и собственно спектроанализатор.

С помощью эквалайзера производят корректировку АЧХ всего тракта. Для получения звуковых эффектов, а также увеличения времени реверберации данного помещения до оптимального, звукорежиссеры вокально-инструментальных ансамблей часто используют ревербераторы (как правило, магнитные, реже пружинные). Простейший магнитный ревербератор представляет собой магнитофон со склеенной в кольцо лентой и несколькими воспроизводящими головками. Регулируя скорость ленты, а также количество используемых головок можно в широких пределах изменять время реверберации. Форма выходного сигнала носит дискретный характер. Для уменьшения заметности этого недостатка сигнал с выходной шины вновь подмешивается на входе усилителя записи (УЗ).

Пружинные ревербераторы более восприимчивы к механическим воздействиям и придают звучанию металлический оттенок. Кроме того, они не допускают оперативную регулировку времени реверберации.

Листовые ревербераторы громоздки (размер более 1х2 м), имеют ограниченный частотный диапазон и большую неравномерность задержки сигнала от частоты.

Все большее распространение получают цифровые ревербераторы, как обладающие наибольшими технологическими возможностями. В настоящее время они широко внедряются не только в профессиональной аппаратуре, но и в бытовых музыкальных центрах для получения различных эффектов.

Увеличение времени реверберации несколько больше оптимального делает погрешности в игре начинающих музыкантов менее заметными.

## **Амбиофонические системы**

Помимо ревербераторов в залах многоцелевого назначения широко используют амбиофонические системы, предназначенные для заданного увеличения времени реверберации зрительного зала. В отличие от обычного ревербератора в амбиофонической системе (от англ. слова *ambio* — окружать) сигнал реверберации смешивается с основным

сигналом не в электрической цепи усиления, а непосредственно в зале, т.е. акустически с помощью дополнительных громкоговорителей, размещенных по периметру зала, что позволяет максимально приблизить искусственную реверберацию к естественной. Зал, предназначенный для оборудования амбиофонической системой, проектируется с минимальным временем реверберации. Оптимальное время реверберации в больших залах для речевого сигнала составляет 0,5...0,7 с, в то время как для музыкальных (в зависимости от жанра) — 1,3...2,1 с.

## **Конструктивные особенности концертных залов и студий звукозаписи**

Концертные залы проектируют для одновременного удовлетворения музыкальной потребности большого количества слушателей. Основная задача состоит в том, чтобы придать залу свойство накопления и равномерного распределения акустической энергии по пространству, занимаемому слушателями. При проектировании залов с естественной акустикой, т.е. залов, в которых не будет применяться звукоусилительная аппаратура, придерживаются следующих положений:

1. Зал должен быть хорошо звукоизолирован. Иногда для этой цели делают двойные стены, т.е. с воздушной прослойкой.
2. Длина зала не должна превышать 40...50 м. В длинных залах трудно обеспечить пространственную однородность диффузной компоненты.
3. Отношение длины зала к ширине и ширины к высоте должно быть больше 1, но не более 2. В коротких (широких) залах для сидящих у стен возникают чрезмерные задержки боковых отражений при относительно невысоком уровне прямого звука. При чрезмерной высоте зала партер лишается ранних отражений, что обедняет звук, возникает ощущение затычек в ушах. Даже в самых больших залах ( $V > 10000 \text{ м}^3$ ) высота не должна превышать 14 м. Низкий потолок также убивает звук.
4. Объем зала и оптимальное количество слушателей связаны соотношением:

$$N = \frac{V}{4...8}, \quad (1.7)$$

где  $N$  — количество слушателей,

$V$  — общий объем концертного зала,  $\text{м}^3$ .

В залах, где объем, приходящийся на одного слушателя, превышает  $8 \text{ м}^3$  трудно достичь хорошего звучания.

5. В зале должны отсутствовать большие гладкие параллельные поверхности, между которыми может порождаться эффект «порхающего эха».

6. Потолок и стены должны иметь такую конфигурацию, чтобы равномерно распределять отраженную энергию и исключить зоны пиков и провалов.
7. Для более равномерного распределения энергии на высоте 6...8 м над оркестром монтируют звукорассеивающие конструкции.
8. Амфитеатр и балкон должны быть наклонными (так, чтобы удаленная часть зала и балкона были приподняты) для обеспечения лучшего обзора происходящего на сцене и более равномерного распределения акустической энергии.

Студии средних и малых размеров чаще всего имеют форму параллелепипеда, стороны которого — длина  $l$ , ширина  $b$  и высота  $h$  — находятся в соотношении так называемого «золотого сечения»:

$$\frac{l}{b} = \frac{b}{h}, \text{ при } l = b + h.$$

Откуда, учитывая, что объем зала  $V = l \cdot b \cdot h$ , получим:

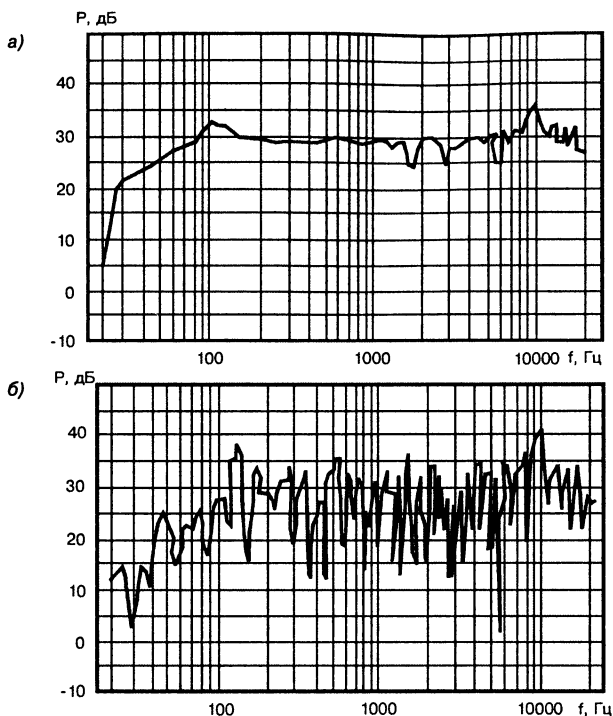
$$h = 0,62 \sqrt[3]{V}; \quad b = \sqrt[3]{V}; \quad l = 1,62 \sqrt[3]{V}.$$

### Требования к жилым помещениям прослушивания

Всякое помещение представляет собой достаточно сложную акустическую систему, обладающую рядом собственных резонансных частот. Звуковая энергия, приходящая к слушателю от источника сигнала составляет 15...29%, а остальные 80% — отраженная от поверхностей помещения. Стоячие волны в помещении сильно нарушают равномерность звукового поля, т.к. появляются места с максимальным и минимальным звуковым давлением (пучности и узлы). Для наглядности, на рис. 1.5 показаны АЧХ акустической системы, измеренные в акустической камере и в жилом помещении.

Экспериментально установлено, что помещение прослушивания должно быть не менее 42 м<sup>3</sup> и хорошо заглушено: ковер на полу, на стене (причем, желательно на расстоянии 2...5 см от стены); плотные шторы, мягкая мебель. Важно не переусердствовать, иначе музыка становится «ватной», безжизненной, лишенной сочности и полноты. Для более сочного звучания помещение должно быть не столько заглушено, сколько содержать рассеивающие элементы. Наименее пригодны помещения кубической формы, т.к. в них интенсивность стоячих волн максимальна, поскольку они образуются на совпадающих частотах вследствие одинакового расстояния между противоположными стенами. Оптимальное время реверберации зависит от размеров помещения и для наиболее распространенных помещений 40...60 м<sup>3</sup> составляет 0,4...0,6 с. Причем меньшее значение соответствует меньшему помещению.

Для измерения времени реверберации в любительских условиях можно воспользоваться октавными или 1/3-октавными полосовыми



**Рис. 1.5.** АЧХ акустической системы, измеренные в акустической камере (а) и в жилом помещении (б)

фильтрами в диапазоне частот 125...4000 Гц, включенными в тракте усиления сигнала с измерительного микрофона. Уровень испытательного сигнала, излучаемого ненаправленным громкоговорителем, должен превышать уровень шума в помещении не менее, чем на 40 дБ. Усиленный с микрофона сигнал принимают за 0 дБ. При выключении громкоговорителя измеряют время спада  $\tau$  выходного сигнала на 30 дБ (в 31,6 раза). Время реверберации равно:

$$T_p = 2\tau. \quad (1.8)$$

Для измерения времени спада можно воспользоваться пороговым компаратором (с порогом  $-30$  дБ) и осциллографом в ждущем режиме с синхронизацией от выключателя громкоговорителя.

Настройка системы — кропотливый труд, требующий определенного опыта и хорошего слуха. Поэтому правильно выставленный звук можно встретить далеко не у каждого обладателя Hi-End аппаратуры. Для облегчения данной задачи фирма Perpetual Technologies разработала цифровое устройство (микрокомпьютер), включаемое между

CD-транспортом и процессором. Устройство позволяет производить статическую коррекцию амплитудно-частотных и фазо-частотных характеристик АС в помещении прослушивания. На УМЗЧ подают сигнал от генератора белого шума, а в точке прослушивания устанавливают прецизионный микрофон. Данные измерений записываются в виде файла, который передают на интернетовский сайт фирмы, который, после обработки супермощным компьютером, отсылается обратно в виде программы динамической коррекции искажений, вносимых конкретным помещением.

Многие современные усилители оснащены автономным сервисным устройством адаптации системы «усилитель—АС» под конкретное помещение прослушивания.

Несколько слов о размещении АС. Необходимо иметь в виду, что при расположении АС у стены излучение на низких частотах увеличивается на 6 дБ, а вблизи угла — на 9 дБ по сравнению с АС, расположенной вдали от стен.

**Правило первое:** АС необходимо располагать симметрично у меньшей стены. Рекомендуемое расстояние АС от стен и мебели — не менее метра. Расстояние между АС должно быть от 1,8 до 3 м (более 3,5 м не рекомендуется).

**Второе правило:** не располагать АС слишком высоко, т.к. из-за отражения звука от пола может возникнуть дополнительная неравномерность АЧХ в результате взаимодействия прямых и отраженных звуковых волн. Например, при расположении АС на высоте 1,5 м и прослушивании с расстояния в 4 м отраженная от пола звуковая волна проходит путь в 5 м. Из-за разницы в 1 м звуковые волны частотой 170 Гц взаимно компенсируют друг друга. Обычно средне- и высокочастотные головки устанавливают на уровне или чуть ниже головы сидящего слушателя (с учетом подъема КИЗ).

Один из способов устранения пиков и провалов на низших частотах — использование двух-трех сабвуферов с частотами среза 40...50 Гц и размещенных в разных точках помещения для получения однородного звукового поля. Задача таких сабвуферов — поддерживать самые низкие частоты, а не соперничать со встроенными НЧ-головками. В случае использования двух сабов их располагают в комнате асимметрично, чтобы уменьшить резонансы.

## 1.5. Электроакустические системы

**Электроакустические системы** — совокупность устройств, необходимых для передачи и воспроизведения звуковых сигналов в естественной форме из первичного помещения (концертный зал, аппаратно-студийный комплекс и т.д.) во вторичное (жилая комната, кинозал и

т.д.). Основное требование, предъявляемое к системам, — наиболее полная передача всего комплекса ощущений, свойственных естественному слушанию: пространственные впечатления, прозрачность и раздельность звучания, естественность звучания тембров музыкальных инструментов и голосов, музыкального баланса (равновесия) и т.п.

Современная бытовая аудиоаппаратура представляет собой комплекс, состоящий из ряда автономных устройств: источников сигнала (магнитофоны, различные проигрыватели, микрофоны), аппаратуры усиления и коррекции характеристик, акустических систем и т.п., каждое из которых характеризуется определенными показателями качества.

В зависимости от заметности искажений, а также технико-экономических показателей, вся бытовая аппаратура разбивается на три группы сложности (классы качества): нулевая (высшая), первая и вторая.

При экспертизе аудиоаппаратуры нулевой группы сложности искажения замечают только 20...25% высококвалифицированных экспертов (звукорежиссеры и музыканты) и только около 10% рядовых слушателей. При прослушивании аппаратуры нулевой и первой группы сложности различие в качестве звучания замечают около 50% экспертов и до 20...25% рядовых слушателей. Недостатки аудиотракта второй группы сложности уверенно замечают все высококвалифицированные эксперты и около 50% рядовых слушателей.

Характерной особенностью аппаратуры низкого класса является то, что на ней одинаково звучит и хорошая запись и плохая. Чем выше класс аппаратуры, тем отчетливее видны все недостатки записи.

## **1.6. Стереофоническая запись**

Существует три способа стереофонической записи.

### **Система А-В**

**Способ А-В** — запись с помощью ненаправленных микрофонов небольших размеров, расположенных в ушных проходах так называемой «искусственной головы» (Kunstkopf). Эту систему еще называют бифонической, бинауральной или системой «искусственной головы». Такой способ записи хорошо имитирует условия приема звука двумя ушами и способствует наиболее достоверной локализации кажущихся источников звука в месте прослушивания, более точному восстановлению пространственной структуры первичного реверберационного процесса. При стереовоспроизведении, благодаря особенностям бинаурального слуха, частично восстанавливается пространственность прихода отзвуков, свойственная первичному помещению, и вследствие пространственной демаскировки улучшаются условия для их восприятия.



## Недостатки бифонической системы.

1. Бифоническая запись идеальна для воспроизведения через головные телефоны: КИЗ формируются не внутри головы (как это имеет место при обычной стереофонии), а оказываются вынесенными за ее пределы в место расположения реальных источников звука. Хорошие результаты дает при прослушивании с помощью переносной аппаратуры.
2. Система неэффективна для условий коллективного прослушивания, сильно ухудшается чувствительность на высоких частотах при изменении направления на источник звука. Для воспроизведения через громкоговорители сигналы должны быть обработаны бифоническим процессором. Структурная схема одного из вариантов такого процессора показана на рис. 1.6 [4].

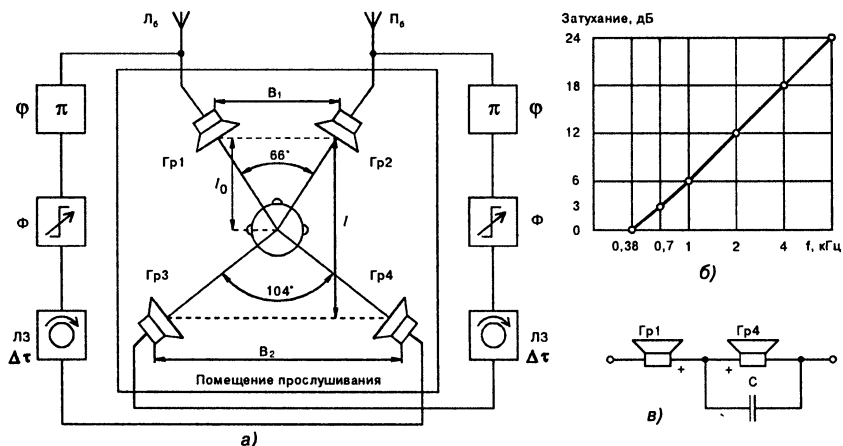


Рис. 1.6. Структурная схема бифонического процессора

3. Наличие реверберации, как в первичном, так и во вторичном помещении, затрудняет работу механизма дешифрации «фронт—тыл» и часто приводит к локализации «зеркальных КИЗ», особенно, если время реверберации в помещении прослушивания превышает 0,3 с. Таким образом, бифонические записи необходимо прослушивать в хорошо заглушенном помещении.
4. Звучание бифонической системы звукопередачи (благодаря минимальной обработке сигнала при записи) уверенно предпочитается обычному стереофоническому, однако правильная пеленгация пространственной информации оказывается возможной практически только в одной точке.
5. Не позволяет получить качественный моносигнал. Применение тыловых громкоговорителей по системе «трапеция», с

помощью которых осуществляется компенсация перекрестных сигналов громкоговорителей, обеспечивает правильную передачу направлений во всей азимутальной плоскости, при величине поперечного смещения слушателя до 1 м. Схема простейшей схемы подключения тыловых громкоговорителей показана на рис. 1.6.в. Конденсаторы выбирают из расчета образования фильтра НЧ (для тыловых громкоговорителей) с частотой среза около 0,7 кГц в соответствии с рис. 1.6.б.

### **Система X-Y**

Для записи по **системе X-Y** применяют систему из двух микрофонов с кардиоидными характеристиками направленности, конструктивно размещенных в одном корпусе на одной оси друг над другом, причем акустические оси микрофонов повернуты на 90° относительно друг друга. Так как микрофоны расположены практически в одной точке, они воспринимают звуковые сигналы с одинаковой фазой. Как и в системе A-B, выходные напряжения микрофонов подают на входы правого и левого каналов стереофонической системы.

### **Система M-S**

При записи по **системе M-S** также используют 2 микрофона — один с круговой диаграммой направленности (или в виде кардиоиды), а второй — с косинусоидальной (дипольная в виде восьмерки), минимум которой направлен на источник звука. С помощью специального дифференциального трансформатора (суммарно-разностный преобразователь) на одной из вторичных обмоток получают суммарный сигнал обоих микрофонов, а на другой — разностный. Сумму напряжений подают на вход одного канала, а их разность — на вход другого.

Все рассмотренные способы записи относят к мономикрофонным. Некоторые звукорежиссеры по сей день остаются сторонниками мономикрофонной записи даже больших исполнительских коллективов. При этом в большинстве случаев трудно добиться удовлетворительного музыкального баланса, который при этом в значительной степени зависит, как от акустики студии, так и от аранжировки конкретного музыкального произведения.

Чтобы иметь возможность активно влиять на уровни сигналов различных инструментов, в студии звукозаписи устанавливают несколько микрофонов. Во избежание «пиков» и «провалов» осуществляют акустическое разделение с помощью специального размещения исполнителей, использования односторонне направленных микрофонов, имеющих кардиоидную диаграмму направленности, а также отделение одной группы исполнителей со своими микрофонами от другой с помощью установки в студии щитов. Чтобы идеально чисто записать звуки каждого инстру-

мента в отдельности, все микропроявления их фактуры без снижающих детальность реверберационных наложений, фонограммы часто пишут в хорошо заглушенных и изолированных студиях. Современный звукорежиссерский пульт представляет собой совокупность следующих устройств: коммутаторы, регуляторы уровня (индивидуальные, групповые, общие), панорамно-кодирующие устройства для синтеза стереопанорамы, корректоры АЧХ, ревербераторы, линии задержки и др. Функции регуляторов направления и ширины панорамы в панорамно-кодирующем устройстве разделены. В зависимости от изменяемого параметра полезного сигнала различают обработку по спектру (частотная обработка), по уровням (динамическая обработка), шумоподавление и спецэффекты — с помощью шумоподавителей, ревербераторов, линий задержки и др. устройств. Звучание музыкальных инструментов и певцов согласует между собой по громкости (в соответствии с замыслом композитора и руководителя ансамбля) звукорежиссер. Такую технику записи называют полимикрофонной. К недостаткам этого способа можно отнести то, что местоположение КИЗ зависит не только от замысла звукорежиссера, но и от его опыта и мастерства.

Широкое внедрение эквалайзеров (особенно на гираторах), электронных и цифровых регуляторов громкости и тембра, электронных коммутаторов, различных шумоподавителей с внесением каждым устройством специфических искажений только увеличило тракт записи—воспроизведения и ухудшило достоверность, музыкальность и комфортность звучания. Чтобы сделать вывод о допустимости использования гираторных эквалайзеров в высококачественной звукозаписи, достаточно обработать им сигнал типа «меандр». Возникающий при этом «звон» красноречиво говорит сам за себя.

С целью дальнейшего повышения качества звучания в начале 70-х годов была разработана и внедрена псевдоквадрофоническая система CD-4 (патент фирм JVC/Victor), а также ряд матричных систем: SQ (патент фирм CBS/Sony), QS (патент фирмы Sunsi), Dynaco (патент фирм Dynaco/Gately), RM (Pioneer), QR (Kenwood), QM (Toshiba), UMX, UD-4 и другие. В 80-е годы была разработана и отечественная матричная система ABC. Однако из-за ряда недостатков (матричные системы очень чувствительны к фазовым искажениям тракта передачи сигнала) ни одна из этих систем так и не прижилась.

Аналоговая система многоканального звука Dolby Surround (начало 90-х) была разработана для повышения качества звука в киноиндустрии. При записи формируются 4 звуковых канала: левый фронтальный *LF*, центральный *C*, правый фронтальный *RF* и тыловой *S*. С помощью кодера они преобразуются в 2 сигнальных канала *L* и *R*.

Алгоритм кодирования при записи (на стороне передачи) следующий:

$$L = LF - 0,5 \cdot C - 0,5 \cdot S; \quad (1.9)$$

$$R = RF - 0,5 \cdot C + 0,5 \cdot S. \quad (1.10)$$

Алгоритм декодирования на стороне приема (при воспроизведении):

$$LF = L, RF = R, S = 0,7 \cdot (L - R). \quad (1.11)$$

На тыловые АС подают сигнал  $S$  в противофазе:

$$LS = S, RS = -S.$$

Все четыре АС располагают на одинаковом расстоянии от слушателя. Основной недостаток — в слабом разделении каналов — всего 3 дБ.

## Адаптивные стереофонические системы

Основная цель адаптации — повышение качества звучания (по сравнению с обычной стереофонией), расширение зоны стереофонического эффекта с высоким уровнем предпочтительности и, как следствие этого, — возможность успешного применения в помещениях как малого (жилая комната), так и большого объема (кино- и видеозалы). В пределе — повышение качества звуковоспроизведения до многоканальной (5...9 каналов) системы.

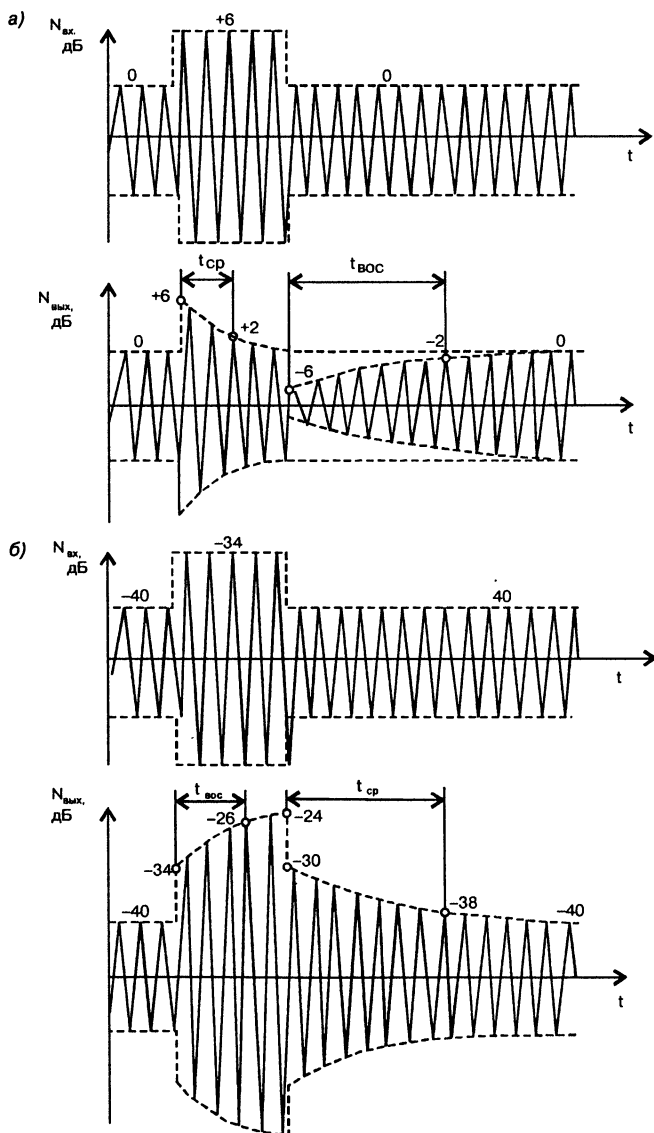
Суть адаптации заключается в оперативном изменении коэффициентов передачи каналов воспроизведения в зависимости от текущего состояния сигналов стереопары  $L$  и  $R$ . После декодирования сигналов каналов, сигналы обрабатываются схемой повышения заметности стереоэффекта путем увеличения коэффициента передачи в канале, уровень сигнала в котором превышает уровни в остальных каналах. С помощью специальных критериев оценки происходит разделение сигнала на группы, для каждой из которых в блоке управления формируется свой сигнал управления. В случае совместимости систем кодирования на стороне передачи (при записи) и на стороне приема (при воспроизведении) каждый первичный сигнал при воспроизведении формирует свой определенным образом расположенный в пространстве звуковой образ (КИЗ). Его место однозначно определяется вариантом расположения громкоговорителей.

Характерным представителем этого класса аппаратуры является усовершенствованный вариант системы Dolby Surround — система Dolby Pro Logic, которая имеет разделение каналов 20...25 дБ.

В декодере Dolby Pro Logic помимо обработки сигналов для подчеркивания стереоэффектов производится задержка сигналов тыловых АС на 20...50 мс. Так же как и в предыдущих версиях декодера, полоса частот тылового и центрального каналов ограничена частотой 7 кГц.

Следует отметить, что любая динамическая обработка сигнала увеличивает тракт звуковоспроизведения и вносит дополнительные искажения. Например, работа шумоподавителя «Маяк» заметна на слух даже если порог срабатывания отрегулирован на уровне -50...55 дБ. Расширение динамического диапазона с помощью динамических шумоподавителей часто приводит к характерной тембраль-

ной модуляции, заметной на слух. В итоге имеем нарушение заложенной изначально гармонии. В качестве примера на рис. 1.7 показаны переходные процессы в ограничителе сигнала (рис. 1.7.а) и в шумоподавителе (рис. 1.7.б).



**Рис. 1.7.** Переходные процессы в ограничителе сигнала (а) и в шумоподавителе (б)

Ни для кого не секрет, что любой тракт усиления и обработки сигнала вносит определенные искажения, проявляющиеся как в потере определенной информации (например, обертонов за счет сужения полосы частот до 18...20 кГц), так и во внесении разного рода искажений: линейных (АЧХ, фазовых, нарушение баланса, сужение динамического диапазона), нелинейных (высшие гармоники, субгармоники, интермодуляционные искажения оказывают существенное влияние на тембр звучания). Чем длиннее тракт усиления и обработки сигнала при записи, тем больше «соавторов» у музыки.

## 1.7. Признаки качества звучания

В основе эстетического восприятия музыки как звуковой картины лежит два противоположных по своей природе процесса: объединение составляющих сложного звучания (ощущений, признаков качества) в единое целое и разъединение его на компоненты (например, объемность, прозрачность, естественность и богатство тембров, гулкость, локализация КИЗ, их протяженность и т.д.). Замечено, что фонограммы с винила звучат более естественно, легко и глубоко. В то же время компакт-диск играет плотнее, плотнее и напряженнее. Основная причина, как выяснилось — искусственное сужение динамического диапазона при записи. Кроме того, спектр частот с винила достигает 25...28 кГц, в то время как с CD только 20 кГц, причем сигналы частотой 5 кГц и выше воспроизводятся с недостоверной амплитудой и фазой.

Важным достоинством стереосистем является ощущение объемности (звуковой перспективы в глубину и ширину), оказывающее на слушателя большое психологическое воздействие. Решающее значение при воспроизведении стереофонического эффекта играют механизмы образования КИЗ, их пространственной локализации и демаскировки.

Сразу оговоримся, что никогда в домашних условиях не удастся в полной мере воссоздать атмосферу концертного зала (даже если запись выполнена способом «искусственной головы»), которая к тому же существенно зависит как от самого зала, так и от места нахождения слушателя в нем — партер (наибольшая детализованность, вплоть до вдохов саксофониста и т.п.), амфитеатр (на формирование музыкального образа оказывают сильное влияние реверберационные компоненты) или балкон (звучание упрощается, становится менее выразительным из-за обеднения ВЧ-составляющими и дополнения посторонними шумами типа шепота, шуршания фантиками от конфет и т.п.). По аналогии с живописью это все равно, что рассматривать картину с близкого расстояния, когда видны все мельчайшие подробности изображения или издалека, когда мелкие детали сливаются.

**«Прозрачность» звучания** (подразумевается разрешающая способность аудиосистемы) — одна из высших оценок качества. Под «прозрачностью» звучания подразумевают ясность музыкальной фактуры (четкость мелодии, аккордов, сохранение естественного тембра), разборчивость текста у вокалистов и солистов хора. Важным фактором, определяющим качество звучания, является баланс — правильное соотношение громкости между разными музыкальными инструментами и их группами.

Всегда надо помнить, что мозг легко реставрирует звуковое изображение, пользуясь базой данных, накопленных при посещениях концертов (вокально-инструментальные ансамбли не в счет, т.к. работают через микрофоны и усилители, а то и под «фанеру»), позволяя достичь нужной меры совершенства эстетического переживания. Причем, предпочтительней ситуация, когда часть информации утрачена, нежели когда нечто привнесено трактом. Слуховая система легче адаптируется к потерям.

По мнению А. Лихницкого, музыкальное удовлетворение слушателей складывается из трех составляющих: достоверности, комфортности и музыкальности [5].

**ДОСТОВЕРНОСТЬ** звучания означает ощущение акустической атмосферы концертного зала, реальности вступления музыкальных инструментов и голосов певцов, их материализации в пространстве (звук четко сфокусирован и тембрально точен; кажется, что все инструменты просто физически «осязаемы» — звучат максимально натурально). Звук большой, масштабный, динамичный, яркий и очень детальный, воспроизводится без усилия. Высокие — чисты, звонки и прозрачны (без какой-либо вуали); средние — ярко выразительны, низкие — сдержанно могущественны и упруги. Это ощущение неограниченной глубины баса, а также тонкости и филигранности деталей верха. Это прекрасная передача нюансов (сложного по спектру сигнала при малой громкости). Звук рождается легко и не умирает в паузах. При этом прозрачность пауз не менее значима. При воспроизведении легкой оркестровой музыки звук саксофона воспроизводится настолько реалистично, что отчетливо слышно движение воздуха в саксофоне и дыхание исполнителя.

**КОМФОРТНОСТЬ** звучания означает, что при прослушивании музыки ничто вас не беспокоит и не раздражает, например шум, фон, треск, искажения, а также всякого рода несбалансированность (тональная, музыкальная или акустическая). Бубнение и гудение часто бывает следствием высокого выходного сопротивления усилителя.

**МУЗЫКАЛЬНОСТЬ** звучания означает, что сама музыка вовлекает слушателя в процесс прослушивания, вызывая наслаждение.

Для характеристики звучания применяется около двухсот описательных прилагательных, в большинстве своем существующих в виде полярных пар (табл. 1.2) [5].

Возможные причины тонального дисбаланса приведены в табл. 1.3.

Термины и ассоциативные определения характеристики звучания Таблица 1.2

Термины	Ассоциативные определения характеристики звучания	Вероятные причины
Тональный баланс	Нейтральное — окрашенное Светлое — темное Яркое (блестящее) — тусклое (блеклое) Жидкое — сочное Звонкое — глухое	Перераспределение спектра в сторону высоких (светлое, яркое, звонкое) или в стороны низких частот (темное, тусклое, глухое)
Тональная чистота, характер звукоизвлечения	Чистое — грязное Тонкое — толстое (жирное) Гладкое — шероховатое Спокойное — жужжащее Ясное — кашеобразное Мягкое — жесткое (колючее) Теплое — холодное Бархатное — шероховатое Влажное — сухое Естественное — неестественное Натуральное — ненатуральное Музыкальное — немзыкальное Живое — мертвое Богатое — бедное Легкое — тяжелое Свободное — зажатое Четкое — расплывчатое Детальное — смазанное Слитное, связанное — раздельное, раздробленное Утонченное — грубое Упругое (в басу) — дряблое Глубокое в басу — деревянное, тупое	Гармонические и интермодуляционные искажения, перераспределение фазовых соотношений составляющих спектра сигнала
Пространственное впечатление, стереофоническое разрешение	Объемное — плоское Звук большой, масштабный Воздушное Панорамное Пятнистое Собранное (сфокусированное) Стабильное — нестабильное	Зависит от когерентности стереосигналов, от характеристики направленности акустических систем

Характер звучания и вероятные причины тонального дисбаланса Таблица 1.3

Характер звучания	Вероятная причина
Гулкое	Подъем АЧХ на частоте: 50...80 Гц
Тучное	Подъем АЧХ на частоте: 100...150 Гц
Гулкое, бочкообразное	Подъем АЧХ на частоте: 150...300 Гц
Трубное, туннельное	Подъем АЧХ на частоте: 400...600 Гц
Крикливое	Подъем АЧХ на частоте: 700...1200 Гц
Жесткое, гнусавое	Подъем АЧХ на частоте: 1,3...2,5 кГц
Металлическое	Подъем АЧХ на частоте: 2,5...5 кГц
Острое, резкое	Подъем АЧХ на частоте: 5...10 кГц
Твердое, шипящее	Подъем АЧХ на частоте: 11...15 кГц
Распушенное	Подъем АЧХ на частоте: 15 кГц и выше
Яркое, звонкое, светлое	Перераспределение спектра в сторону высоких частот
Глухое, тусклое, темное	Завал ВЧ, перераспределение спектра в сторону низких частот



## 1.8. Оценка качества звучания

Основное назначение аудиоаппаратуры — как можно более достоверно и естественно воссоздать с помощью аудиосистемы не только живое звучание музыкальных инструментов и человеческого голоса, но и объемно-пространственной атмосферы, заложенной в носителе звукорежиссером (например, с помощью панорамно-кодирующего устройства). Аудиосистема представляет собой два или несколько громкоговорителей, расставленных определенным образом, и предназначена для создания виртуальных слуховых объектов (soundstage). Чем выше разрешающая способность тракта звуковоспроизведения, тем сконцентрированнее точечность источников звука, их целостность, и тем выше иллюзия их осязаемости. Хотя этот параметр и не поддается измерениям (в отличие от разрешающей способности объектива фотоаппарата), многие эксперты на нем заостряют внимание.

Слух имеет три взаимосвязанных одновременно действующих разрешающих способности:

- ♦ по интенсивности (громкости);
- ♦ по частоте (тональности);
- ♦ по времени прихода звука до ушей (синфазности).

Разрешающая способность тракта звуковоспроизведения в целом, и в первую очередь аудиосистемы, должна превосходить разрешающую способность слуха по каждому из трех перечисленных параметров. Для этого аудиосистема должна, в первую очередь, обладать хорошей микродинамикой — способностью правильно воспроизводить тихие звуки и нюансы звуковой картины, способностью четко разделять громкости нескольких звуковых сигналов в пределах разрешающей способности слуха.

Качество стереовоспроизведения настолько велико, что оно уверенно опознается и предпочитается подавляющим большинством слушателей — более 85%. При этом стереофоническое звучание с полосой частот 50...10000 Гц предпочитается монофоническому с полосой частот 30...15000 Гц. Предпочтительность стереовоспроизведения сохраняется даже при сокращении полосы частот до 100...6300 Гц. Стереофоническое звучание при коэффициенте гармоник до 20% предпочитается большинством слушателей монофоническому неискаженному звучанию.

### Методы тестирования

Тестирования делают в закрытых помещениях, где энергия звукового поля около ушей слушателя на 70% состоит из отраженных звуков и только на 30% — из энергии прямого звука. Таким образом, мы в основном слушаем поле реверберации. Известно, что помещение прослушивания в большей степени, чем другие звенья тракта, изменяют характер звучания. Только расстановка АС может изменить

АЧХ на низких частотах в пределах  $\pm 12$  дБ. Рекомендуемые требования к помещению прослушивания изложены в МЭК268-13.

Существует два метода тестирования качества аудиосистемы:

- **Субъективный:** с одной стороны, у микрофонов музыканты, с другой стороны, у громкоговорителей — слушатели.
- **Объективный:** с одной стороны — генераторы, с другой — измерители нелинейных искажений, спектроанализаторы, осциллографы и прочие приборы.

На оценку качества звучания влияют как объективные факторы (качество исходного звукового материала, наличие мешающих посторонних внешних воздействий, влияние организации и условий проведения экспертизы), так и субъективные (уровень подготовки и квалификации эксперта, его типохарактер, эмоциональный настрой; особенности музыкального вкуса, слуховой памяти, привычек эксперта и т.д.). Одни слушатели предпочитают звучания, богатые низкочастотными составляющими, другие — с явно выраженными ВЧ-составляющими. Рядовые слушатели на первый план ставят объемность звучания, пространственное разделение звуковых образов стереопанорамы. На них и рассчитаны адаптивные стереосистемы. Объемность более доступна для осознания, но вовсе не характеризует способность аппаратуры передавать музыку.

Квалифицированные эксперты (особенно музыканты) в первую очередь обращают внимание на правильность исполнения партии, на тембральные особенности звучания инструментов, на «прозрачность» звучания.

В соответствии с МЭК543 в качестве эталонного образца при тестировании необходимо использовать либо живое звучание, либо звучание эталонного аппарата, имеющего наивысшее (из имеющихся в распоряжении экспертов) качество звучания. Поскольку в силу вышеперечисленных причин тракт записи на носитель вносит ряд специфических искажений, то сегодня не имеет смысла сравнивать несравнимое (поскольку звучание живых инструментов не идет ни в какое сравнение с «консервированной» музыкой), а ограничиться абсолютной оценкой сравнения с эталонным образцом, пользуясь специально отобранными носителями. В качестве тестов, как правило, используют специально отобранные фрагменты разнообразных жанров: классической (симфонической и инструментальной), оперной музыки, джаза, поп-музыки с применением современных электронных инструментов, в отношении которых у слушателя заранее не сформированы эстетические эталоны звучания. Причем, громкоговорители желательно тестировать совместно с УМЗЧ, с которыми они будут эксплуатироваться, и наоборот. При тестировании следует руководствоваться следующими положениями:

1. Тестирование должно быть «слепым». Это значит, что акустические системы должны находиться за тонким «прозрачным» для звука и не прозрачным для глаза занавесом.

2. Следует помнить, что расстояние между громкоговорителями, а также их расстояние от пола, от задней и боковых стен комнаты влияют на характер воспроизведения НЧ-составляющих.
3. Время реверберации в помещении тестирования, начиная с частоты 200 Гц и выше, должно составлять около 0,5 с.
4. Место слушателя выбирают в точке, в которой угол между направлениями на громкоговорители составляет около 60°.
5. Перед тестированием аудиокомпоненты должны прогреваться на музыкальном сигнале не менее одного часа.
6. Оценку качества звучания проводят при громкости, соответствующей уровню звукового давления 86 дБ. Требуемый уровень звукового давления устанавливают по пиковым показаниям индикатора шумомера (взвешенная кривая А в режиме «медленно»). Микрофоны шумомера устанавливают в центре зоны прослушивания (в месте нахождения слушателя).
7. При сравнении УМЗЧ с выходом по напряжению (подавляющее большинство транзисторных усилителей) и ламповых усилителей, у которых чаще всего промежуточный режим между выходом по напряжению и выходом по току, следует с помощью высококачественного эквалайзера и измерительного микрофона привести АЧХ лампового усилителя в точку прослушивания к АЧХ транзисторного УМЗЧ.
9. Уровни громкости аудиосистем (эталонной и тестируемой) не должны отличаться более, чем на 0,3...0,5 дБ.
10. Длительность прослушивания музыкальных фрагментов должна быть не менее 1 минуты.
11. Рекомендуется четырехкратное прослушивание одного и того же фрагмента (по два раза каждой аудиосистемы). Причем, очередность воспроизведения должна определяться жребием, а длины пауз должны быть строго одинаковыми.

В качестве эстетических эталонов обычно принимают звучание регистров рояля, джазовых тарелок, литавр, ксилофона, виолончели, гитары, контрабаса, скрипки, духовых инструментов и др., а также звучание хора и певческих голосов. Щетки — хороший тест для проверки микродинамики и разрешения.

Основные причины тональных отличий в звучании громкоговорителей по отношению к эталону:

- ♦ особенности неравномерности АЧХ, т.е. наличие пиков и провалов шириной менее 1/8 октавы (их глубина, количество и распределение в полосе пропускания), которые не учитываются, но могут вырезать ряд гармоник или «вносить» их;
- ♦ особенности разделительных фильтров (количество частот раздела, порядок и тип фильтров, расположение частот раздела в

полосе) могут сказываться на локализации КИЗ, а значит и создавать различные пространственные впечатления;

- ♦ особенности переходных искажений, которые на стационарном синусоидальном сигнале не проявляются (послезвучание, его длительность и спектр);
- ♦ особенности фазочастотных характеристик (зависит как от примененных головок громкоговорителей, так и от разделительных фильтров);
- ♦ наличие фазоинвертора, правильность его расчета и настройки, его форма и расположение.

Основные причины тональных отличий в звучании УМЗЧ:

- ♦ особенности реакции УМЗЧ на реактивность громкоговорителя;
- ♦ выходное сопротивление усилителя, характер его изменения по частоте;
- ♦ уровень и спектр гармоник усилителя, характер их изменения от уровня сигнала и его частоты;
- ♦ уровень интермодуляционных искажений.

Линейность АЧХ можно оценить с помощью сигнала «розовый» шум. При плоской АЧХ шум будет нейтральным, и напротив, окрашенным, в случае угадывания в шуме тонов определенной частоты.

Основные причины различий пространственных впечатлений:

- ♦ четкость локализации КИЗ, их протяженность (зависит от разделения каналов проигрывателя, магнитофона, УМЗЧ, от диаграммы направленности громкоговорителей, особенно в горизонтальной плоскости);
- ♦ значительные фазочастотные искажения громкоговорителей;
- ♦ протяженность зоны стереоэффекта (зависит от особенностей проникания канала в канал и ряда др. факторов).

В [5] предлагается 4-уровневый метод тестирования, где первый уровень — звуковая точность (тональный баланс, тональная чистота, пространственное впечатление, стереофоническое разрешение, ясность, разборчивость, разделение голосов, детальность, характер звукоизвлечения, передача интонации, разделенность, связанность звуков, динамические контрасты, динамические оттенки); второй — передача тембров (ненатуральность, индивидуальность, красота); третий — передача эмоционального содержания (энергичность, полнота передачи эмоций, точность передачи эмоций) и четвертый уровень — эстетическая организованность эмоционального содержания (целесообразность всех элементов звучания, связанность во времени всех элементов звучания).

Первые два уровня ничем не отличаются от обычной экспертизы. Что касается уровней тестирования передачи эмоционального содержания, то это больше экспертиза не аудиоаппаратуры, а фонограмм. Нелепо ожидать передачи эмоций от исполнения музыкального про-

изведения даже на всемирно известном инструменте, если на нем играет плохой музыкант. Если аппаратура звучит достаточно живо, то она автоматически передаст и эмоциональное содержание, заложенное в фонограмме.

## **1.9. Параметры аудиоаппаратуры, определяющие качество звучания**

К важнейшим характеристикам тракта звуковоспроизведения (от микрофона в студии до громкоговорителей в месте прослушивания), определяющим качество восприятия, относят:

- ♦ переходное затухание между каналами, характеризующее их разделение,
- ♦ полоса эффективно воспроизводимых частот,
- ♦ неравномерность АЧХ,
- ♦ разбаланс амплитудных и фазовых характеристик каналов,
- ♦ отношение сигнал/шум (сигнал/помеха).

### **Переходное затухание**

Переходное затухание на частотах ниже 150 Гц не играет роли, т.к. эта область частот не влияет на локализацию кажущихся источников звука (КИЗ). На частотах 300...8000 Гц разделение должно быть не менее 30 дБ. На частотах ниже 300 Гц и выше 8 кГц допускается плавное уменьшение переходного затухания со скоростью 6 дБ/окт.

### **Полоса эффективно воспроизводимых частот**

Музыкальный сигнал является нестационарным, т.е. представляет собой непрерывный переходной процесс с широким спектром частот. Если записывающая и воспроизводящая электронная аппаратура обладает достаточной широкополосностью (не менее 60 кГц) и малыми нелинейными искажениями, которые устанавливаются на очень коротких временных интервалах (менее 10 мкс), то музыка звучит прозрачно и детализовано. Применительно к усилителю мощности это означает, что он должен иметь ничтожно малые искажения на стационарном сигнале во всем диапазоне частот и хорошо передавать импульсный сигнал типа «меандр» — без изменения скважности, без выбросов и «подзвонки». К примеру, широко используемый усилитель в микросхемном исполнении К174УН7 при удачной разводке имеет нелинейные искажения менее 0,05%, в то же время при усилении сигнала типа «меандр» скважность с 2 изменяется почти до трех! Причем на любом уровне входного сигнала.

Ограниченный частотный диапазон сверху современных систем . записи (20 кГц для CD, а для бытовых магнитофонов и того меньше) приводит к тому, что высшие гармоники многих инструментов, а также обертоны человеческого голоса, достигающие 50...60 кГц, безвозвратно теряются при записи. Хотя эти гармоники человек и не слышит, но создаваемые ими ощущения учитываются нашим мозгом, и их отсутствие воспринимается как некая форма искажений, что снижает время комфортного прослушивания.

### **Разбаланс амплитудных и фазовых характеристик каналов**

Разбаланс амплитудных и фазовых характеристик каналов оказывает существенное влияние на точность формирования КИЗ и на стереопанораму в целом. Коррекцию АЧХ в месте прослушивания необходимо сначала попытаться сделать с помощью оптимального размещения АС (по высоте, удалением от стен, углов, направлением на слушателя с помощью наклона и т.д.). Вполне допустимо слегка подправить АЧХ громкоговорителей с помощью хорошего эквалайзера. При снятии АЧХ с расстояния около 1 м от АС в микрофоне преобладает прямой звук и можно считать, что мы снимаем АЧХ громкоговорителя. Если микрофон установлен в месте расположения слушателя, можно выявить нежелательные провалы или выпячивания звука, связанные с акустикой помещения.

Что касается ФЧХ, то она в значительной степени зависит от качества примененных головок громкоговорителей, от кроссовера, а также от правильности фазировки громкоговорителей. Иногда фазировку головок приходится подбирать по максимально плоской АЧХ и по наилучшему звучанию на слух.

### **Динамический диапазон**

Отношение сигнал/шум определяет динамический диапазон. Полный динамический диапазон музыки, достигающий 60...80 дБ, пропустить через тракт звуковоспроизведения сложно. Например, по каналам звукового вещания можно передавать сигналы с динамическим диапазоном немногим более 40 дБ. Поэтому в звукозаписи прибегают к искусственному сжатию и ограничению динамического диапазона. Хотя вносимые таким образом искажения чаще всего носят линейный характер, они приводят к перераспределению энергии между спектральными составляющими, в результате чего звук становится «плоским» и неприятным. Этим недостатком страдают многие записи на грампластинках и, особенно, на компакт-дисках.

На динамический диапазон большое влияние оказывают помехи: фон сети частотой 50 Гц, фон частотой 100 Гц из-за недостаточно

отфильтрованного напряжения источника питания или неудачной трассировки печатных плат, разного рода шумы. Шумы и помехи сокращают динамический диапазон звукового тракта.

Для борьбы с шумами магнитной ленты разработано и используется большое количество различных шумоподавителей: пороговых, динамических (DNL, «Маяк» и т.п.), компандерных (Dolby, dbx, ANRS и др.). Следует отметить, что шумоподавители типа dbx к настоящему времени из бытовых магнитофонов практически исчезли. Одна из причин — запись, сделанная с Dolby-B при небольшом завале в области ВЧ слышно звучит и на магнитофонах без шумоподавителя, а вот запись, компрессированная системой dbx, без декодирования звучит ужасно.

Борьба с фоном и наводками достигается правильным выбором конструкции и расчетом силового трансформатора, его экранированием; экранированием чувствительных цепей, узлов, правильным выбором точек заземления, разделением слаботочных и сильноточных земель и т.п.

Кроме самого тракта на динамический диапазон большое влияние оказывает уровень шума и помех в помещении прослушивания, который достигает 40...50 дБ, в то время как музыку мы слушаем с максимальным уровнем громкости порядка 80...90 дБ. Акустические шумы и др. помехи маскируют обертоны, если уровень последних меньше уровня шумов и помех. В результате маскировки часть обертонов не будет восприниматься слухом, и тембр звучания будет обедненным.

Шум в студии складывается из следующих основных составляющих: шум, проникающий из смежных помещений, с улицы; шум от систем кондиционирования и вентиляции; шумы технического оборудования. Для изоляции от внешних шумов стены делают двойными, с воздушной прослойкой.

Рассмотрим некоторые особенности носителей записи.

В грамзаписи максимальный уровень сигнала определяется глубиной канавки, с которой нет проблем, особенно после внедрения технологии DMM фирмы «Тельдек», предусматривающей прямую запись на металлический диск, с которого производится тиражирование грампластинок без промежуточных матриц. Следует отметить, что на пластинках отечественного производства отмечалась недостаточная глубина сигналов в области низших частот.

В магнитной записи основное препятствие для расширения динамического диапазона представляет сам носитель. При этом возникающие при перегрузке так называемые «мягкие» искажения менее заметны на слух, чем те, что возникают при перегрузке транзисторного усилителя или цифрового тракта.

В цифровой обработке музыки сигнал, превысивший цифровой максимум, просто обрезается. Поскольку реальный музыкальный сигнал содержит пики на 6...9 дБ превышающие среднюю амплитуду,

мастеринг-инженеру приходится выбирать одно из двух зол: либо что-то делать с пиками, изменив реальную динамику программы; либо оставить пики, и тогда средняя громкость сигнала окажется на уровне  $-17...23$  дБ и даже ниже! В этом случае запись проигрывает в цифровом разрешении сигналов среднего уровня. При уровне же сигнала ниже  $-50$  дБ искажения CD превышают 1%, т.е. превышают допустимый порог, и далее стремятся к 40%, т.к. возрастает относительный размер ступеньки. Уменьшить эти искажения можно путем интерполяции — введения дополнительных отсчетов.

Существуют следующие меры борьбы с перегрузкой цифрового тракта:

- ♦ аналоговый динамический ограничитель перед АЦП;
- ♦ нелинейный ограничитель (soft clipping) уровня перед АЦП;
- ♦ программно реализуемая динамическая обработка (Samplitude Master) после ЦАПа, с помощью которой восстанавливается форма ограниченного сигнала, т.е. уменьшается спектр высших гармоник.

Чтобы избавиться от ВЧ-мусора на выходе ЦАП используют ФНЧ. Поскольку реальные фильтры вносят недопустимо большие фазовые искажения инженеры еще на заре эпохи CD придумали хитроумное решение — увеличить частоту дискретизации цифрового сигнала в 8, 16, 32, 64 и более раз, т.е. произвести ее передискретизацию с помощью цифровых фильтров-интерполяторов, управляемых быстродействующими процессорами по специально разработанным программам, позволяющим максимально восстанавливать изначальную форму звукового сигнала. Сочетание многозвенного интерполятора и цифрового ФНЧ называют фильтром передискретизации.

В проигрывателях первых поколений с шумами квантования боролись подмешиванием белого шума (диттера), который достаточно эффективно их маскировал. В новейших моделях все чаще применяют интерполяцию сигналов малого уровня, позволяющее искусственно повысить разрядность сигнала до 18...20 бит, что уменьшает шумы квантования и позволяет отказаться от подмешивания белого шума. Качество звучания во многом определяется степенью линейности звукового тракта и акустическими свойствами помещения прослушивания.

## **Виды искажений**

Различают следующие виды искажений:

- ♦ частотные (амплитудно-частотные),
- ♦ фазовые,
- ♦ нелинейные,
- ♦ интермодуляционные (комбинационные),
- ♦ динамические.



Частотные искажения возникают из-за совокупности различия коэффициентов передачи отдельных элементов тракта на разных частотах, вследствие чего нарушается соотношение амплитуд отдельных составляющих, а соответственно, и тембр звучания. Ограничение частот снизу делает звучание резким, ограничение сверху — приглушенным. Обычно частотные искажения начинают замечать, когда изменение амплитуд в частотном спектре звука превышает 30...40% (около 3 дБ). Наибольшая чувствительность слуха к отклонению АЧХ находится в области частот 800...5000 Гц. АЧХ реальных головок, а в результате и громкоговорителей в целом, сильно изрезана пиками и особенно провалами. В результате в воспроизводимом сигнале часть обертонов «вырезается», а пики воспринимаются как внесенные гармоники (обертоны). При снятии АЧХ пики и провалы в частотной характеристике уже  $1/8$  октавы принято не учитывать. Это одно из объяснений того, что при «одинаковых» АЧХ громкоговорители имеют различие в тембре звучания.

Частотные искажения всего тракта аппаратуры высококачественного звуковоспроизведения в области средних частот не должны превышать 1...2 дБ.

Большие фазовые искажения вносят головки громкоговорителей. Фазовые искажения связаны с частотными. Дополнительные искажения вносят элементы коррекции АЧХ и разделительные фильтры акустических систем (кроссоверы). И первый, и второй вид искажений носит линейный характер.

Из-за нелинейной зависимости между напряжением и током, током и намагниченностью и т.п. (радиолампы, транзисторы, диоды, трансформаторы, индуктивности и т.п.), а также несовершенства конструкций головок громкоговорителей даже в одном звуковом тоне возникает целая группа гармоник, частоты которых кратны частоте основного тона. Величину нелинейных искажений измеряют в процентах. Коэффициент нелинейных искажений показывает, какую долю по напряжению составляют вновь появившиеся гармоники. Наибольший вклад нелинейных искажений вносят громкоговорители (до 5...7% при номинальной мощности [6]). Причем, если в области средних и высших частот искажения вносят сами головки, то в области низших частот (до 300...400 Гц) вносимые искажения во многом зависят от акустического оформления. На слух нелинейные искажения не заметны, если их величина не превышает 3...5% (сильно зависит от спектра гармоник). Поэтому полезно иметь громкоговорители с западом по мощности.

Более сложная картина наблюдается при воспроизведении двух сигналов. К совокупности нелинейных искажений отдельных сигналов добавляются так называемые интермодуляционные или комбинационные искажения, представляющие собой сигналы с частотами равными сумме и разности частот основных сигналов. Чувствительность слуха к

интермодуляционным искажениям очень высока. Наибольшие интермодуляционные искажения (до 25%) возникают в самих головках громкоговорителей, работающих от УМЗЧ с выходом по напряжению. При работе от УМЗЧ с выходом по току коэффициент интермодуляционных искажений примерно на порядок меньше [7].

Динамические искажения возникают в УМЗЧ и проявляются в выбросах выходного напряжения (или тока) на фронтах сигнала. Звучание утрачивает естественность, становится жестким.

## **1.10. Пути повышения качества звуковоспроизведения**

На протяжении всего развития техники звукозаписи и звуковоспроизведения все усилия разработчиков аппаратуры были направлены на повышение качества звуковоспроизведения. Идет непрерывный процесс совершенствования как технологии записи (например, внедрение технологии DMM фирмы «Тельдек» для изготовления виниловых пластинок), так и всех элементов и узлов аудиотракта, начиная от микрофона и кончая громкоговорителем. Сюда же можно отнести разработку и стандартизацию оптимальных характеристик предыскажений записи и воспроизведения; выбор оптимальных режимов записи: уровня записи, скорости движения носителя, тока подмагничивания, способа подмагничивания (обычное, динамическое адаптивное, динамическое безынерционное и др.); разработку всевозможных шумоподавителей: пороговых, динамических, компандерных, подавителей импульсных помех для проигрывателей грампластинок. Это и всевозможная обработка сигналов при записи звукорежиссерами и при воспроизведении с помощью встроенных в аппаратуру устройств.

В зависимости от изменяемого параметра полезного сигнала различают обработку по спектру (частотная обработка), по уровням (динамическая обработка), шумоподавление и спецэффекты.

Частотную обработку производят с помощью корректоров (многоканальных эквалайзеров и т.п.), динамическую — с помощью ручных и автоматических регуляторов уровня, спецэффекты — с помощью ревербераторов, линий задержки, гармонайзеров и других устройств, шумы снижают шумоподавителями.

### **Недостатки CD-проигрывателей и способы их устранения**

Когда эйфория по поводу CD прошла, ведущие фирмы, каждая по-своему, взялись за устранение основных недостатков проигрывателей (ограниченный диапазон частот сверху, повышенные искажения малого сигнала, низкий реальный динамический диапазон).

- Alpha (Denon)** — процессор, который математически восстанавливает младшие разряды и увеличивает общую разрядность ЦАП до 20.
- ANMS (Advanced Noise Shapping) (Denon)** — ЦАП с 8х передискретизацией. Недостаток: в результате наложения эффекта может приводить к различным аномалиям, вплоть до щелчков и искажений.
- Bitstream (Marantz, Sherwood)** — цифровой фильтр с 96х передискретизацией.
- Burr-Brown (NAD)** — 20-битовый сигма-дельта ЦАП для обеспечения линейности малого сигнала.
- D.R.I.V.E. (Dynamic Resolution Intensive Vector Enhancement) (Kenwood)** — метод восстановления сигнала, обеспечивающий искусственное повышение разрядности, эквивалентное 20 битам, улучшает качество при низких уровнях сигнала (8х).
- HDCC (High Definition Compatible Digital)** — система кодирования американской фирмы Pacific Micronics. Аналоговый сигнал подвергается обработке с более высокой частотой дискретизации. Затем основная часть информации кодируется обычным методом PCM, а остальная часть, уточняющая мелкие детали и максимальные пики, кодируется в младших битах отсчетов (LSB), которые, как правило, не используются.
- Hybrid Pulse (Sony)** — импульсный ЦАП (8х), отличающийся пониженной чувствительностью к уровню фона собственного источника питания, хорошо воспроизводит ВЧ-составляющие сигнала.
- Lambda Super Liner Converter (Denon)** — специальная схема, которая служит для линеаризации выходного аналогового сигнала вблизи перехода через ноль (подавляет искажения центральной отсечки).
- Legato Link (Pioneer)** — система преобразования сигналов, обеспечивающая приближение к естественному характеру высших гармоник с частотами более 20 кГц, которые были потеряны при записи CD (384х).
- MASH (Multistage Noise-Shaping) (NTT — Япония)** — одноразрядный преобразователь, широко используется в CD-проигрывателях Technics и NAD. В основе преобразователя лежит дельта-сигма модуляция, формирует непрерывный аналоговый сигнал, руководствуясь всего одним разрядом, который указывает на изменение его амплитуды относительно предыдущего значения. Если это «единица», то амплитуда увеличивается на определенную величину, а если «нуль», то на такую же величину уменьша-

ется. В результате 16-разрядные выборки, поступающие с декодера блока коррекции ошибок, преобразуются в широтно-модулированный импульсный сигнал (ШИМ), частота следования импульсов которого составляет от нескольких мегагерц до нескольких десятков мегагерц. В этом случае шумы преобразования отодвигаются по оси частот настолько далеко, что подавить их не составляет особого труда даже простым аналоговым ФНЧ.

**P.E.M.D.D. (Pulse Edge Modulation Differential Linearity Errorless D/A Converter) (JVC)** — одноканальный ЦАП (8х), используемый во всех моделях фирмы, кроме самых дешевых.

**Pro-Bit (YAMAHA).**

**XRCD (eXtended Resolution Compact Disc) (JVC, 1996 г.)** — компакт-диск с повышенным разрешением. Исходный аналоговый сигнал оцифровывается с помощью 20-разрядного суперкодера K2, который при 128-кратной передискретизации обеспечивает динамический диапазон в 108 дБ, уровень КНИ —96 дБ, существенное снижение искажений сигнала при низких уровнях. Преобразование в обычный CD-формат 16 бит/44,1 кГц происходит непосредственно при изготовлении диска-мастера. При этом заложенные улучшения можно получить на любом проигрывателе.

Из всего многообразия ЦАП в проигрывателях сегодня вне конкуренции одноканальные ЦАП (многоканальные ЦАП имеют повышенные искажения). Преобразование происходит на частоте, в сотни раз превышающей частоту дискретизации. В процессе преобразования анализируется не сама абсолютная амплитуда сигнала, а направление ее изменения: «1» соответствует увеличению сигнала, «0» — его уменьшению. Нулевой уровень кодируется чередующимися «0» и «1». С выхода ЦАПа сигнал поступает на ФНЧ (часто совмещающий функции буферного усилителя) и через выходной буферный усилитель — на выходные гнезда проигрывателя. Уровень сигнала около 2 В. Активное внедрение новых форматов SACD и DVD-audio (24 бита, 192 кГц) породило проблему восстановления старых мастер-записей с повышением качества до уровня нового формата. Для этого разработан процесс прецизионного ремастеринга с преобразованием потока данных из 16 бит/44,1 кГц в 24 бит/88,2 кГц. Новая технология Digital remaster processing обеспечивает повышенное качество звукопроизведения и более чистый и реалистичный звук. Если полоса частот звука, записанного на обычный компакт-диск, не может превысить 22,05 кГц (в соответствии с теоремой Котельникова), то на SACD она достигает почти 100 кГц. При этом динамический диапазон записи возрастает с 96 до 120...140 дБ! Качество звучания не уступает лучшим виниловым проигрывателям.

Возможное влияние слушателя:

- ♦ изменение акустической среды,
- ♦ коррекция АЧХ усилителя (регулятором тембра, эквалайзером),
- ♦ коррекция АЧХ громкоговорителя (с помощью аттенуаторов кроссовера, если таковые имеются).

Широкое внедрение эквалайзеров (особенно на гираторах), электронных и цифровых регуляторов громкости и тембра, электронных коммутаторов, различных шумоподавителей с внесением каждым устройством специфических искажений только увеличило тракт записи-воспроизведения и ухудшило достоверность, музыкальность и комфортность звучания. Чтобы сделать вывод о допустимости использования гираторных эквалайзеров в высококачественной звукозаписи, достаточно обработать им сигнал типа «меандр». Возникающий при этом «звон» красноречиво говорит сам за себя.

### **Системы многоканального звука**

По сравнению с монофоническим воспроизведением, пространственное разнесение КИЗ в стереофонической системе уменьшает их взаимное частотно-зависимое маскирующее действие, что способствует улучшению условий более правильного восприятия тембров музыкальных инструментов и голосов.

Однако, несмотря на явное преимущество, двухканальному стереофоническому воспроизведению звука присущи следующие недостатки:

- ♦ слабая локализация звуков по глубине (плоская стереопанорама с углом, ограниченным направлением на АС);
- ♦ недостаточное ощущение «атмосферы зала»;
- ♦ появление «провала» по центру при неоптимальном разнесе АС;
- ♦ ограниченная зона стереоэффекта заставляет слушателя быть буквально привязанным к «точке» пространства.

Особенно сильно ощущаются недостатки обычного стерео при использовании громкоговорителей, имеющих узкую диаграмму направленности (например, 35АС), в которых ощущается жесткая привязка звука к АС. Воспроизведение звуков с разных направлений имеет большое значение не только как факт их пространственного расположения, оно создает у слушателя ощущение звучащего объема (трехмерного звукового поля), способствует улучшению в помещении прослушивания реверберационного процесса.

Исследованиями и расчетами установлено, что максимальное количество раздельно воспринимаемых направлений  $n_{max}$  на источники звука в условиях естественного слушания составляет 92 [4].

Коэффициент пространственности  $\theta$  стереофонической системы — отношение числа раздельно переданных ею направлений  $n$  (слуховых пеленгов) к общему числу раздельно воспринимаемых человеком направлений  $n_{max}$ :

$$\theta = \frac{n}{n_{max}} . \quad (1.12)$$

Для монофонической системы, для которой  $n = 1$ ,  $\theta = \frac{1}{92} \approx 0,01$ .

Для обычной стереофонической системы, при угле между направлениями на громкоговорители, равном  $60^\circ$ , разрешающая способность пеленгации КИЗ составляет  $5...6^\circ$ . Отсюда  $n = \frac{60}{5...6} = 10...12$ , откуда  $\theta = \frac{n}{92} = 0,1...0,13$ , что существенно меньше предельно достижимого значения, равного 1.

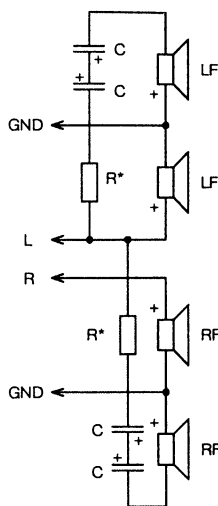
Коэффициент пространственности систем SQ и QS составляет  $0,15...0,18$ . Только современной аппаратуре класса Hi-End в какой-то степени под силу создать трехмерное пространство в двухканальном варианте. При тестировании бинауральных записей в заглушенной камере коэффициент пространственности достигает  $0,7$ .

## Разновидности систем многоканального звука

Стремление избавиться от этих недостатков привело в начале 70-х к созданию 4-канальных псевдоквадрофонических систем (для совместимости с имеющимися в эксплуатации стереофоническими и монофоническими системами информация каналов сворачивалась в два канала с помощью дополнительной поднесущей, например CD-4 — четыре независимых канала (патент фирм JVC/Victor) или с помощью матричных кодеров, например, SQ (патент фирм CDS/Sony); QS (Sansui); Dynaco (Dynaco/Gately); RM (Pioneer); QR (Kenwood); QM (Toshiba) и др.

Однако ни одна из этих систем не прижилась по следующим причинам. Например, CD-4 требовала расширения полосы частот до  $45$  кГц. Хотя эта проблема и была решена в грамзаписи, но уже после  $10...15$  проигрываний качество звука из-за шума становилось хуже, чем с обычных стереофонических дисков.

Матричные системы из-за фазовых сдвигов не обеспечивали достаточное разделение каналов. Кроме того, практически все системы требовали дополнительных усилителей мощности, не считая систем с пассивными декодерами. Полученное квадрофоническое звучание в ряде случаев уступало обычному стереофоническому. Вызывали недоумение и записи тех лет, когда звукорежиссеры в погоне за квадроэффектами пытались усадить слушателя среди музыкантов, да еще самих музыкантов заставить бегать по сцене, прыгая через слушателя.



$C = 220 \text{ мк}, R^* = 4,7 \dots 30$

**Рис. 1.8.** Система с улучшенным разделением каналов

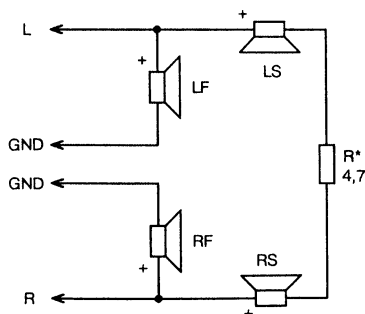
Кроме квазиквадрофонических систем в то время было предложено много вариантов по улучшению звучания обычных стереофонических систем. Одна из таких систем (рис. 1.8) позволяет улучшить разделение каналов и тем самым улучшить локализацию кажущихся источников звука (КИЗ). Дополнительные громкоговорители устанавливаются справа и слева от основных на расстоянии около 50 см, соблюдая полярность включения, указанную на схеме.

Псевдоквадрофонические сигналы можно получить в разных точках тракта, но наиболее просто это сделать на выходе УМЗЧ — не требуется сложных активных декодеров и дополнительных усилителей мощности. Кроме того, поскольку псевдоквадрофонические сигналы в основном в СЧ-ВЧ-области, включение резисторов последовательно с тыловыми АС благоприятно сказывается на уменьшении всех видов искажений [7]. Наиболее простой вариант псевдоквадрофонической системы показан на рис. 1.9. Алгоритм декодирования примерно такой же, как и в декодерах Dolby (Dolby Surround,  $k = 0,7$ ; Dolby Pro Logic,  $k = 0,5$ ), которые были разработаны для киноиндустрии:

$$\begin{aligned} LF &= L && \text{— левый фронт;} \\ LS &= k \cdot (L - R) && \text{— левый тыл;} \\ RF &= R && \text{— правый фронт;} \\ RS &= k \cdot (R - L) && \text{— правый тыл;} \end{aligned}$$

где  $k$  — масштабный коэффициент.

Декодер Dolby Stereo декодирует 3 канала:  $L$ ,  $R$  и  $C$ . Центральный канал  $C$  закодирован в левом и правом каналах и предназначен для



**Рис. 1.9.** Вариант псевдоквадрофонической системы

исключения провала посередине экрана. Dolby Surround (в настоящее время — классика кинозвука) декодирует левый, центральный и правый каналы плюс дополнительный 4-й канал эффектов, громкоговорители которого располагают вдоль боковых и тыловой стен кинозала. В декодере Dolby Pro Logic помимо декодирования производится сложная обработка сигналов для подчеркивания стереоэффектов и задержка сигналов тыловых АС на 20...50 мс. Так же как и в предыдущих версиях декодера, полоса частот тылового и центрального каналов ограничена частотой 7 кГц.

Необходимо отметить, что многоканальная запись полностью отсутствует на пиратских копиях фильмов, а также на дублированных копиях. Кодированная информация имеется только на лицензионных кассетах, в фильмах, транслируемых по спутниковому телевидению, и на DVD-дисках.

В конце 70-х — начале 80-х была разработана отечественная система пространственного звука АВС («трапеция») [8]. Несмотря на то, что система АВС также не прижилась, она существенно улучшает звучание обычных стереофонических записей. Алгоритм декодирования следующий:

$$\begin{aligned} LF &= L && \text{— левый фронт,} \\ LS &= k \cdot (L - 0,714 \cdot R) && \text{— левый тыл,} \\ RF &= R && \text{— правый фронт,} \\ RS &= k \cdot (R - 0,714 \cdot L) && \text{— правый тыл,} \end{aligned}$$

где  $k$  — масштабный коэффициент.

Как показал эксперимент, уверенная локализация фронтальных КИЗ возможна в том случае, если уровни сигналов  $LF$  и  $RF$  превышают уровни сигналов  $LS$  и  $RS$  в 2,5...4 раза (7...12 дБ), что соответствует масштабному коэффициенту  $k = 0,25...0,4$ .

Разрешающая способность локализации КИЗ составляет:

- ♦ для фронтальной базы громкоговорителей — 4°;
- ♦ для боковых — 8°;
- ♦ для тыловой базы — 7°.

Коэффициент пространственности  $\theta = 0,45...0,6$ .

При разноразмерной фронтальной базе громкоговорителей более 3,5...4 м для повышения устойчивости локализации фронтальных КИЗ вводят центральный громкоговоритель с уровнем подводимого сигнала  $F = 0,5(L + R)$ .

Достоинства системы АВС следующие:

- ♦ полная совместимость со всеми видами стереозаписи;
- ♦ высокое качество пространственной стереопанорамы;
- ♦ значительное расширение зоны стереоэффекта;
- ♦ уменьшение привязки звука к фронтальным АС;

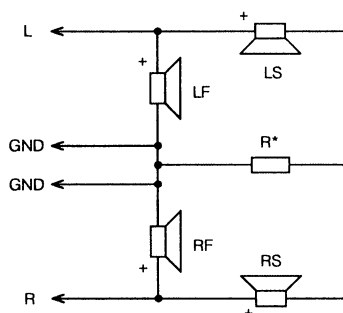


- ♦ наличие двух дополнительных обширных зон стереоэффекта между фронтальными и тыловыми левыми и фронтальными и тыловыми правыми АС.

Простейший вариант пассивного декодера с  $k = 0,69$  показан на рис. 1.10. Номинал резистора  $R^*$  рассчитывают по формуле:

$$R^* = 2,3 \cdot Z_{НОМ}, \quad (1.13)$$

где  $Z_{НОМ}$  — номинальное сопротивление тыловых АС.



**Рис. 1.10.** Система пространственного звука ABC

В случае, если в качестве тыловых АС используются громкоговорители, состоящие только из одной широкополосной головки последовательно с  $R^*$  желательно включить дроссель индуктивностью:

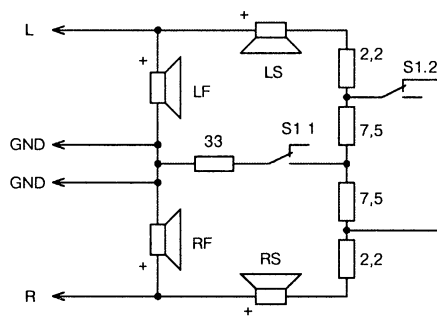
$$L = 2,3 \cdot L_r, \quad (1.14)$$

где  $L_r$  — индуктивность головки.

При использовании автором 3-полосных фронтальных АС с использованием головок 35ГДН-1-4 (25ГД-26), 20ГДС-1-4 (15ГД-11) и 3ГД-31-8 (2ГД-36) по 2 шт. и тыловых АС на 25ГДН-1-4 (10ГД-34) и 4ГДВ-1-8 (3ГД-47) последовательно с тыловыми АС были включены резисторы по 10 Ом, а  $R^* = 33$  Ом. При этом масштабный коэффициент  $k$  составляет всего 0,2! Фронтальные АС в такой системе устанавливают чуть ниже головы сидящего слушателя, а тыловые — на 30...50 см выше фронтальных на одной линии со слушателем или чуть впереди на таком же удалении от слушателя, как и фронтальные АС, образуя равнобедренную трапецию. При сравнении с музыкальным центром фирмы SONY с такими декодерами как Surround, Dolby Pro Logic, Dolby Digital, THEATR, HALL и рассчитанным на подключение 5-ти АС, предпочтение слушателей оказалось на стороне системы ABC с  $k = 0,2$ , как имеющей более «живой» звук. Большинство тестирующих пришло к единому мнению, что использование центрального канала в небольших помещениях «убивает» стерео, и может быть оправдано для повышения устойчивости центральных звуковых

образов стереопанорамы при размерах базы, превышающих 4,5...5 м. Использование вышеназванных декодеров музыкального центра, для декодирования отсутствующей многоканальной информации (несмотря на задержку звука тыловых каналов на 15...30 мс большинством декодеров для имитации большого объема помещения), только увеличивает тракт воспроизведения и вносит дополнительные искажения, делая звук «немузыкальным». Кроме того, каналы *C* и *S* ограничены по частоте полосой 7 кГц.

Комбинированный вариант из схем рис. 1.9 и рис. 1.10 показан на рис. 1.11. Для более эффективного подчеркивания НЧ-составляющих последовательно с резистором, соединенным с «общим», можно включить индуктивность около 1 мГн, уменьшив номинал резистора с 33 до 22 Ом.



**Рис. 1.11.** Система ABC/псевдоквадрофония

Другой вариант существенного улучшения обычной стереосистемы — «треугольник». В такой системе используется три громкоговорителя: фронтальный (центральный) и два тыловых. Слушатель располагается чуть впереди тыловых громкоговорителей. Такая система незначительно уступает системе типа «трапеция». Алгоритм декодирования следующий:

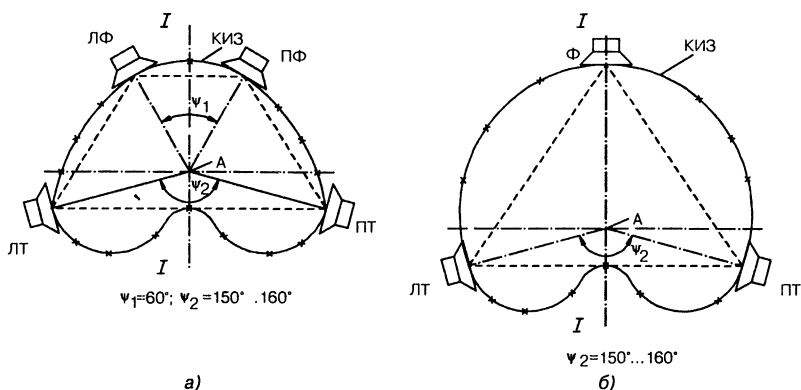
$$\begin{aligned} F &= 0,5 \cdot (L + R), \\ LF &= L - 0,714 \cdot R, \\ RF &= R - 0,714 \cdot L. \end{aligned}$$

Разрешающая способность локализации КИЗ по горизонтали составляет:

- в угле  $\pm 30^\circ$  (считая от фронтального направления) —  $5^\circ$ ,
- в остальной части фронтальной панорамы —  $8^\circ$ ,
- для тыловой базы —  $7^\circ$ .

Коэффициент пространственности достигает 0,58.

Обе системы и «трапеция», и «треугольник» (рис. 1.12) обеспечивают передачу пространственной информации в пределах всей горизонтальной плоскости.



**Рис. 1.12.** Система «трапеция» (а) и система «треугольник» (б)

Несколько слов о цифровых системах многоканального звука. В 1992 году в фирме Рея Долби (Dolby Laboratories) разработана цифровая система многоканального кодирования звука (Audio Coding-3) третьего поколения Dolby Stereo Digital (AC-3): левый, правый фронтальные, центральный, левый, правый тыловые и канал низкочастотных эффектов LFE (Low Frequency Effect). Полоса частот всех каналов 20...20000 Гц. Разделение каналов 50...60 дБ. Обозначили эту систему как «5.1». Дальнейшее развитие этой системы — система «6.1», в которой отдельно выделен центральный тыловой канал (Rear Center или Back Surround) и система «7.1» — восьмиканальная, со спаренным тыловиком. Европейские аналоги системы «7.1»: система DTS (Digital Theater System) и MPEG2 Musicam Multichannel превосходят систему Dolby, т.к. имеют степень сжатия 1/3 против 1/12 в AC-3 и более высокую скорость передачи данных — 1411 против 384 Кбит/с. При длительном прослушивании DTS-звук менее утомителен, чем AC-3. Проигрыватели DVD сегодня — модели с декодерами Dolby Digital/DTS/MPEG-Multichannel (Motion Picture Expert Group).

## 1.11. Элементы электроакустического тракта

### Микрофон

Микрофон — электродинамический прибор, преобразующий акустические звуковые колебания воздушной среды в электрические сигналы. Микрофон является первым и одним из наиболее важных звеньев любого электроакустического тракта, характеристики которого оказывают огромное влияние на качество его работы.

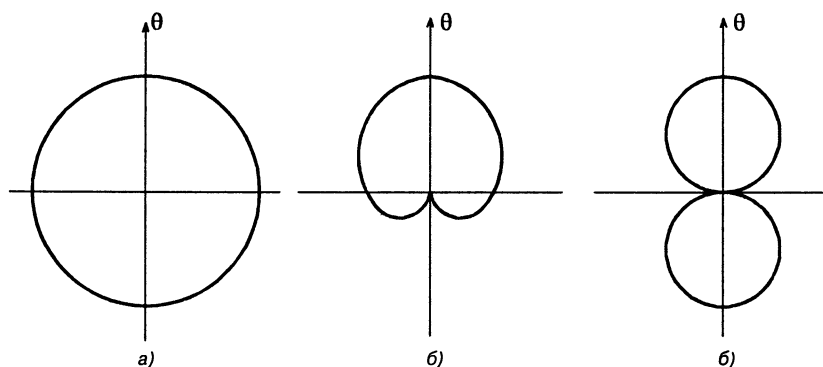
## Классификация микрофонов

Классифицируют микрофоны по трем основным признакам: типу приемника, типу преобразователя и по назначению.

Типы приемника:

- приемники давления (ненаправленные, «круговые») — звук воздействует на подвижный элемент с одной стороны;
- приемники градиента или разности давлений (направленные), которые в свою очередь подразделяются на приемники:
  - с двумя симметричными акустическими входами (двухнаправленные, косинусоидальные или «восьмерка»);
  - с двумя или более несимметричными акустическими входами (кардиоида).

Характеристики направленности указанных типов приемников приведены на рис. 1.13.



**Рис. 1.13.** Характеристики направленности приемников:  
а) ненаправленного, б) однонаправленного, в) двунаправленного

Ненаправленный микрофон имеет характеристику направленности в виде шара, в центре которого находится микрофон. Однако такими свойствами обладают микрофоны на низших и средних частотах, где их размеры намного меньше длины волны и соблюдаются условия обтекаемости. Ненаправленные микрофоны используют для приема сигналов, отраженных от поверхностей помещения (студии, концертные залы), т.е. для передачи общей акустической обстановки помещения.

Микрофоны с косинусоидальной характеристикой направленности (восьмерка). В области высоких частот длины волн звуковых колебаний становятся соизмеримыми с размерами микрофона, нарушается синфазность приема звуковых волн сторонами диафрагмы, чувствительность снижается. Применяются при записи дуэта, а также когда необходимо отстроиться от направленных источников шума.

**Направленные и остронаправленные микрофоны** используют для солистов, для четкого разделения отдельных групп музыкальных инструментов, а также для снижения величины реверберационной составляющей.

Для работы на открытом воздухе преимущественно используются **динамические микрофоны**, которые менее критичны к воздействию температуры и влажности воздуха, чем, например, конденсаторные.

Особую группу представляют остронаправленные микрофоны, которые используются в тех случаях, когда нет возможности приблизиться к источнику полезного сигнала.

Один из наиболее распространенных остронаправленных микрофонов — **микрофон «бегущей волны»** — представляет собой трубку (длиной около метра и даже более) с отверстиями, на заднем торце которой расположен ненаправленный или однонаправленный микрофон. Отверстия закрыты тканью или пористым материалом, акустическое сопротивление которого возрастает по мере приближения к капсюлю. Заметное обострение направленности начинается с частоты, для которой длина волны меньше удвоенной длины трубки. На низких частотах (ниже 150...200 Гц) характеристика направленности в основном определяется капсюлем и обычно близка к кардиоиде.

Другой тип остронаправленных микрофонов — **рефлекторные микрофоны**. В таких микрофонах капсюль с ненаправленной или однонаправленной характеристикой помещается в фокусе параболического отражателя. Звуковые волны, приходящие под углом к оси отражателя, рассеиваются рефлектором и не попадают на микрофон. Для наведения на удаленный источник полезного сигнала рефлектор снабжают «прицелом» — трубочкой, соосной с осью рефлектора. Направленность такого микрофона начинает проявляться с частот, длина волны которых равна диаметру рефлектора, причем АЧХ такого микрофона имеет подъем в сторону высоких частот с наклоном 6 дБ/окт.

По назначению микрофоны подразделяются на бытовые, профессиональные и спецназначения.

Профессиональные микрофоны в свою очередь подразделяются:

- ♦ для звукозаписи в студиях (студийные);
- ♦ для систем звукоусиления музыки и речи;
- ♦ для акустических измерений;
- ♦ для диспетчерской связи.

## **Основные параметры**

1. Номинальный диапазон частот определяется допустимым спадом в области нижних и верхних частот. Частотная характеристика — зависимость осевой чувствительности от частоты.
2. Неравномерность АЧХ.

3. Чувствительность — отношение напряжения  $U$  в вольтах на выходе микрофона к звуковому давлению  $p$  в паскалях, воз-  
действующему на его чувствительный элемент  $E_M = \frac{U}{p}$ .
4. Направленность и характеристика направленности — отношение чувствительности микрофона, измеряемой под различными углами к оси симметрии микрофона относительно нулевой азимутальной плоскости. Имеет частотную зависимость. Диаграмма направленности — это графическое изображение характеристики направленности.
5. Коэффициент нелинейных искажений.
6. Уровень предельного звукового давления, выражаемый в децибелах относительно  $p_0 = 2 \cdot 10^{-5}$  Па, при котором коэффициент гармонических искажений не превышает 0,5%.
7. Динамический диапазон.
8. Модуль полного электрического сопротивления (импеданс) в омах, обычно нормируется на частоте 1 кГц.

По конструкции различают угольные (применяется около 100 лет), электромагнитные, электродинамические (катушечные и ленточные), электростатические (конденсаторные и электретные) и пьезокерамические микрофоны. Микрофоны стараются делать обтекаемой формы и малых размеров. Обтекаемая форма снижает отражения до минимума.

### **Угольный микрофон**

Одними из первых появились угольные микрофоны. Основное их достоинство — высокая чувствительность, позволяющая использовать их без усилителя. Однако они имеют такие недостатки, как большая неравномерность частотной характеристики, значительные нелинейные искажения и низкая стабильность в работе — со временем появляются трески и шумы. В настоящее время сохранились в телефонных аппаратах ранних выпусков.

### **Электромагнитный микрофон**

Электромагнитный микрофон более стабилен в работе, но ему также свойственны недостатки: узкий частотный диапазон, большая неравномерность частотной характеристики и значительные нелинейные искажения. В настоящее время отживают свой срок в телефонных аппаратах.

### **Электродинамический микрофон**

Наиболее надежны в эксплуатации электродинамические микрофоны, которые подразделяются на катушечные и ленточные. В них отсутствуют источники питания и усилители, они имеют достаточно

широкий частотный диапазон (до 16 кГц и более), сравнительно небольшую неравномерность частотной характеристики (5...6 дБ ленточные и 8...10 дБ — катушечные) и чувствительность в пределах 0,6...1 мВ/Па. Для компенсации электромагнитных помех (фона переменного тока) в катушечных микрофонах последовательно со звуковой катушкой включают антифонную катушку, которую наматывают поперек магнитной системы. Причем катушки включают в противофазе. Ленточные микрофоны, благодаря исключительно малой массе подвижного элемента (гофрированной алюминиевой ленточки), очень хорошо передают тембры многих музыкальных инструментов (особенно струнных, тарелок и др.).

### **Конденсаторный микрофон**

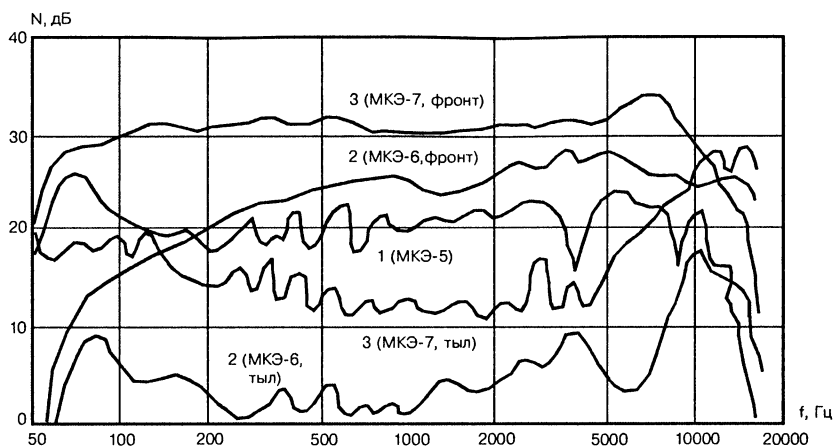
Для электроакустических трактов высокого качества наибольшее применение нашли конденсаторные микрофоны. Для них характерны следующие показатели: хорошая переходная характеристика с малой длительностью установления напряжения (10 мкс и менее), широкий частотный диапазон, малая неравномерность частотной характеристики, низкие нелинейные и переходные искажения, высокая чувствительность и низкий уровень шумов, хорошие массогабаритные показатели. Такие микрофоны, как правило, выполнены совместно с усилителем, выходное сопротивление которого считают выходным сопротивлением микрофона.

Хорошие образцы конденсаторных микрофонов имеют полосу частот не уже 20...20000 Гц при неравномерности 3...4 дБ и чувствительности не хуже 2 мВ/Па.

Большинство профессиональных конденсаторных микрофонов имеют переключаемую диаграмму направленности: круг (окружность), восьмерка (косинусоида), кардиоида. В отличие от конденсаторных в электретных конденсаторных микрофонах (МКЭ) мембрана выполнена из материала, обладающего электретным свойством, т.е. способностью сохранять поляризацию в течение длительного времени (30 лет и более). Такое свойство создается предварительной термической обработкой полимерных пленок в электрическом поле с высоким градиентом напряжения. В результате отпадает необходимость в дополнительном источнике постоянного напряжения и подводе питания. Амплитудно-частотные характеристики некоторых бытовых электретных микрофонов показаны на рис. 1.14 [3].

Пьезокерамические микрофоны основаны на явлении поляризации некоторых сегнетоэлектриков при механической деформации, применяют в недорогих бытовых магнитофонах.

Угольные, электромагнитные и пьезоэлектрические микрофоны в настоящее время используют преимущественно только для передачи служебных речевых сообщений.



**Рис. 1.14.** Амплитудно-частотные характеристики некоторых бытовых электретных микрофонов

Технические характеристики некоторых микрофонов приведены в табл. 1.4.

Технические характеристики микрофонов

Таблица 1.4

Тип	Номинальный диапазон частот, Гц	Неравномерность АЧХ, дБ	Внутреннее сопротивление, Ом	Чувствительность на частоте 1 кГц, мВ/Па	Направленность	Назначение
<b>Электродинамические</b>						
МД-52Б	50...5000	12	250	1,2	ОН	Любительская ЗЗ
МД-63	60...5000	20	250	1,1	НН	Петличный
МД-78А	40...15000	7		1,2	ОН	
МД-86	40...15000	20	150	1,2	ОН	Универсальное
<b>Ленточные</b>						
МЛ-51	40...16000	10	250	1,6	ДН	Универсальное
<b>Конденсаторные и электретные</b>						
МК-011	20...20000	10	—	10	ОН	
МК-120	40...16000	6	250	10	ОН, НН, ДН	
МК-6	20...40000	5	250	1,1	НН	Измерительный
МК-9	50...16000	6	200	14	ДН	
МК-13М	30...18000	6 в диапазоне 50...15000 Гц	600	5,5	НН, ОН, ДН	Передача и запись музыки и речи



Табл. 1.4 (продолжение)

Тип	Номинальный диапазон частот, Гц	Неравномерность АЧХ, дБ	Внутреннее сопротивление, Ом	Чувствительность на частоте 1 кГц, мВ/Па	Направленность	Назначение
МК-16	20...40000	5	250	2,0	НН	Передача и запись музыки и речи
М1-Б2 «СОСНА»	150...7000	—	—	10...20	—	Для встраивания в магнитофоны
М4-В «СОСНА»	150...7000	—	—	>20	—	Для встраивания в магнитофоны
МКЭ-3	50...15000	10	2000	<sup>4</sup> (4...20)	НН	Для встраивания в магнитофоны
МКЭ-5	50...16000	12	250	2,5	НН	Петличный
МКЭ-6	50...16000	18	250	3,0	ОН	Универсальное
МКЭ-7	50...15000	12	—	8,0	ОН ДН	
МКЭ-10	50...16000	—	250	2,0	НН	Любительская ЗЗ
МКЭ-15	50...16000	—	20	1,5	ОН	Универсальное
МКЭ-113	40...20000	10	250	10	ОН	—
МКЭ-332В	50...12500	—	—	12...24	—	—
МКЭ-333В	50...12500	—	—	12...24	—	—
МКЭ-378А	30...18000	—	—	6...12	—	—
Panasonic WM-034CY	20...16000	—	—	60	—	—
WM-55A103	20...16000	—	—	60	—	—
WM-60AY	20...16000	—	—	58	—	—
Китай SZN-15E	80...15000	—	—	58	—	Магнитофоны, телефоны
AKG (Австрия) С-414	20...20000	5	150	6	ОН, ДН, ОСН, НН	Студийный
Sennheiser (ФРГ) МКЕ-212	20...20000	10	1000	20	НН	Петличный
«Брюль и Кьер» (Дания) 4133	5...40000	4	—	4	НН	Измерительный
4135	5...100000	10	—	2	НН	Измерительный

**Примечание.**

- НН — ненаправленный, ОН — односторонний, ДН — двусторонне-направленный, ОСН — остронаправленный, ЗЗ — звукозапись.
- Напряжение питания микрофонов: типа «СОСНА» — минус 1,2 В; МКЭ-3 — минус 4,5 В; МКЭ-378Б — 2,3...6,0 В; МКЭ-332В, МКЭ-333В — 2...9 В; WM-034CY — 4,5...10 В; WM-55A103 — 1,5...10 В; SZN-15E — 3...10 В.

Сопротивление нагрузки микрофона рекомендуется выбирать равным (3...10)  $Z_i$ , где  $Z_i$  — модуль полного электрического сопротивления микрофона. При этом получается режим, близкий к режиму холостого хода, а напряжение на нагрузке оказывается почти в 2 раза больше, чем в режиме согласованного включения.

На рис. 1.15 показан вариант микрофонного усилителя для микрофона китайского производства. Резисторы R4 и R8 повышают устойчивость усилителя к самовозбуждению.

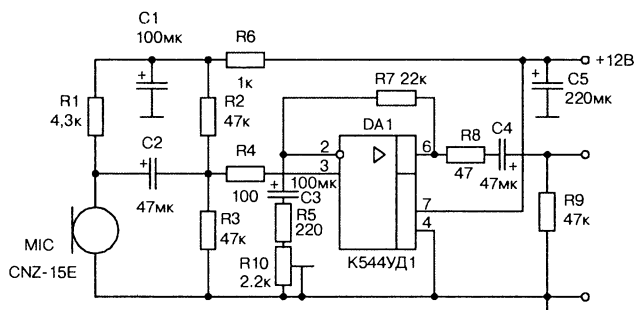


Рис. 1.15. Микрофонный усилитель

**Конструкция и детали.** Усилитель выполнен на печатной плате размером 22,5х70 мм, представленной на рис. 1.16. Последовательно с резистором R5 предусмотрено место для установки подстроечного резистора R10 типа СПЗ-38а сопротивлением 2,2 кОм.

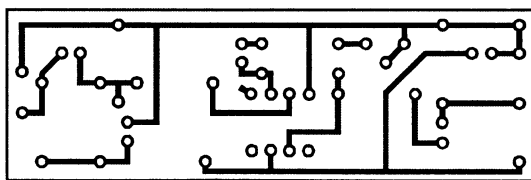


Рис. 1.16. Печатная плата микрофонного усилителя

Сборочный чертеж показан на рис. 1.17. Конденсаторы смонтированы по варианту горизонтальной установки.

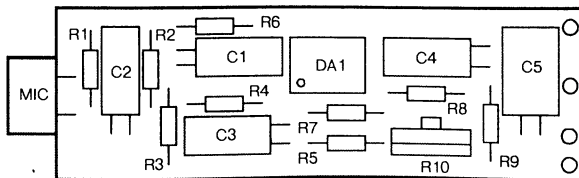
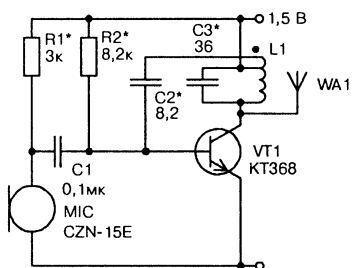


Рис. 1.17. Сборочный чертеж микрофонного усилителя

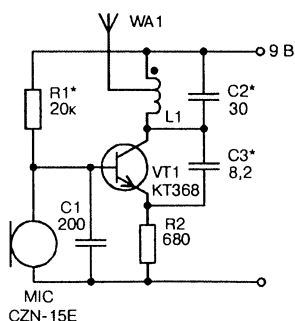
## Радиомикрофон

Радиомикрофон представляет собой приемопередающий комплекс. Собственно микрофон снабжен портативным радиопередатчиком (мощностью 10...50 мВт) с дальностью уверенного приема 50...200 м (зависит от чувствительности приемника 10...3 мкВ). Выход приемника подключают к одному из входов звукорежиссерского пульта. Основным недостатком радиомикрофонов является небольшой динамический диапазон, что ухудшает качество художественных программ.



**Рис. 1.18.** Схема простейшего радиомикрофона для диапазона 88...108 МГц

мотки и через конденсатор C2 поступает на базу транзистора. Катушка индуктивности содержит 7 витков провода диаметром 0,68 мм на оправке диаметром 5 мм. В случае, если транзистор в пластмассовом корпусе, катушку можно намотать поверх его корпуса. Отвод выполнен на расстоянии 2,5...3 витка от начала намотки. Монтаж можно выполнить навесным монтажом и смонтировать его, например, в корпусе от фломастера подходящего диаметра или в корпусе от китайского фонарика. Антенна представляет собой кусок провода длиной 25...40 см. Длину антенны можно уменьшить на 10...15 см, включив ее через последовательную LC-цепочку из конденсатора емкостью 2,2...3,3 пФ



**Рис. 1.19.** Радиомикрофон с напряжением питания 9 В

и индуктивности, имеющей 15 витков провода диаметром 0,3...0,4 мм на оправке диаметром 2,5 мм. Подстройку частоты передачи осуществляют подбором конденсатора C3 или раздвиганием витков катушки. Подбором резистора R2 и конденсатора C3 добиваются максимальной выходной мощности, а резистора R1 — оптимальной глубины модуляции.

Радиомикрофон, схема которого изображена на рис. 1.19, рассчитан на питание 9 В и содержит такое же количество деталей, как и предыдущая схема. Отличитель-

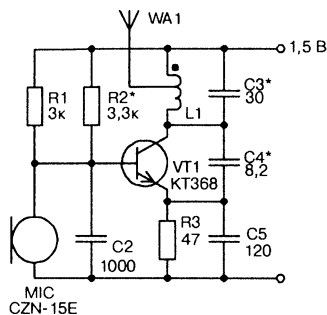
ная особенность в том, что положительная ОС, необходимая для возбуждения колебаний, снимается с коллектора транзистора и через конденсатор СЗ подается в эмиттер (емкостная трехточка). Индуктивность колебательного контура имеет те же моточные данные, что и в предыдущей схеме.

Следующая схема (рис. 1.20) также выполнена по схеме емкостной трехточки и рассчитана на напряжение питания 1,5 В. Моточные данные те же.

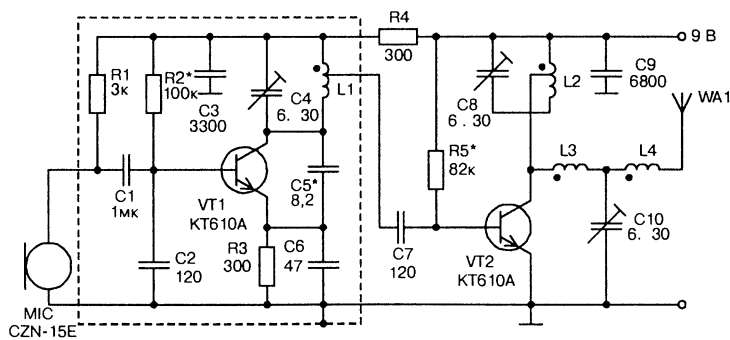
Схема радиомикрофона с дальностью действия до 1 км показана на рис. 1.21.

Модулятор микрофона выполнен по схеме емкостной трехточки и отличается от схемы на рис. 1.20 лишь напряжением питания. Сигнал с отвода катушки L1 поступает через конденсатор С7 на выходной усилитель мощности, выполненный на транзисторе VT2. Индуктивности L1 и L2 выполнены на оправке диаметром 5 мм и содержат по 7 витков провода диаметром 0,68 мм с отводом от третьего витка, индуктивности L3 и L4 содержат по 2 витка того же провода. Для более стабильной работы генератора модулятор необходимо экранировать медной фольгой и соединить ее с общим проводом.

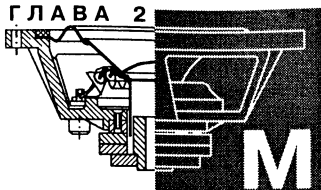
Для обеспечения максимального радиуса действия радиомикрофона требуется тщательная его настройка.



**Рис. 1.20.** Радиомикрофон с напряжением питания 1,5 В



**Рис. 1.21.** Радиомикрофон с дальностью действия до 1 км



# Магнитная звукозапись

Аппаратура магнитной записи в настоящее время занимает ведущее место среди бытовой РЭА, отсюда вполне понятен и неослабевающий интерес к ней.

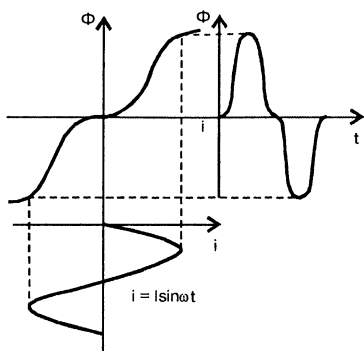
С широким распространением проигрывателей компакт-дисков и других способов цифровой звукозаписи интерес к бытовым цифровым магнитофонам постепенно угас. Поэтому остановимся на аналоговой магнитной записи.

Современный магнитофон представляет собой достаточно сложную систему различных устройств, в которых протекают магнитные, электрические, электромеханические и механические процессы и от которых во многом зависит качество записи/воспроизведения. И, конечно же, главный из этих процессов — процесс, протекающий в зоне магнитного взаимодействия магнитной головки и носителя записи.

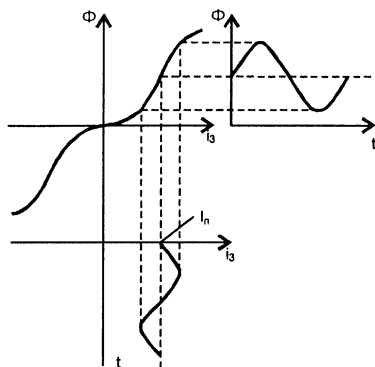
**Основная функция магнитофона** — записывать и воспроизводить звуковую информацию с минимальными искажениями (нелинейными, частотными, фазовыми) при максимальном сохранении отношения сигнал/шум. Технические требования к параметрам бытовых магнитофонов оговорены ГОСТ 24863-87.

Первые попытки записи осуществлялись путем подачи в магнитную головку тока, соответствующего звуковому сигналу. Искажения, вызываемые при таком способе записи нелинейностью кривой намагничивания (петли гистерезиса) магнитной ленты (рис. 2.1) были значительно снижены с помощью смещения постоянным подмагничивающим током.

Благодаря этому начальный уровень напряженности поля магнитной головки записи выводится на середину одного из линейных участков петли гистерезиса (рис. 2.2). Однако высокий уровень собственных шумов паузы, низкая перегрузочная способность и появление квадратичных искажений, помимо кубических, не позволяют использовать этот способ для высококачественной звукозаписи. В настоящее время этот способ подмагничивания используется только в самых дешевых магнитофонах.



**Рис. 2.1.** Искажения сигнала при записи без подмагничивания

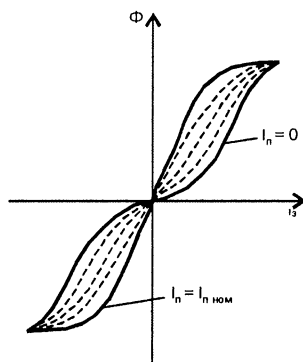


**Рис. 2.2.** Процесс записи с постоянным подмагничиванием

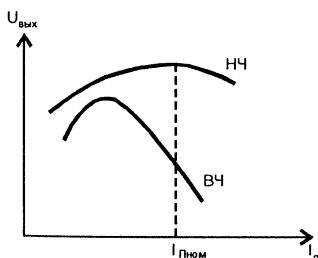
Указанные недостатки в значительной степени были устранены применением в качестве подмагничивающего тока фиксированной амплитуды с частотой, в 3...5 раз превышающей верхнюю граничную частоту сигнала записи. Быстропеременное поле ВЧ-подмагничивания устраняет гистерезис рабочего слоя магнитной ленты для медленно изменяющегося записываемого сигнала. От уровня этого тока зависит протяженность линейного участка, а значит и перегрузочная способность носителя записи (рис. 2.3). Однако и этот способ имеет такой существенный недостаток как компрессирование ВЧ-составляющих сигнала и вследствие этого — большие модуляционные искажения.

Во второй половине 80-х годов с развитием различных систем динамического подмагничивания (СДП) начался четвертый этап развития аналоговой магнитной звукозаписи. Действие всех разновидностей СДП направлено на преодоление противоречия условий оптимальной записи высокочастотных и низкочастотных сигналов (рис. 2.4).

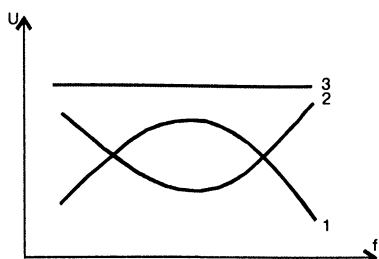
Для компенсации частотных искажений, возникающих в системе «головка записи — магнитная лента — головка воспроизведения» используют усилители записи и воспроизведения с соответствующими



**Рис. 2.3.** Кривые намагничивания носителя в зависимости от тока подмагничивания



**Рис. 2.4.** Кривые остаточной намагниченности ВЧ- и НЧ-составляющих сигнала при номинальном токе подмагничивания

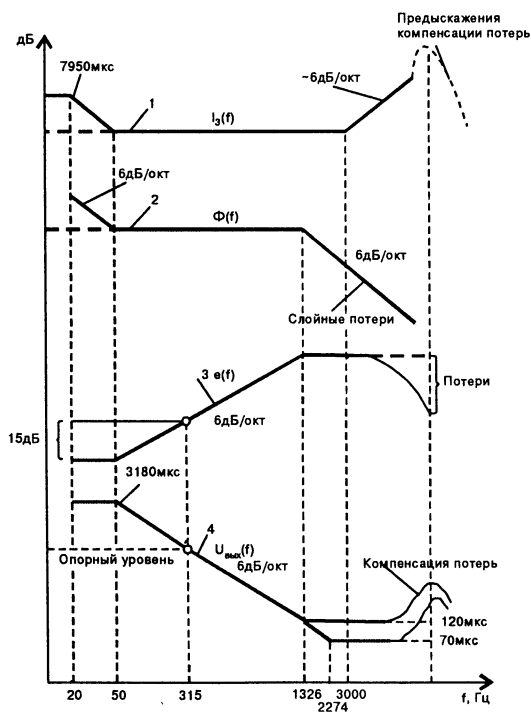


**Рис. 2.5.** Характеристики тракта записи-воспроизведения:  
1 — записи, 2 — воспроизведения,  
3 — сквозная

щими цепями коррекции с результирующей характеристикой 2 (рис. 2.5), обратной реальной частотной характеристике 1 системы. В этом случае общая характеристика тракта звукопередачи, под которой понимают график зависимости напряжения на выходе усилителя воспроизведения от частоты, приобретает вид прямой 3, параллельной оси частот, что означает отсутствие частотных искажений.

В отличие от грамзаписи, где преддисканжа записи и воспроизведения носят обратимый характер и не приводят к фазовым искажениям, в магнитной записи фазовые искажения неизбежны.

Для более глубокого понимания процесса записи-воспроизведения обратимся к графикам (рис. 2.6) [9], относящимся к кассетному магнитофону.



**Рис. 2.6.** Характеристики тракта магнитной записи-воспроизведения: 1 — АЧХ усилителя записи, 2 — нормированная характеристика остаточного магнитного потока, 3 — ЭДС воспроизводящей головки, 4 — АЧХ усилителя воспроизведения

АЧХ усилителя записи представлена кривой 1 (из расчета осуществления записи от генератора тока). Сразу отметим, что коррекция в области 50 Гц и ниже в профессиональной аппаратуре не применяется (пунктирная линия). Предыскажения в области ВЧ с частотой перегиба около 3 кГц и крутизной около 6 дБ/окт вызваны необходимостью компенсации потерь от многочисленных мешающих факторов, зависящих как от частоты сигнала (длины волны), так и от скорости движения ленты. Кривая 2 — нормированная характеристика остаточного магнитного потока. ЭДС воспроизводящей головки представлена кривой 3. Фигурной скобкой в области ВЧ показаны реальные потери при воспроизведении с магнитной ленты. При воспроизведении с помощью задатчика магнитного поля (индукционной кассеты) этих потерь нет (пунктирная линия). Обычно в паспорте головки указывают ЭДС на частоте 315 Гц (400 или 1000 Гц для катушечных магнитофонов для скоростей 4, 9 и 19 см/с, соответственно). И, наконец, кривая 4 — АЧХ усилителя воспроизведения. Для коррекции АЧХ в области ВЧ часто используют параллельный LC-контур, выполненный подключением конденсатора параллельно магнитной головке. Настраивают УВ, как правило, с помощью стандартных измерительных лент.

Поскольку, как видно из графиков, крутизна передаточных характеристик УЗ и УВ не превышает 6 дБ/окт, частотные характеристики требуемой формы можно сформировать с помощью простых RC-цепей первого порядка в цепи ОС неинвертирующего усилителя (рис. 2.7) или с помощью пассивных корректирующих RC-звеньев (рис. 2.8).

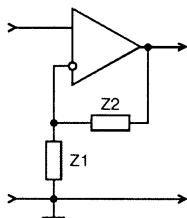


Рис. 2.7. Коррекция УВ в цепи ООС

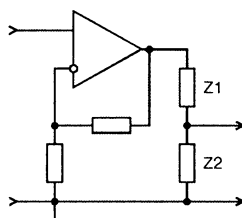


Рис. 2.8. Пассивная коррекция УВ

Инвертирующий корректор в УВ не нашел применения из-за неудовлетворительного отношения сигнал/шум, а чисто пассивная коррекция — из-за больших потерь сигнала, хотя она и имеет некоторые преимущества с точки зрения фазовых и других видов искажений.

Наиболее оптимальным необходимо признать комбинированный способ коррекции, при котором коррекция в области низких и средних частот активная — с помощью стандартных постоянных времени  $\tau_2$  (3180 мкс) и  $\tau_1$  (120 мкс для ленты МЭК-1 и 70 мкс — для остальных), а в области ВЧ — пассивная.



Передаточные функции имеют вид:

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \quad (\text{для рис. 2.7}),$$

$$K(p) = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (\text{для рис. 2.8}).$$

Каждый перегиб АЧХ усилителей с наклоном 6 дБ/окт вносит фазовый сдвиг от 0° до 90°, который равен 45° на частоте перегиба. Причем, если перегиб против часовой стрелки — происходит опережение ВЧ-составляющих сигнала по отношению к НЧ-составляющим, и наоборот, если перегиб по часовой стрелке — ВЧ-составляющие запаздывают.

Если внимательно присмотреться к АЧХ усилителя записи (кривая 1) и усилителя воспроизведения (кривая 4), мы обнаружим в каждой из них по перегибу в районе средних частот (1,3...3 кГц) в одну сторону, т.е. против часовой стрелки, что для сквозной характеристики дает фазовый сдвиг в этом районе около 90°, а суммарное опережение ВЧ-составляющих по отношению к НЧ-составляющим — около 180°. Что касается перегибов в районе частоты 50 Гц, то они взаимно противоположны, следовательно, и фазовые искажения носят обратимый характер.

Фазовые же искажения тока записи в самой головке при возбуждении ее от генератора тока незначительны (как правило, не превышают 10...20°).

## 2.1. Основные понятия и определения

**Номинальный уровень записи** — поверхностный удельный магнитный поток короткого замыкания, равный 250 нВб/м и определенный на опорной частоте.

**Опорная частота** — условно выбранная частота сравнения результатов измерений, равная 315 Гц, кроме особо оговоренных случаев.

**Нормированный ток записи** — ток, создающий на типовой ленте (ОСТ 617-528-87) намагниченность с номинальным потоком короткого замыкания (при этом обеспечивается максимально плоская АЧХ записи-воспроизведения на уровне -20 дБ), при этом коэффициент третьей гармоники на опорной частоте не превышает 2%.

**АЧХ воспроизведения** — отношение ЭДС сигнала на верхней частоте к ЭДС на опорной частоте, при воспроизведении измерительной ленты ЗЛИЛ2.Ч.4-120 (с коррекцией для МЭК-1) или ЗЛИЛ2.Ч.4-70 (с коррекцией для МЭК-2), выраженное в децибелах.

## 2.2. Магнитные головки

Основные требования к материалам магнитных головок и к их конструктивному исполнению следующие.

**Записывающая.** Для формирования требуемой критической зоны записи в носителе необходимо, чтобы индукция насыщения материала сердечника головки записи в несколько раз превышала индукцию насыщения носителя. Благодаря этому отсутствует насыщение в суженной части сердечников (в противном случае магнитная цепь сердечников вносит дополнительные искажения). Для получения минимальных потерь на вихревые токи материал сердечника должен иметь большое магнитное сопротивление. Потери на гистерезис минимальны при малом значении коэрцитивной силы (остаточной намагниченности) материала. Рабочий зазор около 3 мкм. Введение более широкого (50...100 мкм) дополнительного зазора предотвращает намагничивание сердечника головки в момент включения генератора подмагничивания и ослабляет влияние нестабильности контакта и неоднородностей магнитной ленты на головку записи, т.е. линеаризует магнитный поток. Индуктивность головок около 10 мГн.

**Воспроизводящая.** Главное требование — минимальные потери при преобразовании магнитного потока фонограммы. Для этого очень важно, чтобы начальная магнитная проницаемость сердечника головки была максимальной — не менее 10000, при этом коэффициент шунтирования получается близким к 1. Механические свойства материала должны обеспечивать возможность получения рабочего зазора 0,8...1,2 мкм с правильной геометрией. Такой зазор обеспечивает при скорости 4,76 см/с воспроизведение частот до 25 кГц. Для уменьшения волновых искажений на низких частотах (искажения типа «змейка») поверхность головки должна плавно отходить от магнитной ленты, а экраны должны быть удалены от нее на достаточное расстояние. Ширину сердечника головки делают несколько меньше ширины дорожки записи, что способствует уменьшению паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) из-за неровностей края ленты и ее смещения по высоте.

Особенно высокие требования предъявляются к экранированию головки от внешних магнитных полей (например, полей двигателя). Головку помещают часто не в один, а в два, а то и три экрана.

**Универсальная.** Поскольку эти головки поочередно выполняют функции МГ записи и воспроизведения, при выборе материала сердечника, прежде всего, руководствуются требованиями для головок воспроизведения. Дополнительным требованием является более высокая индукция насыщения, т.к. напряженность магнитного поля в зазоре 1...2 мкм универсальной головки бывает выше, чем у записывающей с зазором шириной 3...5 мкм. Практически ширина рабочего зазора не может быть меньше 1,2...1,5 мкм, т.к. при меньшем зазоре оказывается невозможным промагничивание глубинных слоев магнитной

ленты, в то время как частицы на поверхности рабочего слоя входят в насыщение. Это приводит к уменьшению динамического диапазона, к искажениям и снижению отдачи магнитной ленты (МЛ) без расширения рабочего диапазона частот. Поэтому рабочий диапазон частот канала воспроизведения с такой головкой ограничен частотой 18...20 кГц. Широко применяемые до недавнего времени пермаллои имеют невысокую износостойкость и непригодны для записи на лентах МЭК-2 и МЭК-4 из-за больших вносимых искажений. Кроме того, при воспроизведении возникают дополнительные частотные искажения из-за пластинчатой структуры сердечника.

Для уменьшения остаточной намагниченности сердечника и снижения шумов при записи сердечники универсальных головок имеют дополнительный зазор, хотя это и уменьшает отдачу при воспроизведении. Глубину рабочего зазора сердечника делают меньше, чем у записывающей головки. Это необходимо для улучшения чувствительности и частотной характеристики при воспроизведении.

Число витков обмотки берется несколько меньше, чем у воспроизводящей головки, что дает больший шум при воспроизведении, в то же время индуктивность головки получается достаточно высокой, что затрудняет ее согласование с ВЧ-генератором подмагничивания. Поэтому в некоторых универсальных головках для облегчения режима записи делают отвод от определенного числа витков обмотки.

Частотные потери в магнитопроводе головок возникают из-за увеличения магнитного сопротивления материала сердечника с увеличением частоты и из-за потерь на вихревые токи в металлических прокладках зазоров. Эти потери с достаточной для практики точностью определяют путем пропускания по обмотке головки тока с постоянной амплитудой, частота которого изменяется в рабочем диапазоне частот, и определения  $Z$  головки. По отклонению графика  $Z = f(\omega)$  от прямой линии ( $Z = \omega \cdot L$ ) вычисляют величину частотных потерь. Результаты измерений верны при условии, что резонансная частота головки значительно выше частоты измерения.

**Стирающая.** Для этой головки больше подходят комбинированные сердечники: с полюсными наконечниками из тонких пластин сендаста или твердого пермаллоя в рабочей зоне и собственно сердечником из марганец-цинкового феррита. Использование феррита обеспечивает снижение потребления мощности ВЧ-генератора примерно в 10...15 раз.

Обмотка содержит небольшое число витков и достаточно большого сечения, что позволяет пропустить через нее относительно большой ток стирания (от 30 до 100 мА). Индуктивность головки находится в пределах 0,2...0,4 мГн.

Более широкий сердечник (чем дорожка записи) обеспечивает надежное стирание со всей дорожки записи. Зазор шириной 0,1...0,4 мм заполняют прокладкой из медной или латунной фольги, слюды или пластмассы.

## Требования к материалам головок

Основные требования к материалам головок и параметры некоторых применяемых материалов приведены в табл. 2.1.

Основные характеристики материалов,  
применяемых для изготовления магнитных головок

Таблица 2.1

Параметр	Головка			Пер-маллой	Феррит	Сендаст	Аморфный материал
	ГЗ	ГВ	ГС	81НМА	3000НМС	10СЮ-ВИ	71КНСР
$B_s$ , Тл, не менее	0,9	0,2	0,5	0,5	0,38	1,0	0,5
$\mu_n$ , не менее	1500	10000	500	60000	3000	35000	12000
$H_c$ , А/м, не более	5	3	10	0,6	12	2,5	1,0
Интенсивность износа, мкм на 100 км, не более	0,5	0,2	5	1,4	—	0,25	0,8

где  $B_s$  — индукция насыщения;

$\mu_n$  — начальная магнитная проницаемость;

$H_c$  — коэрцитивная сила.

Кроме перечисленных в табл. 2.1, применяются так называемые высокоплотные монокристаллические ферриты (МКФ) и горячепрессованные ферриты (ГПФ). Их главным достоинством является повышенная устойчивость против абразивного износа. Существенное значение имеют также и другие материалы, к которым относятся материалы прокладок в зазорах, конструкционные и изоляционные материалы, обмоточные провода и заливочные компаунды.

Как видно из таблицы, материалов, которые соответствовали бы всем требованиям, пока нет. Поэтому при конструировании и изготовлении головок с учетом конкретных требований, предъявляемых к ним, применяется наиболее близко подходящий материал или комбинация нескольких материалов (комбинированные сердечники).

Ферриты (или «магнитная керамика») представляют собой металлические соединения окислов железа с такими элементами как никель, цинк, марганец и др. с добавками титана и ниобия. По твердости ферриты превосходят сендаст и приближаются к твердости корунда.

Недостаток феррита в том, что в процессе эксплуатации возникает эрозия (микроскопические выкрашивания) рабочей поверхности, которая ухудшает свойства головки. Сердечники из феррита нашли широкое применение в стирающих головках, где эрозия не оказывает существенного влияния на ее параметры.

Повышения износоустойчивости пермалловых магнитных головок достигают путем азотирования рабочей поверхности полюсных наконечников, т.е. создания поверхностного слоя, содержащего нитриды. При этом твердость поверхности возрастает в 2 раза при полном сохранении магнитных свойств.

В настоящее время наилучшим материалом для записывающих, воспроизводящих и универсальных головок является сендаст. Об этом говорят и данные отечественных головок ЗД24.080 (сендаст 10СЮ-ВИ) и ЗД24.844 (сендаст 10СЮИ-ВИ). Железо-алюминий-кремниевые сплавы типа сендаст не уступают пермаллоевым по магнитным свойствам, а железоалюминиевым — по устойчивости этих свойств к механическим воздействиям. Основное их достоинство — высокая твердость и износостойкость.

С целью фиксации ширины зазора и предотвращения заполнения его продуктами износа ленты в него вводят прокладки из немагнитного материала (фосфористой или бериллиевой бронзы, меди, серебра, стекла и др.).

Условное обозначение головок в соответствии со стандартом [10] должно состоять из элементов, приведенных в табл. 2.2.

Элементы обозначения головок

Таблица 2.2

Номер позиции в обозначении головки	Параметр	Значение	Обозначение
1	Ширина ленты	6,3 мм 3,81 мм	6 3
2	Функциональное назначение	Запись Воспроизведение Стирание Универсальная	А В С Д
	Комбинированные	Запись и воспроизведение Стирание и запись Стирание и воспроизведение	К М Х
3	Число одновременно записываемых, воспроизводимых или стираемых дорожек	Одна Две	1 2
4	Число дорожек фонограммы в обе стороны	Две Четыре	2 4
5	Номер модификации	—	01...999
6	Группа сложности	—	0, 1, 2
7	Конструктивное исполнение	Нормальные размеры Уменьшенные Для узкого окна кассеты	— У К

Пример условного обозначения: 3К24.1020 — головка записи/воспроизведения (сквозного канала) для работы с лентой 3,81 мм, двухдорожечная, для записи и воспроизведения четырехдорожечной фонограммы, 102-й модификации, 0 группы сложности, стандартных размеров.

Основные параметры некоторых универсальных головок стран СНГ и зарубежного производства сведены в табл. 2.3 и 2.4 [11].

Основные параметры универсальных головок

Таблица 2.3

Параметр	Типа 3Д24			MS15R	RS-2012	TC881CB
	080 844	931	942 952			
Индуктивность, мГн	110...160	90...140	75...125	100...130	105...175	105...155
ЭДС воспр. (315 Гц), мкВ	230...330	190...350	170...330	270...390	290...430	160...230
АЧХ воспроизведения ( $f_B/f_0$ ), дБ						
10/0,315	—	—	10 ±3	—	—	9 ±3
12,5/0,315	—	—	—	12 ±3	10 ±3	8,5 ±3
14/0,315	11 ±4	10 ±3	—	—	—	—
18/0,315	12 ±3	—	—	—	—	—
АЧХ записи (-20 дБ), дБ						
МЭК-1 10/0,315	—	—	-11 ±3	—	—	—
12,5/0,315	-14 ±3	—	—	-13 ±3	-15 ±3	-8,5 ±3
МЭК-2 12,5/0,315	—	—	—	—	-14 ±3	-12 ±3
14/0,315	-13 ±4	—	—	—	—	—
18/0,315	-16 ±4	—	—	—	—	—
МЭК-4 12,5/0,315	—	—	—	—	-12 ±3	—
Ток записи (0 дБ, 315 Гц), мкА						
МЭК-1	40...80	60...140	30...110	75...125	80...125	80...140
МЭК-2	60...120	—	—	90...150	120...180	100...200
МЭК-4	—	—	—	115...185	135...195	—
Ток подмагничивания (80 кГц), мА						
МЭК-1	0,2...0,5	0,5...1,5	0,2...1,0	0,2...0,5	0,3...0,5	0,3...0,6
МЭК-2	0,4...0,8	—	—	0,4...0,8	0,5...0,8	0,6...1,0
МЭК-4	—	—	—	0,7...1,3	0,8...1,2	—

Основные характеристики головок при работе с лентами МЭК-1

Таблица 2.4

Тип головки	Индуктивность, сопротивление, мГн / Ом	Относительная АЧХ		ЭДС воспроизведения на частоте 315 Гц, мкВ	Материал рабочей поверхности	Ток, мА	
		Воспроизве- дения, дБ/на частоте, кГц	Записи, дБ			Записи	Подмагни- чивания
ЗД24.080 (Вильнюс, БКБМЗ)	110...190 / 230...500	9,5/16,0	-18	190...350	Сендаст	0,093	0,53
ЗД24.081 (Вильнюс, БКБМЗ)	100...190 / 230...500	12,5/14,0	-17	175...365	Сендаст	0,1	0,55
ЗД24.082 (Вильнюс, БКБМЗ)	90...190 / 230...500	7,0/10,0	-15	150...300	Сендаст	0,056	0,29
ЗД24.122 (Вильнюс, БКБМЗ)	60...120 / —	8,0/10,0	-16	270 тип.	Пермаллой	0,08	0,45
ЗД24.211 (Киев, «Маяк»)	60...100 / 440 тип.	2,0/12,5	-20	240	Пермаллой	0,13	0,65
ЗД24.221 (Киев, «Маяк»)	85...145 / 440 тип.	2,0/12,5	-19	260	Пермаллой	0,13	0,65
ЗД24.232 (Киев, «Маяк»)	75...145 / 440 тип.	2,0/12,5	-20	210	Пермаллой	0,13	0,65
ЗД24.310 (Запорожье, «Весна»)	120...180 / 400 тип.	7,0/16,0	-22	280 тип.	Сендаст	0,1	0,8
ЗД24.311 (Запорожье, «Весна»)	120...180 / 400 тип.	9,5/14,0	-18	280 тип.	Сендаст	0,1	0,8
ЗД24.312 (Запорожье, «Весна»)	120...180 / 400 тип.	8,0/12,0	-17	280 тип.	Сендаст	0,1	0,8
ЗД24.322 (Запорожье, «Весна»)	120...180 / 400 тип.	5,0/10,0	-16	280 тип.	Сендаст	0,1	0,6
ЗД24.751 (Санкт-Петербург «Магнетон»)	70...120 / —	11,0/14,0	—	>170	Феррит	0,15	0,3
ЗД24.810 (Новосибирск, «Монолит»)	95...155 / 300 тип.	11,5/18,0	-16	210...330	Сендаст	0,04	0,25

Табл. 2.4 (продолжение)

Тип головки	Индуктивность, сопротивление, мГн / Ом	Относительная АЧХ		ЭДС воспроизведения на частоте 315 Гц, мкВ	Материал рабочей поверхности	Ток, мА	
		Воспроизве- дения, дБ/на частоте, кГц	Записи, дБ			Записи	Подмагни- чивания
ЗД24.821 (Новосибирск, «Монолит»)	95...155 / 300 тип.	13,5/14,0	-14	210...330	Сендаст	0,04	0,25
ЗД24.832 (Новосибирск, «Монолит»)	90...160 / 300 тип.	9,5/10,0	-12	210...330	Сендаст	0,04	0,25
ЗД24.844 «TF-PVJ»	80...120 / 350	11,0/18,0	-16	230...300	Сендаст	0,09	0,6
ЗД24.931 (Боровичи, «Горизонт»)	90...140 / —	10,0/14,0	-16	190...350	Сендаст	0,1	1,0
ЗД24.932 (Боровичи, «Горизонт»)	60...140 / —	9,0/10,0	-14	160...320	Сендаст	0,07	0,6
ЗД24.941 (Боровичи, «Горизонт»)	70...130 / —	10,0/14,0	-16	220...240	Сендаст	0,1	1,0
ЗД24.942 (Боровичи, «Горизонт»)	50...150 / —	9,0/10,0	-14	190...350	Сендаст	0,07	0,6
ЗД24.951 (Боровичи, «Горизонт»)	70...130 / —	10,0/14,0	-16	200...400	Сендаст	0,1	1,0
ЗД24.952 (Боровичи, «Горизонт»)	75...125 / —	10,0/10,0	-11	170...330	Сендаст	0,07	0,6
НЗ331 (CANON, Япония)	100...150 / 300 тип.	13,5/14,0	-23	350	Сендаст	0,3	0,52



Табл. 2.4 (продолжение)

Тип головки	Индуктивность, сопротивление, мГн / Ом	Относительная АЧХ		ЭДС воспроизведения на частоте 315 Гц, мкВ	Материал рабочей поверхности	Ток, мА	
		Воспроизве- дения, дБ/на частоте, кГц	Записи, дБ			Записи	Подмагни- чивания
H2331 (CANON, Япония)	80...120 / 250 тип.	13,5/14,0	-19	330	Пермаллой	0,042	0,47
H5302 (CANON, Япония)	100...150 / 250 тип.	12,0/12,5	-9,5	350	Пермаллой	0,035	0,52
H2334 (CANON, Япония)	100...150 / 200 тип.	11,5/12,5	-23	340	Пермаллой	0,035	0,4
223-20 (SANKYO, Япония)	80...120 / 200 тип.	11,5/12,5	-22	220	Пермаллой	0,051	0,95
555-20 (SANKYO, Япония)	120...160 / 250 тип.	12,5/14,0	-18	250	Пермаллой	0,035	1,0
745-30 (SANKYO, Япония)	80...120 / 200 тип.	13,5/14,0	-18	260	Пермаллой	0,051	0,77
HD424SVS (ALPS, Япония)	95...125 / 240 тип.	9,0/10,0	-11	250	Пермаллой	0,035	0,45
HD442GVH (ALPS, Япония)	130...190 / 350 тип.	9,0/10,0	-10,5	250	Пермаллой	0,04	1,1
M3 (TDK, Япония)	120...160 / 200 тип	13,0/14,0	-18	260	Сендаст	0,05	0,78
S-201 (IKEJIRI, Япония)	120...190 / 200 тип.	7,5/12,5	-13	160	Пермаллой	0,035	0,4
S-208 (IKEJIRI, Япония)	120...190 / 200 тип.	9,0/10,0	-10,5	160	Пермаллой	0,045	0,4
S-231 (IKEJIRI, Япония)	120...190 / 190 тип.	6,0/8,0	-6	400	Пермаллой	0,035	0,45

Относительная АЧХ головки характеризует частотные потери в реальной головке относительно «идеальной». В частности, относительная АЧХ записи на указанной частоте, показывает на сколько децибел необходимо скорректировать АЧХ тока записи на данной частоте, чтобы получить стандартную АЧХ потока короткого замыкания на магнитной ленте. Относительная АЧХ воспроизведения зависит от ширины и качества рабочего зазора головки. Указанная частота, как правило, является верхней рабочей частотой головки.

Кроме перечисленных, к измеряемым параметрам головок относятся:

- для универсальных и записывающих головок — модуль полного электрического сопротивления (импеданс) на частоте 1 кГц и на частоте подмагничивания 80 (100) кГц;
- эффективная длина рабочего зазора;
- нелинейность рабочего зазора;
- собственная резонансная частота;
- сопротивление изоляции обмоток;
- электрическая прочность изоляции обмоток.

## 2.3. Носители магнитной записи

Анализ новейших достижений изготовления магнитных лент [12, 13] подтверждает факт небывалого улучшения в кратчайшие сроки всей совокупности рабочих параметров носителей магнитной записи. Наибольших успехов в этой области добились фирмы BASF, PHILIPS, AGFA, SONY, FUJI, TDK, MEMOREX, DENON, SCOTCH, THAT'S, SKC.

При появлении первой компакт-кассеты (1965 г.) разработки концерна Philips трудно было вообразить, что это изделие получит столь широкое распространение и так сильно улучшатся его параметры. Если частотный диапазон первых лент был 70...6000 Гц, то у современных — 20...20000 Гц.

*Классификация.* Международной электротехнической комиссией (МЭК) рекомендовано деление магнитных лент на четыре класса (от МЭК-1 до МЭК-4). Кассеты с этими лентами обозначаются Тип 1...Тип 4, соответственно. В зависимости от времени звучания в обе стороны кассеты подразделяются на С-60, С-90, С-120 с толщиной основы 18, 12 и 9 мкм, соответственно.

МЭК-1 .... рабочий слой на основе магнитного порошка игольчатой гамма-окиси железа. С точки зрения режима записи все новейшие ленты этого типа могут быть условно разделены на 2 группы. Первая группа работает при номинальном токе подмагничивания, соответствующем стандарту DIN, вторая — с повышенным током под-

магничивания на 5...10% (в основном японского производства) — наиболее высокого качества.

**МЭК-2** .... рабочий слой на основе магнитного порошка игольчатой модифицированной двуокиси хрома или на его заменителе — кобальтированной гамма-окиси железа. Микрочастицы порошка модифицированной двуокиси хрома имеют идеально правильную поверхность и бездефектную структуру. Толщина ферролакового слоя ленты 6,2 мкм для кассеты С-60 и 4,2 мкм для кассеты С-120. Ленты этого типа имеют повышенный уровень записи при повышенных искажениях.

**МЭК-3** .... двухслойная, нижний слой толщиной 4 мкм — на ферропорошке гамма-окиси железа и верхний (1 мкм) — на магнитном порошке модифицированной двуокиси хрома. Характерная особенность этих лент — широкий динамический диапазон (высокий уровень записи при малом уровне шумов).

**МЭК-4** .... на металлическом (как правило, железном) порошке. Новейшие двухслойные ленты МЭК-4 с суммарной толщиной рабочих слоев 5...5,5 мкм характеризуются высокой чувствительностью при низком уровне шумов.

Основные требования к ферропорошкам следующие:

- ♦ высокое значение коэрцитивной силы  $H_c$  и индукции насыщения  $B_s$ ;
- ♦ высокое значение анизотропии (направленных магнитных свойств);
- ♦ достижение минимальных размеров «элементарных частиц» ( $l = 0,3...0,4$  мкм) и их добротности;
- ♦ термостабильность магнитных свойств и, прежде всего,  $H_c$

Основные параметры лучших современных лент приведены в табл. 2.5.

Основные параметры современных магнитных лент

Таблица 2.5

Параметр\тип	МЭК-1	МЭК-2	МЭК-3	МЭК-4
Чувствительность (333 Гц, 250 нВб/м), дБ	2,3	1,5...2,0	1	1,7...2,6
Коэффициент 3-й гармоники (333 Гц, 250 нВб/м)	0,3...2,25	0,6...3,2	—	0,45...0,7
Макс. уровень записи (333 Гц, $K_s = 3\%$ ), дБ	0,8...4,4	0,8...4,0	—	3,2...4,9
Сигнал/шум, дБ (взвешенное)	53...56	55...57	—	57...62
Насыщение на частоте 10 кГц (250 нВб/м), дБ	10...19,8	8,2...11,5	—	—
$H_c$ , кА/м	22...28	29...53,5	> 43	53...100
$B_s$ , Тл	0,12...0,17	0,15...0,19	—	0,2...0,35
Коэффициент прямоугольности	0,8	0,85...0,87	—	0,8

От частотных характеристик лент зависит, насколько равномерно записывается спектр звукового диапазона. Из-за низкой скорости движения магнитной ленты в кассетных магнитофонах только ленты типа МЭК-4 и лишь немногие МЭК-2 (не говоря уже о МЭК-1) могут обеспечить запись без ограничения динамического диапазона со стороны высоких частот при обычном подмагничивании. Динамический же диапазон низких частот лент МЭК-4 уступает МЭК-2 и МЭК-1.

Среди всего многообразия компакт-кассет наибольшей популярностью у потребителей пользуются кассеты на модифицированной двуокиси хрома, обеспечивающие чистое, «бриллиантовое» звучание. Кассеты с индексом «SM» содержат специальный механизм, обеспечивающий повышение надежности кассет при эксплуатации. Основное назначение механизма — устранение проскальзывания магнитной ленты при намотке.

Анализ кассет зарубежного производства, проведенный Е. Карнауховым, приведен в табл. 2.6.

Параметры кассет зарубежного производства

Таблица 2.6

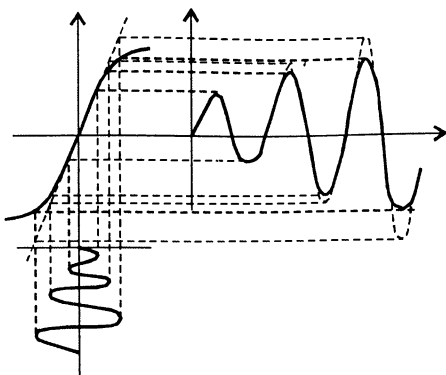
Группа лент	Тип кассеты	Коэффициент гармоник, %	Уровень записи при $K_f = 3\%$ , дБ	Относительная чувствительность на частоте 315 Гц, дБ	Относительная чувствительность на частоте 10 кГц, дБ	Шумы покоя, дБ	Максимальный уровень записи на 10 кГц, дБ	Неравномерность чувствительности на частоте 315 Гц, дБ	Неравномерность чувствительности на частоте 10 кГц, дБ
МЭК-1	BASF FE90	0,5	4,8	0,1	0,3	53,6	0,1	0,2	0,2
	Fuji DR-ix60	0,9	3,2	-1,1	0,3	54,2	0,9	0,2	0,3
	JVC GI90	1,3	2,4	1,6	-0,8	54,0	-0,1	0,2	0,2
	Maxell UR-90	0,7	4,3	-0,1	-0,1	53,6	-0,1	0,2	0,2
	Maxell XLI-S60	0,4	6,2	0,3	1,6	53,8	2,2	0,2	0,2
	RAKS CD-SX90	0,5	4,6	-0,4	1,0	54,4	1,4	0,2	0,2
	RAKS CD-X90	0,9	4,8	-0,7	0,9	54,4	1,4	0,2	0,2
	RAKS ED-SX90	0,5	4,8	0,3	-0,5	53,8	-1,8	0,2	0,2
	RAKS ED-X90	0,7	4,5	0,3	-0,6	53,9	-1,4	0,2	0,2
	SKC GX 90	0,4	5,0	-0,4	-2,8	52,8	0,6	0,2	0,3
	SKC LX 90	0,8	3,8	-1,3	-1,8	54,6	-1,5	0,2	0,2
	Sony HF 90	0,6	4,4	-0,8	0,3	54,1	0,4	0,2	0,2
	Sony HF-S90	0,4	5,5	0,0	1,9	55,0	2,0	0,2	0,2
	TDK D 90	0,4	4,8	0,0	1,4	53,5	0,9	0,2	0,2
	TDK AD 90	0,4	6,1	0,2	2,6	54,8	3,0	0,2	0,2
	TDK AR 90	0,5	7,4	1,1	1,9	55,0	1,0	0,2	0,2

Табл. 2.6 (продолжение)

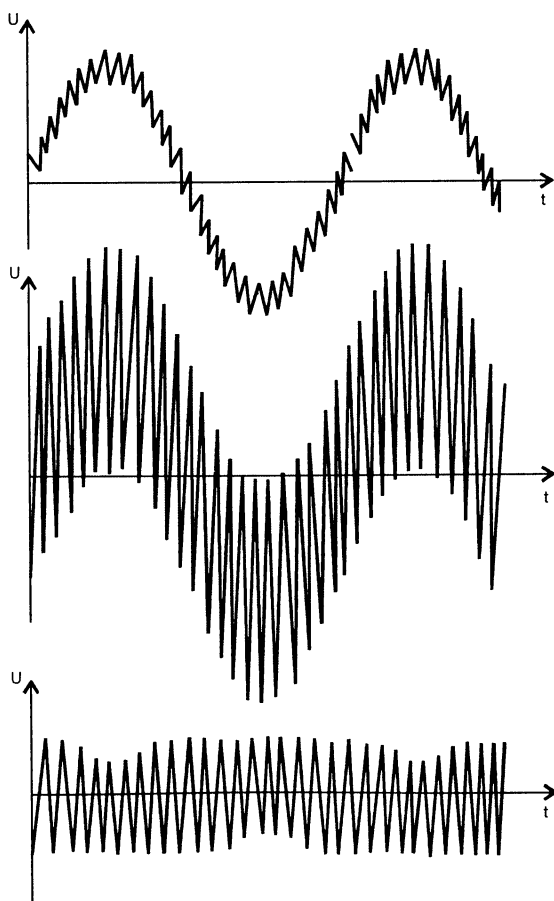
Группа лент	Тип кассеты	Коэффициент гармоник, %	Уровень записи при $K_r = 3\%$ , дБ	Относительная чувствительность на частоте 315 Гц, дБ	Относительная чувствительность на частоте 10 кГц, дБ	Шумы покоя, дБ	Максимальный уровень записи на 10 кГц, дБ	Неравномерность чувствительности на частоте 315 Гц, дБ	Неравномерность чувствительности на частоте 10 кГц, дБ
МЭК-2	BASF Chrom EX II 90	1,6	3,3	-1,0	0,1	62,5	0,2	0,2	0,2
	BASF CM II 90	1,5	3,4	-1,0	0,9	62,2	0,2	0,2	0,2
	BASF CS II 90	1,4	3,7	-0,9	1,1	62,4	0,2	0,2	0,2
	BASF TP II 90	0,8	4,8	-0,1	1,6	60,5	0,2	0,1	0,2
	Fuji JP II 60	1,2	4,0	-0,9	-1,5	60,9	-0,2	0,3	0,4
	JVC UF II 90	1,5	3,7	-0,8	0,4	62,0	0,4	0,2	0,3
	Maxell XL II 60	1,1	3,8	-0,5	-0,1	61,4	0,4	0,2	0,2
	Maxell XL II S90	0,4	5,4	-0,3	2,2	60,5	2,3	0,2	0,2
	RAKS Carbrio 90	0,8	5,3	0,0	-2,0	61,0	-1,3	0,2	0,2
	RAKS SD-X 90	1,7	4,3	0,0	-1,7	59,6	-0,8	0,2	0,3
	RAKS SD-SX 60	0,7	5,1	0,0	-2,1	61,4	-1,1	0,2	0,3
	Sony UX 90	1,6	3,5	-0,7	-1,0	60,8	-0,6	0,2	0,2
	Sony UX-S 90	1,2	4,3	-1,0	1,0	62,0	0,6	0,2	0,2
	Sony UX-Pro 90	1,0	5,0	-0,2	1,1	60,3	2,4	0,2	0,2
	TDK SF 90	1,1	4,3	0,1	0,7	61,1	0,7	0,2	0,3
	TDK SA 90	1,1	4,3	0,0	0,8	61,4	0,4	0,2	0,2
	TDK SA-X 90	0,8	4,9	1,0	2,6	61,5	2,5	0,2	0,3
	TDK SA-XS 90	0,9	5,0	1,0	2,6	62,2	2,2	0,2	0,2
МЭК-4	Sony M-XR 90	1,0	5,5	0,1	1,4	57,9	1,5	0,1	0,2
	Sony SMM 90	0,4	7,7	1,8	2,4	57,4	3,0	0,2	0,3
	TDK MA 90	0,9	6,1	0,6	3,5	57,4	2,3	0,1	0,2
	TDK MA-X 60	1,1	6,3	0,0	3,2	57,8	0,3	0,1	0,2
	TDK MA-XG 90	0,5	5,5	0,5	3,3	58,3	1,8	0,2	0,2

Перегрузочная способность лент характеризуется протяженностью линейного участка характеристики передачи (рис. 2.9).

Характерная особенность магнитной записи — возникновение кубических искажений, так как наибольший вклад вносит третья гармоника. При сигнале, состоящем из суммы двух гармоник с частотами  $f_1$  и  $f_2$ , продукты нелинейности, помимо гармоник  $3 \cdot f_1$  и  $3 \cdot f_2$ , содержат комбинационные тона с частотами  $|2 \cdot f_1 \pm f_2|$  и  $|2 \cdot f_2 \pm f_1|$ . Механизм возникновения такого рода искажений понятен из рис. 2.10, где последовательно показаны входной двухчастотный сигнал, сигнал на выходе УЗ и выделенная ВЧ-составляющая на выходе УВ.



**Рис. 2.9.** Искажения записи при перегрузке



**Рис. 2.10.** Искажения при записи двухтонального сигнала

В реальном сигнале, состоящем из большого числа частотных составляющих, возникает достаточно сложный спектр комбинационных продуктов нелинейности.

Однако могут появиться и квадратичные искажения, если в головку записи попадает постоянная составляющая тока, или если головка записи намагничена. Стирание постоянным магнитом также приводит к квадратичным искажениям из-за остаточной намагниченности ленты, а, как известно, квадратичные искажения наиболее неприятны на слух. Поэтому во избежание квадратичных искажений усилители должны быть достаточно линейны, а головку записи и направляющие (касается катушечных магнитофонов) необходимо периодически размагничивать. Что касается нелинейности магнитных головок, то их нелинейность не превышает 0,2...0,4% и, как правило, практически не учитывается. Для исключения и этих искажений усилитель записи охватывают ООС не только по напряжению, но и по току записи [14].

## 2.4. Физические процессы записи/воспроизведения

Ток записи, проходя через катушку записывающей головки, создает в ее сердечнике изменяющийся по величине и направлению внутренний магнитный поток. Значительная часть этого потока, благодаря зазору и плотно прилегающей к нему ленте, выходит наружу и образует в рабочем слое ленты поле записи. В результате этого воздействия временные изменения мгновенных значений сигнала переходят в пространственные изменения намагниченности магнитной ленты, т.е. самопроизвольно намагниченные области — домены (элементарные магнитные носители) записи получают определенную фиксированную намагниченность. При этом длина волны сигналаграммы равна:

$$\lambda = \frac{V}{f}, \quad (2.1)$$

где:  $V$  — скорость движения ленты;

$f$  — частота записываемого сигнала.

В процессе воспроизведения записи происходит обратное преобразование — пространственные изменения намагниченности ленты переходят во временные изменения электрического напряжения.

Рабочий диапазон частот канала записи определяется в основном характеристиками магнитных лент, параметрами ГЗ и режимом подмагничивания. Для одного и того же типа лент могут отличаться:

- ♦ оптимальные токи подмагничивания — на  $\pm 2,5$  дБ;
- ♦ чувствительность — на  $\pm 2...2,5$  дБ;
- ♦ частотная характеристика — на  $\pm 3...5$  дБ.

### 2.4.1. Потери записи

Частотная характеристика процесса записи определяется по зависимости уровня намагниченности ленты от частоты тока записи при постоянной его величине. Если бы в процессе записи не возникали частотные и волновые потери, ее характеристика представляла бы прямую линию 1, параллельную оси частот (рис. 2.11). Реальная характеристика (кривая 2) имеет спад из-за потерь. Можно считать, что частотные предскажения усилителя записи (УЗ) предназначены для компенсации потерь магнитной ленты. В этом случае АЧХ УЗ (кривая 3) должна быть зеркальна реальной характеристике, т.е. должна быть такой, чтобы при изменении частоты и постоянном уровне сигнала на входе канала записи обеспечивался стандартный уровень намагничивания для типовой ленты (ОСТ6-17-528-87).

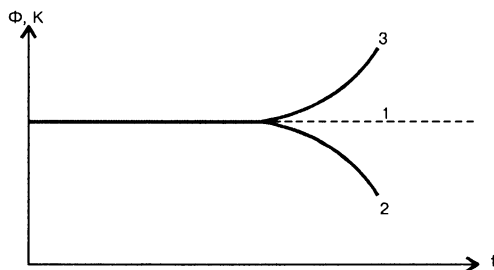


Рис. 2.11. Потери записи/воспроизведения (кривая 2) и предскажения УЗ (кривая 3)

Основные потери записи следующие:

- ♦ фазово-волновые;
- ♦ от самостираний;
- ♦ от саморазмагничивания.

Рабочий слой ленты намагничивается совместным действием полей тока записи и тока высокочастотного подмагничивания. В зависимости от уровня ВЧ-подмагничивания у выходной грани рабочего зазора головки возникает так называемая критическая зона (рис. 2.12), которая зависит как от тока подмагничивания, так и от самого тока записи и которая определяет волновые зависимости записи. Магнитная индукция в ленте после удаления ее от зазора уменьшается до значения остаточной индукции  $B_R$ .

В качестве ГЗ предпочтительнее использовать не универсальную головку, а записывающую, т.к. для записи необходим зазор, равный толщине рабочего слоя. При таком зазоре рабочий слой промагничивается на большую глубину и, кроме того, ослабляется размагничивающее действие полей рассеяния ВЧ-подмагничивания на высших частотах рабочего диапазона. В результате остаточная намагнен-



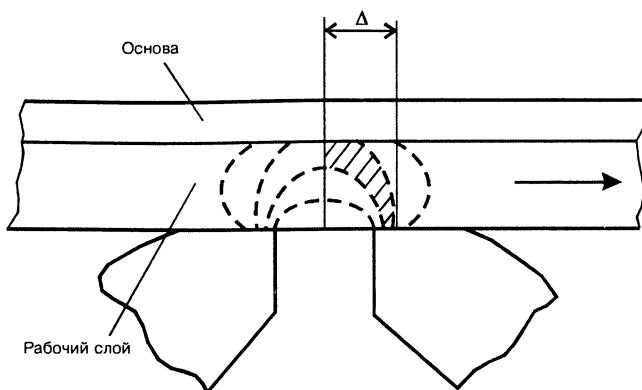


Рис. 2.12. Критическая зона записи

ность ленты в области частот 12...20 кГц с записывающей головкой получается на 2...3 дБ больше, чем с универсальной.

*Фазово-волновые потери* образуются вследствие того, что критическая зона имеет определенную протяженность. Чем короче длина волны сигнала, тем больше фазовый сдвиг магнитного потока в пределах критической зоны и тем значительнее уменьшение суммарной остаточной намагниченности данного участка рабочего слоя ленты. Этот завал волновой характеристики записи на высших звуковых частотах тем сильнее, чем больше токи сигнала и подмагничивания.

*Потери от самостирания* так же как фазово-волновые, связаны с временем прохождения критической зоны. Явление самостирания практически заметно при записи сигналов высших частот при относительно малых скоростях ленты. В этом случае для высокочастотных сигналов длина волны соизмерима с размерами поля ГЗ. Поле, создаваемое суммой токов записи и ВЧ-подмагничивания, значительно превышает геометрический размер рабочего зазора ГЗ. Это приводит к тому, что уже сформированный в зазоре ГЗ участок фонограммы ослабляется. Волны с малыми длинами почти полностью попадают в критическую зону перемагничивания и ослабляются сильнее волн со средними и большими длинами. Таким образом, максимальная частота записываемого сигнала (минимальная длина волны) определяется не геометрическим размером рабочего зазора ГЗ, а шириной критической зоны перемагничивания, которая в значительной степени зависит как от величины тока подмагничивания, так и от уровня самого тока записи. При этом полоса записываемых частот для сигналов разных уровней оказывается различной, а максимальный уровень записи ВЧ-составляющих — много ниже необходимого средне-статистического уровня, что приводит к недопустимо большим интермодуляционным искажениям ВЧ-сигналов с большим уровнем.

Т.о. это явление носит нелинейный характер и служит причиной дополнительных нелинейных искажений на высших частотах.

Одной из первых попыток серьезной борьбы с этим явлением было применение внешнего подмагничивания (способ Cross field) [15].

За счет меньшего размагничивания остаточная намагниченность ленты на высших частотах значительно возрастает. Так, еще на старой ленте «тип 6» было возможным записать: на скорости 2,38 см/с — 13 кГц; на скорости 9,53 см/с — 25 кГц при  $K_z = 2\%$ ; на скорости 19,05 см/с — 50 кГц при  $K_z = 1\%$ .

При этом прочность записи высоких частот была значительно выше из-за большей степени намагниченности рабочего слоя ленты, более глубокого его промагничивания.

Применение этого способа возможно только в катушечных аппаратах, причем применение в стереофонических магнитофонах в чистом виде весьма затруднительно из-за сложности обеспечения стабильного по времени (из-за износа движущихся частей механизма подвода внешней головки и износа поверхности универсальной головки) тока подмагничивания, а также его регулировки. Поэтому промышленного применения этот способ не нашел, несмотря на высокую эффективность.

В нашей стране в свое время была широко известна разработка [16], в которой применено комбинированное подмагничивание: основное — внешнее, с помощью обычной стирающей головки, и до оптимального — обычным способом.

В связи с этим способом подмагничивания вспоминается эпизод почти двадцатилетней давности. В то время меломаны писали в основном на 19-й скорости. В моем магнитофоне УЗ был выполнен с основным внешним подмагничиванием и дополнительным встречно-параллельным, что позволяло производить записи на 9-й скорости превосходящие по качеству записи, сделанные на 19-й скорости обычными магнитофонами. В качестве проигрывателей грампластинок широко использовались популярные в то время вертушки «ВЕГА-206» и им подобные с УК низкого качества. В моем проигрывателе он был заменен на УК, описанный в [17].

Однажды я взял у своего знакомого послушать венгерский диск «Neoton famila». При возвращении диска я предложил товарищу прослушать сделанную запись. Сначала он скептически отнесся к моему предложению, узнав, что запись сделана на 9-й скорости. Прослушав несколько фрагментов, он неожиданно выключил магнитофон, достал пластинку и включил проигрыватель. Он по несколько раз прослушивал фрагменты то с магнитофона, то с проигрывателя, потом с удивлением заявил: «Не могу поверить своим ушам, запись звучит лучше оригинала!».

Перегрузочная способность лент во многом зависит от соотношения тока подмагничивания и тока записи. В самом деле, чем больше отношение номинального тока подмагничивания к номинальному току записи, тем меньше его изменение при перегрузке, а соответ-

ственно, меньше и увеличение критической зоны. Этим, в частности, можно объяснить повышенную перегрузочную способность МЭК-2 и тем более МЭК-4 на высших частотах, для которых ток записи больше примерно в 1,2 и 1,5 раза, а ток подмагничивания — в 1,5...2 раза и 3 раза, соответственно (см. табл. 2.3).

Это соотношение различно не только для разных типов лент, но и для разных головок. В соответствии с картой номинальных токов подмагничивания [18] головки условно, в порядке убывания соотношения  $I_H/I_z$ , разбиты на 5 групп (табл. 2.7).

Отношение номинального тока подмагничивания  
к номинальному току записи для некоторых типов головок

Таблица 2.7

Группа	$I_H/I_z$	Головка
I	>12	Sankyo 555-20, ALPS HD424 PVJ, CANON 56701
II	12...10	National WY1403, Sankyo 223-20, 3Д24.942
III	10...8	CANON 3331, Sankyo 569-11, 3Д24.941, CANON H2331
IV	8...6	ALFA HY424 SVS, 3AB24.010, CANNON 2334, Sankyo 311-10, CANON 2349, 3Д24.080
V	<6	3Д24.221, ALPS HD428801, 3Д24.051, 2Д24.112, 3Д24.232

Потери от саморазмагничивания непосредственно связаны с большими размерами полуволновых областей при записи коротких волн. Подобно тому, как остаточная намагниченность ферромагнитного бруска значительно больше при намагничивании в продольном направлении по сравнению с намагничиванием в поперечном направлении, так и остаточная намагниченность длинных полуволновых областей больше, чем коротких. Вследствие примыкания элементарных магнетиков друг к другу одноименными полюсами (рис. 2.13), внутри рабочего слоя ленты как бы создается размагничивающее намагничивание носителя записи. Поэтому чем короче длина волны записи  $\lambda$ , тем меньше продольный размер элементарного магнетика  $l = 0,5 \cdot \lambda$  и, следовательно, тем сильнее размагничивающее поле. У современных магнитных лент эти потери уступают остальным.

Следующий путь расширения перегрузочной способности носителей в области высших частот звукового диапазона заключается в динамической оптимизации тока подмагничивания. Различают несколько видов динамического подмагничивания:

- динамическое подмагничивание;
- адаптивное динамическое подмагничивание;
- параметрическое динамическое подмагничивание;
- встречное подмагничивание пилообразным напряжением (током).

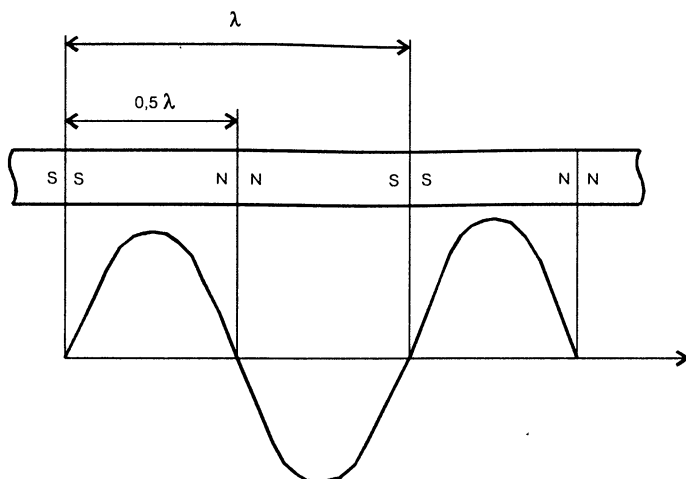


Рис. 2.13. Намагниченность ленты в продольном направлении

Частотные потери головки записи — потери, связанные с бесполезным расходом энергии на вихревые токи и на гистерезис в сердечнике, экране и металлической арматуре головки записи. Для уменьшения этих потерь сердечники изготавливают из материала с большим удельным сопротивлением и узкой петлей гистерезиса. В качестве прокладок в рабочем и дополнительном зазорах применяют изоляционные материалы, например, стекло или слюду, увеличивают ширину дополнительного зазора. В основном зазоре иногда применяют бериллиевую бронзу, применение же токопроводящих материалов в дополнительном зазоре недопустимо из-за дополнительных потерь на вихревые токи. Для современных записывающих головок частотные потери превышают 1 дБ на верхнем пределе рабочего диапазона частот.

Примерный ход АЧХ усилителя записи приведен в табл. 2.8.

Примерный ход АЧХ усилителя записи

Таблица 2.8

Частота, кГц	0,4	1	2	4	6	8	10	12,5	14	16
Подъем АЧХ, дБ	0	0,2	0,7	2,3	5,3	7,7	10,5	14	16	17

Из таблицы видно, что подъем АЧХ на частотах 10 и 12 кГц соответствует потерям, приведенным в табл. 2.3, 2.4.

### 2.4.2. Потери воспроизведения

АЧХ воспроизведения (рис. 2.14) определяют по зависимости ЭДС воспроизводящей головки от частоты сигналов, записанных с постоянным уровнем (обычно — минус 20 дБ) на магнитной ленте.

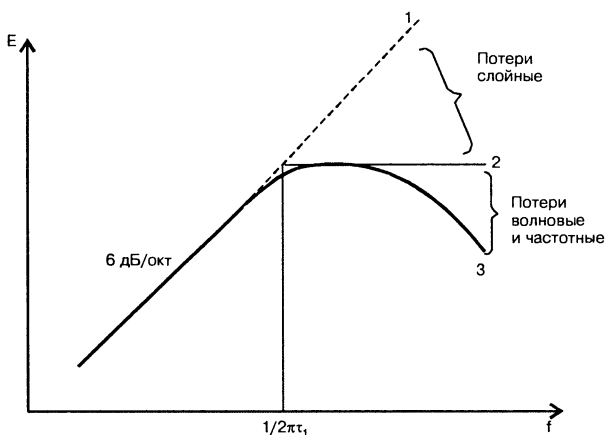


Рис. 2.14. Потери АЧХ воспроизведения

Отдача  $E$  — ЭДС, индуцируемая в обмотке головки при воспроизведении сигналаграммы с определенной намагнитченностью и частотой, определяется формулой:

$$E = 2\pi f n \Phi \frac{\sin \pi \frac{\delta_z}{\lambda}}{\pi \frac{\delta_z}{\lambda}}, \quad (2.2)$$

где:  $f$  — частота воспроизводимого сигнала;

$n$  — число витков обмотки;

$\lambda$  — длина волны записи;

$\Phi$  — магнитный поток фонограммы (магнитный поток ленты, входящий в головку);

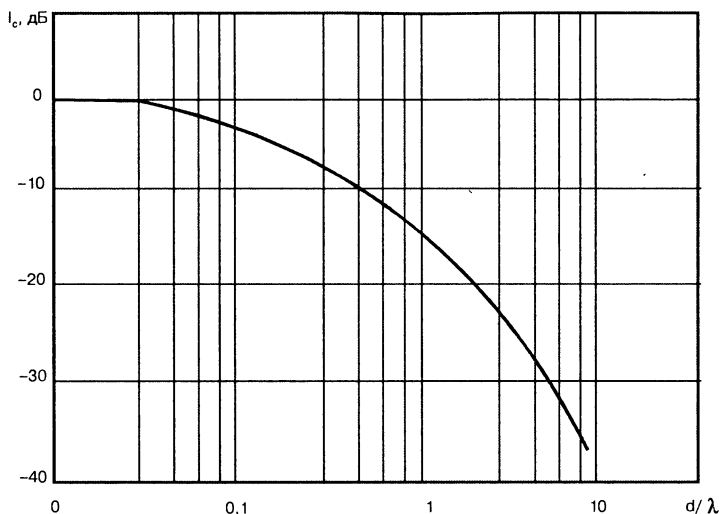
$\delta_z$  — эффективная ширина рабочего зазора (обычно на 10...20% превышает геометрическую ширину из-за неидеальности ребер зазора, а также из-за влияния глубины зазора на распределение поля головки, зависит также и от наклона головки).

Множитель в виде дроби характеризует частотные искажения, вносимые рабочим зазором. Этот множитель показывает, что при уменьшении длины волны записи ЭДС головки уменьшается, и при  $\delta_z = \lambda$  ЭДС головки воспроизведения будет равна нулю.

Чем выше ЭДС, тем лучше будет отношение сигнал/шум канала воспроизведения. Основные потери воспроизведения по значимости располагаются в следующем порядке:

- слойные;
- волновые (щелевые, контактные, из-за перекоса зазора);
- частотные (потери шунтирования, перемагничивания сердечника).

*Слойные потери* образуются вследствие того, что толщина рабочего слоя ленты  $d$  конечна. Эти потери зависят от относительной удаленности от сердечника ГВ элементарных слоев ленты. Графически этот вид потерь показан на рис. 2.15.



**Рис. 2.15.** Зависимость слойных потерь от отношения толщины рабочего слоя ленты к длине волны сигнала

Из графика видно, что потери возрастают, как с ростом толщины рабочего слоя ленты, так и с уменьшением длины волны сигнала. Отсюда ясно, что на малых скоростях движения ленты тонкие ленты предпочтительнее. На больших же скоростях применение чрезмерно тонких лент нецелесообразно, т.к. падает отдача ленты и вследствие этого ухудшается отношение сигнал/шум. Кроме того, тонкая основа лент способствует повышенному копирэффекту. Слойные потери в принципе неустраняемы, т.к. рабочий слой всегда имеет конечную толщину.

*Волновые потери* определяются зависимостью величины магнитного потока в сердечнике ГВ от длины волны записи. Изменение скорости ленты и частоты сигнала в одинаковое число раз не изменяет длину волны записи, а следовательно, и связанные с ней основные особенности процессов воспроизведения и записи. С этой точки зрения, например, безразлично, записывается ли сигнал частотой 1000 Гц при скорости 4,76 см/с или 2000 Гц при скорости 9,53 см/с (к вопросу об ускоренной перезаписи), т.е. волновые потери будут одинаковы.

*Щелевые потери* появляются из-за соизмеримости длины волны записи с шириной рабочего зазора воспроизводящей головки. Ослаб-

ление потока в головке происходит вследствие взаимной компенсации (нейтрализации) магнитных потоков элементарных магнитиков, т.к. у краев зазора располагаются одноименные магнитные полюса (см. рис. 2.13). Полная компенсация происходит при величине зазора, равной или кратной длине волны, т.е. при  $\delta = n\lambda$ , где  $n = 1, 2, 3...$

Щелевые потери подчиняются выражению:

$$\Pi_{\text{щ}} = \frac{\left| \sin \frac{\pi \delta_{\text{э}}}{\lambda} \right|}{\left( \frac{\pi \delta_{\text{э}}}{\lambda} \right)}, \quad (2.3)$$

$$\delta_{\text{э}} = \frac{V}{f_0}, \quad (2.4)$$

где  $\delta_{\text{э}}$  — эффективная ширина рабочего зазора;

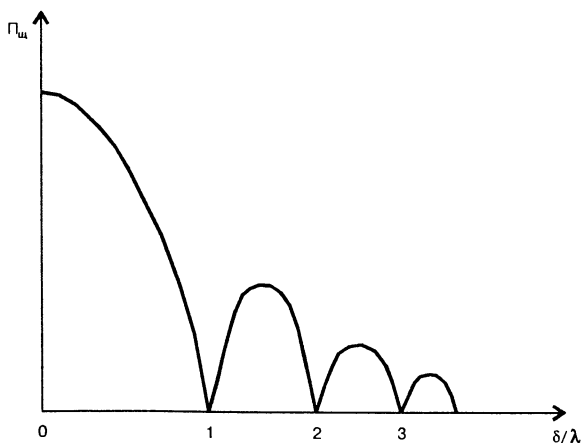
$f_0$  — частота первого минимума отдачи при измерении АЧХ воспроизведения.

Графически этот вид потерь показан на рис. 2.16.

Для уменьшения щелевых потерь ширину рабочего зазора ГВ выбирают из условия:

$$\delta \approx \frac{\lambda_B}{2}, \quad (2.5)$$

где  $\lambda_B$  — длина волны, соответствующая высшей частоте рабочего диапазона записи  $f_B$ .



**Рис. 2.16.** Зависимость щелевых потерь от отношения ширины рабочего зазора к длине волны

Тогда наивысшая воспроизводимая головкой частота из формулы (2.1):

$$f_B = \frac{V}{\lambda_B} = \frac{V}{2\delta}. \quad (2.6)$$

Следовательно, чтобы воспроизводить полосу частот до 16 кГц при скорости ленты 4,76 см/с, ширина зазора ГВ должна быть:

$$\delta = \frac{V}{2f} = \frac{47,6}{2 \cdot 16000} = 0,0015 \text{ мм} = 1,5 \text{ мкм.}$$

Этому требованию удовлетворяют практически все современные головки, как воспроизводящие, так и универсальные, т.к. имеют зазоры от 0,8 до 1,5 мкм.

*Контактные потери* (определяются неплотным прилеганием ленты к магнитной головке) ориентировочно рассчитывают по формуле:

$$П_K = \frac{55 \cdot a}{\lambda}, \text{ дБ}, \quad (2.7)$$

где:  $a$  — расстояние между лентой и головкой, мкм;

$\lambda$  — длина волны записи, мкм.

С уменьшением длины волны (т.е. с ростом частоты) растут и потери. Эти потери могут быть высоки из-за неправильной установки головки, если имеется «кивок» головки (наклон) вперед или назад. К возрастанию потерь приводит износ краев ленты, а также ее деформация:

- в виде сабельности (результат проигрывания кассет в магнитофоне с неправильно отрегулированным прижимным роликом);
- желобообразная — вследствие контакта с головкой, имеющей недопустимый износ (выработку).

Этот вид потерь может носить и периодический характер, например, при неравномерности торможения подающего узла, что проявляется в паразитной амплитудной модуляции сигнала.

*Потери из-за перекоса* возникают вследствие непараллельности рабочего зазора головки воспроизведения магнитному штриху на ленте. Перекос эквивалентен расширению рабочего зазора ГВ (рис. 2.17) до величины:

$$\delta_g = b \cdot \operatorname{tg} \alpha, \quad (2.8)$$

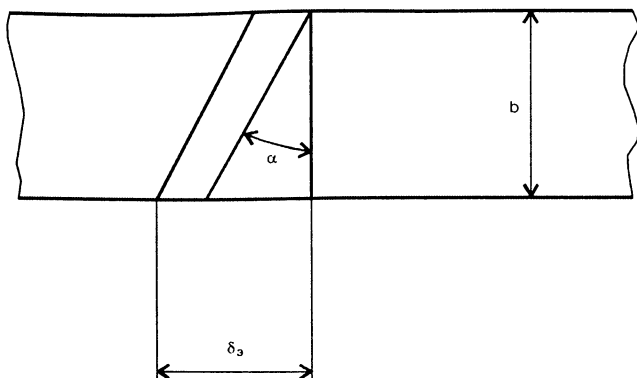
где  $b$  — ширина дорожки записи;

$\alpha$  — угол перекоса.

Из формулы ясно, что, чем шире дорожка записи, тем больше могут быть потери из-за перекоса.

Все рассмотренные выше потери связаны с малой длиной волны. Однако и на длинных волнах (на низших частотах) из-за соизмеримости длины волны записи и размеров рабочей поверхности ГВ





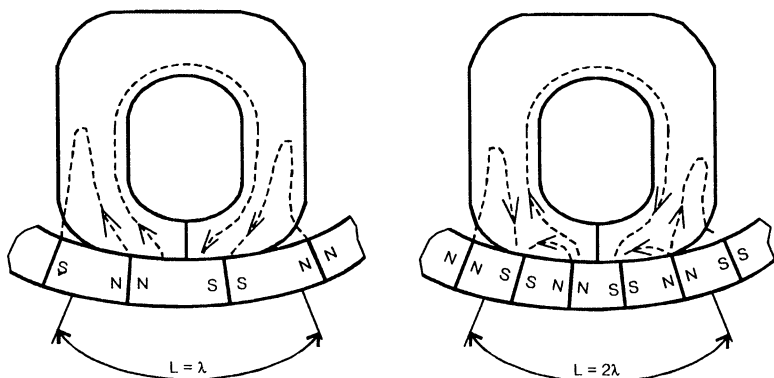
**Рис. 2.17.** Потери из-за перекоса рабочего зазора головки

(точнее поверхности контакта с лентой) возникают волновые искажения типа «змейки».

На рис. 2.18 представлены два распределения магнитного потока в сердечнике головки. В первом из них, при  $L = \lambda$ , магнитный поток увеличивается, во втором, при  $L = 2\lambda$  — уменьшается. В зависимости от конструкции сердечника воспроизводящей головки увеличение потока может также наблюдаться при  $L = (3, 5, \dots)\lambda$ , а уменьшение (помимо  $2\lambda$ ) — при  $L = (4, 6, \dots) \cdot \lambda$ .

Для устранения этого вида потерь магнитные головки желательно делать с  $L > \lambda_H$ , что практически всегда выдерживается, где  $\lambda_H$  — длина волны, соответствующая нижней частоте  $f_H$  рабочего диапазона:

$$\lambda_H = \frac{V}{f_H} = \frac{47,6}{31,5} = 1,5 \text{ мм.}$$



**Рис. 2.18.** Два варианта распределения магнитного потока в сердечнике магнитной головки: при  $L = \lambda$  и при  $L = 2\lambda$

Лента должна плавно отходить от поверхности головки, экраны должны быть удалены от нее на достаточное расстояние.

*Частотные потери* (рис. 2.14, кривая 3) вызываются расходом энергии в сердечнике и арматуре головки и пропорциональны частоте сигнала. Частотная характеристика канала воспроизведения должна быть такой, чтобы при стандартном потоке выходной уровень сигнала УВ при изменении частоты сохранялся постоянным. Этому требованию удовлетворяет характеристика (рис. 2.19), зеркальная кривой 3 (рис. 2.14).

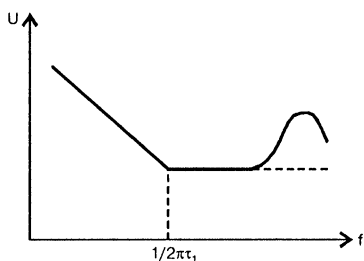


Рис. 2.19. Частотные потери

Причем для полной совместимости фонограмм для скорости 4,76 см/с приняты две постоянные времени:  $\tau_f = 120$  мкс (для лент типа МЭК-1) и  $\tau_f = 70$  мкс (для остальных типов лент), определяющие частоту первого перегиба коррекции потерь: 1326 Гц и 2274 Гц, соответственно. Вторая частота перегиба, в зависимости от качества ГВ, находится в пределах 8...12 кГц.

При уменьшении  $\tau_f$  снижается частотная коррекция в усилителе воспроизведения, подчеркивающая наиболее слышные частотные составляющие шумов паузы. В пределе (при  $\tau_f = 0$ ) АЧХ стандартного канала воспроизведения соответствует зависимости «-6 дБ/окт», а шумы минимальны. Однако, при уменьшении  $\tau_f$ , т.е. уменьшении частотной коррекции, должны быть соответственно увеличены предисторжжения в усилителе записи, что вызывает чрезмерное увеличение нелинейных искажений на высоких частотах из-за перегрузки ленты, т.к. и без этого уровень тока записи ВЧ-составляющих сигнала примерно равен току на низших и средних частотах (с учетом их заниженного на 15...20 дБ уровня и примерно такого же подъема в УЗ — см. табл. 2.8). Уменьшение при этом уровня записи невыгодно из-за уменьшения отношения сигнал/шум на средних частотах, в основном определяющих громкость сигнала.

При увеличении  $\tau_f$  происходят обратные явления: возрастают шумы и уменьшаются нелинейные искажения.

*Потери шунтирования* связаны с тем, что часть магнитного потока фонограммы замыкается не в сердечнике головки, а через рабочий зазор и пространство между полюсными наконечниками. Данные потери зависят не от длины волны записи, а от частоты сигнала. С ростом частоты магнитная проницаемость сердечника падает, а сопротивление магнитному потоку возрастает, что ведет к перераспределению потока и увеличению потерь.

## 2.5. Характеристики движения магнитной ленты

Основная функция лентопротяжного механизма (ЛПМ), непосредственно связанная с процессом записи/воспроизведения, — равномерное перемещение носителя записи по рабочей поверхности магнитных головок.

Для неискаженной передачи сигнала необходимо, чтобы скорость ленты при записи  $V_z$  равнялась скорости при воспроизведении  $V_{\text{в}}$ . При этом совпадают соответствующие частоты исходной и воспроизводимой фонограмм, т.е. отсутствуют частотные искажения. Однако в действительности указанные скорости по разным причинам могут отличаться друг от друга, вызывая тем самым изменение частоты воспроизводимого сигнала. Слух человека замечает такие изменения, если они превышают 1...2%, а в некоторых случаях, например, при склейке фонограмм, записанных в начале и конце рулона или на разных магнитофонах, граница слышимости может быть еще ниже.

Для характеристики движения ленты по тракту ЛПМ используют следующие показатели:

- ♦ номинальная скорость  $V_0$ ;
- ♦ средняя скорость  $V$ ;
- ♦ величина дрейфа  $\Delta V$ ;
- ♦ коэффициент колебаний скорости  $K_C$ ;
- ♦ коэффициент детонации  $K_D$ ;
- ♦ коэффициент амплитудной модуляции  $K_{AM}$

Номинальные скорости движения ленты оговорены стандартом [19].

*Средняя скорость* — это постоянная составляющая скорости ленты. Разница между значениями номинальной и средней скорости свидетельствует об отклонении скорости ленты от нормы.

На практике обычно ограничиваются измерением скоростей в начале и конце ленты, они должны укладываться в пределы допуска, а величина разности между ними называется дрейфом. Величина дрейфа не должна выходить за полные пределы отклонений скорости от номинала.

### Детонация

Более быстрые колебания скорости приводят к паразитной частотной модуляции, а вызванные ею искажения — называют детонацией и оценивают с помощью коэффициента детонации.

Медленные колебания скорости, примерно до 3...4 Гц, прослеживаются по изменению высоты тона. Более быстрые, приблизительно до 20 Гц, прослушиваются как вибрация, трель, дребезжание. Еще более быстрые приводят к хриплости звучания. Наиболее заметны искажения, модулирующие частоты которых находятся в пределах 3...6 Гц.

Исследования показывают, что порог слышимости детонации в зависимости от характера воспроизводимого сигнала лежит в пределах 0,1...0,15%. Действующим стандартом [19] нормируются коэффициенты детонации от  $\pm 0,1\%$  для магнитофонов нулевой группы сложности до  $\pm 0,4\%$  для четвертой группы.

### Паразитная амплитудная модуляция

Паразитная амплитудная модуляция возникает из-за переменного контакта ленты с магнитными головками и неоднородности структуры ленты. Порог слышимости ПАМ на гармонических сигналах равен примерно 1%, а при воспроизведении музыки и речи может находиться выше 15% [20].

ПАМ сильно возрастает, если лента имеет повышенную сабельность, коробление, потянутые края, а тем более, если имеет «зажеванные» участки. Преобладание в спектре ПАМ низкочастотных составляющих (1 Гц) приводит к плаванию громкости или «выпадению» сигнала. Высокочастотная (до 10...20 Гц) ПАМ воспринимается как амплитудное вибрато. Еще более высокочастотные составляющие — как хриплое звучание.

Поскольку наибольшая чувствительность слуха находится в области частот от 1 до 5 кГц, коэффициент детонации принято измерять на частоте 3150 Гц. Коэффициент амплитудной модуляции  $K_{AM}$  стандартом не нормируется. На величину детонации и ПАМ в первую очередь влияют конструктивные особенности ЛПМ, а также качество его настройки, которое должно обеспечить оптимальные значения основных факторов:

- ♦ степень натяжения ленты;
- ♦ параллельность оси прижимного ролика оси тонвала;
- ♦ крутящий момент подмотки;
- ♦ правильность установки головок по высоте и наклону.

Правильность установки головок и работы прижимного ролика удобно смотреть с помощью зеркальной кассеты (рис. 2.20).

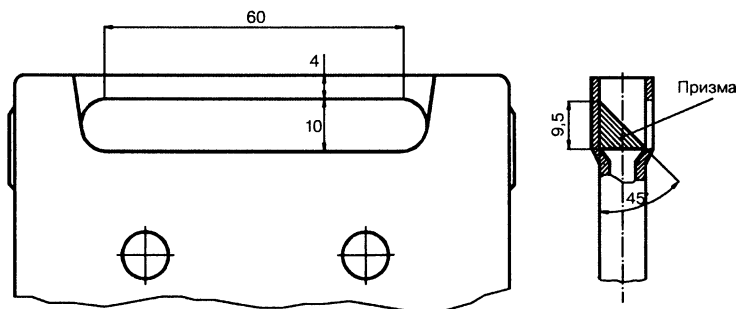


Рис. 2.20. Конструкция зеркальной кассеты

Изготавливают ее из обычной разборной кассеты следующим образом. В верхней половине выфрезеровывают окно в соответствии с рисунком. В нижней — устанавливают зеркальную (отхромированную и отполированную) призму. В простейшем варианте — с помощью пластилина под углом  $45^\circ$  закрепляют полоску тонкого зеркала.

## 2.6. Выводы

По ходу изложения материала уделено достаточно внимания разного рода искажениям. Коротко подведем итоги.

1. На средних и низких частотах нелинейность амплитудной характеристики канала записи выражается в появлении нечетных гармоник основного сигнала, из которых основную роль играет 3-я.
2. При неизменном токе записи зависимость  $K_z$  от частоты записываемого сигнала равномерна до точки, в которой частота третьей гармоники  $f_3 = 3f_1$  имеет заметные потери записи и воспроизведения. Уменьшение  $K_z$ , измеренного на высоких частотах, не означает, однако, уменьшения слышимых нелинейных искажений. Если искажения на низких и средних частотах проявляются как «хрип», «дребезжание» и т.п., то на высоких появляются весьма неприятные комбинационные искажения, составляющие которых расположены в рабочем диапазоне.
3. Одной из основных величин, определяющих качество записи, является ток подмагничивания. От него зависит как полезная отдача фонограммы, так и степень искажения формы записываемого сигнала, уровень шумов и частотная характеристика записи.
4. Для обеспечения запаса по перегрузочной способности на средних частотах, нулю децибел индикатора уровня записи (наиболее распространенный индикатор средних значений) на частоте 1 кГц должен соответствовать уровень, меньший предельно допустимого на 6...9 дБ, т.е. на величину коэффициента амплитуды (отношение пикового уровня сигнала к среднему) реального музыкального сигнала.
5. Источником повышенных нелинейных искажений и шума может стать генератор тока подмагничивания. Из-за его асимметрии характеристика намагничивания ленты также становится асимметричной, что приводит к появлению квадратичных искажений. Подобные искажения могут быть вызваны случайным намагничиванием ГЗ, а также в результате стирания ленты постоянным магнитом.
6. В качестве ГЗ предпочтительнее использовать не универсальную головку, а записывающую, т.к. при записи необходим

зазор, равный толщине рабочего слоя. Дополнительный зазор линеаризирует ее характеристику намагничивания, что снижает искажения сигнала. Остаточная намагниченность ленты в области частот 12...20 кГц с записывающей головкой получается на 2...3 дБ больше, чем с универсальной.

7. Коррекция АЧХ сквозного канала изменением тока подмагничивания допустима в пределах от  $-2$  до  $+3$  дБ от оптимального. После чего необходимо проверить  $K_z$  на средних частотах при номинальном уровне записи.
8. Что касается усилителя воспроизведения, то, по мнению автора, наилучшие результаты получаются при использовании в УВ специально разработанной для этой цели микросхемы К157УЛ1. В отличие от других схем шумы данного усилителя носят ровный и «спокойный» характер. Микросхема достаточно широкополосна, коэффициент усиления без ООС на частоте 20 кГц немногим уступает усилению на частоте 400 Гц. Входной каскад усилителя конструктивно оптимизирован по отношению сигнал/шум в полосе частот 20...20000 Гц для работы его от магнитной головки.

## 2.7. Улучшение основных параметров магнитофона

### Устройства шумопонижения

Все известные устройства шумоподавления можно отнести к двум группам:

- устройства однократного воздействия, работающие лишь при воспроизведении или при записи;
- устройства, основанные на двукратной обработке сигнала (соответственно, при записи и при воспроизведении).

К первой группе можно отнести пороговые шумоподавители, различного рода динамические ограничители шума: DNL (Dynamic Noise Limiter) фирмы PHILIPS, отечественную систему шумопонижения типа «Маяк» (К157ХП3) и др.

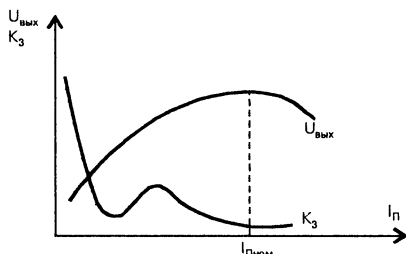
Ко второй группе относятся различного рода компандерные устройства, а также безынерционные шумоподавители, основанные на подъеме на 5...6 дБ полосы частот в районе 4 кГц (область наибольшей чувствительности слуха) при записи и на зеркальном понижении этой же полосы частот при воспроизведении.

Наиболее известные из компандерных устройств шумоподавители Dolby по имени американского инженера и dbx (David Blacmer Excellence), позволяющие довести реальный динамический диапазон кассетного магнитофона до 85...90 дБ.

К недостаткам систем Dolby можно отнести то, что для восстановления исходной АЧХ фонограммы они требуют строго определенного уровня на входе устройства при воспроизведении.

### Влияние тока подмагничивания

Значение тока подмагничивания влияет не только на нелинейные искажения, волновые потери (АЧХ записи), но и на модуляционные шумы. Поэтому выбор его величины осуществляется на основе компромисса между указанными показателями.



**Рис. 2.21.** Зависимость уровня записи и коэффициента третьей гармоники  $K_3$  от тока подмагничивания

Из-за различия характеристик подмагничивания для длинных и коротких волн записи оптимальные токи подмагничивания для длинных волн имеют большее значение, чем для коротких (см. рис. 2.4). Близкие к минимальным значения модуляционного шума и нелинейных искажений на низких и средних частотах обеспечиваются при подмагничивании, оптимальном для длинных волн записи. Зависимость уровня записи и коэффициента третьей гармоники  $K_3$  от тока подмагничивания показана на рис. 2.21.

Оптимальное подмагничивание для данного типа ленты позволяет получить при записи наилучшее соотношение сигнал/помеха (за счет выбора максимального уровня записи при приемлемых искажениях) и минимальные искажения.

Уменьшение уровня модуляционного шума при подмагничивании, несколько большем, чем оптимальное, можно объяснить следующим. Определенная часть модуляционного шума вызвана паразитной амплитудной модуляцией основного сигнала из-за нестабильности механического контакта между магнитной лентой и записывающей головкой. При этом при отдалении ленты от головки ослабляется как поле основного сигнала, так и поле подмагничивания, что приводит к автоматической стабилизации уровня записи. Этот эффект с успехом использовали в катушечных магнитофонах, устанавливая номинальный ток подмагничивания на 2 дБ больше оптимального.

*Шумы паузы* получают на выходе усилителя магнитофона при воспроизведении участка фонограммы, записанного с подключенным ко входу УЗ резистором, эквивалентным номинальному сопротивлению источника сигнала. При этом регуляторы уровня записи должны находиться в положении, соответствующем номинальному уровню записи. В магнитофонах с АРУЗ запись паузы производят в течение 5 с после прекращения подачи опорного сигнала. На величину шума паузы влияют как величина, так и частота тока подмагничивания.

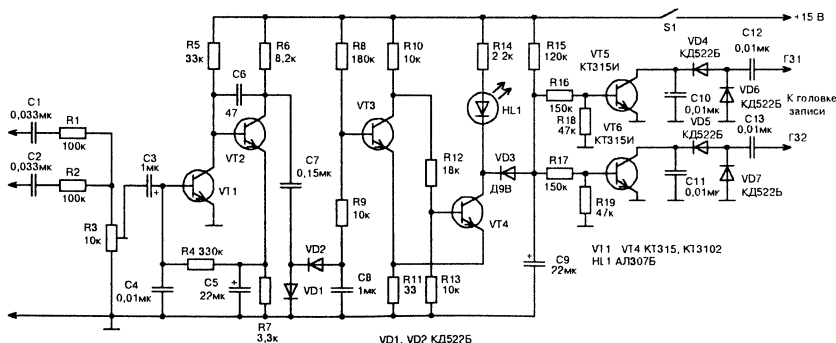
На основании вышеизложенного можно предложить два пути снижения шума пауз:

- ♦ прекращение подмагничивания в паузах фонограммы;
- ♦ увеличение подмагничивания в паузах на 2...3 дБ.

Шумы и помехи (щелчки и потрескивания грампластинок, вызванные пылью и микроцарапинами) не записываются, благодаря низкой чувствительности процесса записи без ВЧ-подмагничивания.

Шумоподавление в катушечных магнитофонах составляло 8...9 дБ и 4...5 дБ в кассетных. Еще больше эффективность шумопонижения в магнитофонах с АРУЗ, в которых время восстановления выбрано средним между оптимальным для записи речи (2...5 с) и записи музыки — не менее 20 с. При этом входы устройства шумопонижения необходимо подключать не к выходу усилителя записи (УЗ), а к его входу. На разделении каналов это практически не сказывается, т.к. выходное сопротивление источника сигнала, как правило, не превышает 1 кОм.

Устройство изменяет ток ВЧ-подмагничивания не скачкообразно, а плавно и симметрично для обеих полувольт, что предотвращает



**Рис. 2.22. Шумоподавитель пауз записи**



паразитное намагничивание сердечника записывающей головки и даже способствует ее размагничиванию при случайном намагничивании и снижает заметность изменения шума в паузах.

Время срабатывания (снижения ВЧ-подмагничивания до минимума) — 0,5 с, время восстановления составляет около 4 мс.

Налаживание устройства сводится к установке порога чувствительности резистором R3.

Возможный вариант печатной платы и сборочный чертеж устройства показан на рис. 2.23.

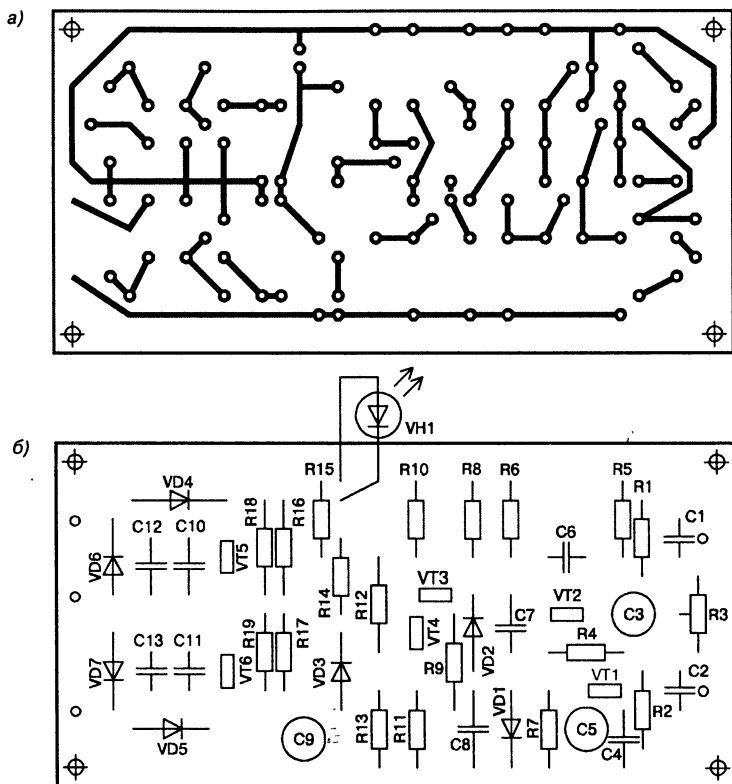


Рис. 2.23. Печатная плата (а) и сборочный чертеж (б) шумоподавителя

### Параметрическое динамическое подмагничивание

При обычном способе записи аналоговых сигналов возникают искажения формы сигналов, связанные с нелинейностью характеристики носителя, а также с несовершенством системы записи. Нагрузочная способность лент полностью не реализуется. Кроме того,

имеет место недоиспользование тракта записи по параметру «сигнал/шум» около 7,5 дБ.

Совершенно по-другому обстоит дело при ШИМ-записи [14, 22], обладающей параметрическим динамическим подмагничиванием. Нагрузочная способность увеличивается в 2 раза при одновременном увеличении отношения сигнал/шум.

Идея использования широтно-импульсной модуляции для высокоэффективного усиления колебаний звуковой частоты предложена Д. Агеевым [23] более 50 лет назад. Эти усилители относят к классу D. КПД таких усилителей достигает 0,9 (теоретическое значение близко к 1), в то время как КПД усилителей класса АВ едва достигает 0,7, а класса А и того меньше — 0,5.

**Примечание редактора.** Усилительный каскад класса А может иметь максимальный КПД равный 0,5 только при условии работы с трансформаторным выходом, когда амплитуда выходного напряжения (на обмотке трансформатора) достигает величины напряжения питания. У каскада с резистивной нагрузкой, где максимальная амплитуда выходного напряжения ограничена величиной, равной половине напряжения питания, максимальный КПД составляет 0,25.

При относительно низкой частоте дискретизации амплитудная характеристика тракта имеет ярко выраженный нелинейный характер, следствием чего является большой уровень нелинейных и комбинационных искажений. К примеру, коэффициент третьей гармоники при  $f_d/f_c = 7$  составляет 1,85%, при 10 — 0,9%, а при 15 — 0,4% [24].

До недавнего времени этот способ усиления не находил широкого применения из-за относительной сложности и отсутствия необходимой элементной базы.

Различают биполярную ШИМ (модуляция по трем уровням:  $+E_{\pi}$ , 0 и  $-E_{\pi}$ ) и однополярную ШИМ (модуляция по двум уровням:  $+E_{\pi}$  и  $-E_{\pi}$ ).

Наиболее проста реализация однополярной ШИМ. Амплитуда выходного напряжения (тока) пропорциональна коэффициенту модуляции  $K_{\text{мод}}$ :

$$K_{\text{мод}} = \frac{U_{\text{мс}}}{U_{\text{мп}}}, \quad (2.9)$$

где  $U_{\text{мс}}$  — амплитудное значение сигнала;

$U_{\text{мп}}$  — амплитудное значение пилообразного напряжения.

Максимальный  $K_{\text{мод}}$  обычно не превышает 0,8...0,9.

Процессы коммутации вызывают появление боковых полос с частотами  $n \cdot f_d \pm m \cdot f_c$ , где  $n$  и  $m$  — целые числа (1, 2, 3 и т.д.). Поэтому для получения  $K_r < 0,01\%$  частота дискретизации должна быть около 200 кГц, что и имеет место в современных способах цифровой записи звука.

При передаче сигналов малого уровня амплитуда сигналов ШИМ имеет полное напряжение питания при очень малой их длительности. Конечное время процесса коммутации вносит дополнительные трудности при обеспечении широкого динамического диапазона. Поэтому в качестве компараторов необходимо применять быстродействующие ОУ. Очень важно, чтобы они имели одинаковое время восстановления после, как плюсовой, так и минусовой перегрузки. Разное время восстановления является причиной дополнительных искажений. Немаловажную роль играет форма пилообразного напряжения для ШИМ:

- нарастающая пила;
- спадающая пила;
- треугольная симметричная пила.

В первых двух случаях имеет место односторонняя ШИМ, когда смещается только передний или задний фронт, в последнем — двусторонняя, когда смещаются оба фронта импульсов относительно вершин пилообразного напряжения.

Во избежание искажений ШИМ, вызванных перезарядом входных емкостей компаратора, в качестве модулирующего предпочтительно следует отдавать симметричному пилообразному напряжению. В этом случае отсутствует различие в мгновенном перепаде напряжений на входах компаратора для положительной и отрицательной полуволн записываемого сигнала (рис. 2.24).

Возможный вариант реализации симметричного ГПН со стабилизацией тока заряда-разряда на токовом насосе Хауланда показан на рис. 2.25.

На вход генератора подают двупольарный сигнал типа «меандр». Отношение резисторов  $R_3/R_1 = R_4/R_2$  определяет отношение выходных напряжений  $U_2/U_1$ . Для лучшей привязки выходного напряжения  $U_2$  к «общему» необходимо, чтобы отрицательная обратная связь немного преобладала, т.е. должно выполняться условие  $R_3/R_1 > R_4/R_2$ . Постоянная времени  $R_1C$  определяет амплитуду выходного напряжения  $U_1$  на частоте

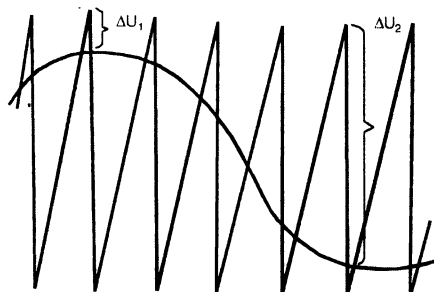


Рис. 2.24. Перепад напряжений на входе компаратора

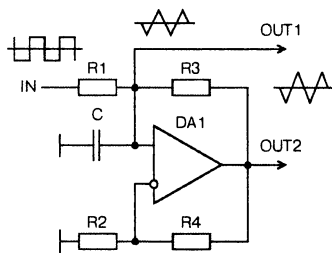


Рис. 2.25. Формирователь симметричного пилообразного напряжения на токовом насосе Хауланда

те входного сигнала. Для стабильности амплитуды при изменении температурных условий ТКЕ конденсатора должен быть МПО или М47.

Высокая линейность пилообразного напряжения очень важна для исключения дополнительных искажений.

Для улучшения линейности характеристики передачи импульсных усилителей используют обратную связь — как в обычных усилителях, работающих с непрерывными сигналами. Глубина обратной связи зависит от качества фильтрации сигналов и отношения  $f_d/f_B$ , где  $f_B$  — верхняя рабочая частота. Очевидно, что чем выше это отношение, тем меньше фазовый сдвиг выходного сигнала, а значит, и глубже может быть обратная связь.

Введение ООС [14] не только линеаризирует саму систему ШИМ (устраняет статическую ошибку компаратора, линеаризирует записываемый ток ГЗ), но и уменьшает искажения формы тока записи, вносимые самой головкой, достигающие 0,2...0,4%. Кроме того, параллельная ООС снижает входное сопротивление модулятора, делая его нечувствительным к наводкам ГСП, ГПН и ШИМ. Второй вход компаратора, выполняющего роль модулятора, защищен от наводок шунтирующим действием низкоомного выхода ГПН и не должен содержать высокоомных резисторов в цепи сигнала ГПН.

Для демодуляции ШИМ-сигнала его достаточно проинтегрировать. Подобно тому, как в усилителях класса D полезный сигнал выделяется индуктивностями катушек динамических головок, при ШИМ-записи интегрирование сигнала происходит в ГЗ. Причем, в отличие от усилителя класса D, где гармоники носят паразитный характер, гармоники ШИМ-сигнала при записи выступают в роли тока подмагничивания.

Характерная особенность этого способа записи заключается в том, что сумма тока записи и тока подмагничивания постоянна, т.е.  $I_z + I_d = \text{const}$ . Это вытекает из того, что амплитудное значение импульсов ШИМ постоянно (зависит от напряжения питания), а раз напряжение постоянно, то постоянен и суммарный ток, происходит лишь его перераспределение (между током записи и током подмагничивания) в зависимости от коэффициента модуляции.

Остановимся более подробно на процессах, происходящих в головке записи. Мгновенные значения ЭДС  $e_L$  связаны с мгновенными значениями магнитного потока  $\Phi$  соотношением:

$$e_L = -\frac{d\Phi}{dt}. \quad (2.10)$$

Так как

$$\Phi = i \cdot L, \quad (2.11)$$

$$e_L = -\frac{d(iL)}{dt}. \quad (2.12)$$

Поскольку магнитная головка используется в режиме, при котором относительная магнитная проницаемость  $\mu_R$  остается постоянной, индуктивность головки  $L$  также постоянна, следовательно, множитель  $L$  можно вынести за знак производной, т.е.:

$$e_L = -\frac{L di}{dt}. \quad (2.13)$$

По второму закону Кирхгофа напряжение на зажимах цепи в каждый момент времени равно по значению и противоположно по знаку ЭДС, имеющейся в цепи, следовательно  $u_L = -e_L$ , откуда:

$$u_L = \frac{L di}{dt}. \quad (2.14)$$

Полученное выражение связывает мгновенные значения тока в цепи с мгновенными значениями напряжения на выводах головки. Из выражения (2.14) следует, что напряжение на головке пропорционально не току, а скорости изменения тока. В случае, когда ток не изменяется, напряжение равно нулю.

Длительность импульса  $t_H$  равна:

$$t_H = 0,5 \cdot T = \frac{0,5}{f_H}, \quad (2.15)$$

где  $f_H$  — частота подмагничивания.

При  $f_H = 80$  кГц:

$$t_H = \frac{0,5}{80 \cdot 10^3} = 6,25 \cdot 10^{-5} \text{ с} = 6,25 \text{ мкс}.$$

При этом, благодаря интегрирующему действию головки, ток через головку достаточно линеен, т.к. находится на начальном участке ее характеристики, поскольку постоянная времени цепи головки  $\tau_L$  равна:

$$\tau_L = \frac{L}{R} = \frac{0,12}{2700} = 4,4 \cdot 10^{-5} \text{ с} = 44 \text{ мкс},$$

где  $L = 0,12$  Гн — индуктивность универсальной головки (типовое значение);

$R = 2700$  Ом — сопротивление, включенное последовательно с головкой (например, 2R12 на рис. 2.27).

Учитывая, что длительность импульса  $t_H$  значительно меньше постоянной времени  $\tau_L$ , выражение (2.14) можно преобразовать к виду:

$$I_M = \frac{U_H \cdot t_H}{L} = \frac{U_H}{2 \cdot L \cdot f_H}, \quad (2.16)$$

где  $I_M$  — амплитудное значение тока подмагничивания;

$U_H$  — напряжение питания.

Тогда действующее значение тока подмагничивания равно:

$$I_H = \frac{I_M}{2} = \frac{U_H \cdot t_H}{2 \cdot L} = \frac{U_H}{4 \cdot L \cdot f_H}. \quad (2.17)$$

Ток подмагничивания при  $U_{\Pi} = 15$  В и частоте подмагничивания 80 кГц для головки индуктивностью 120 мГн равен:

$$I_{\Pi} = \frac{U_{\Pi} \cdot t_H}{2L} = \frac{15 \cdot 6,25 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 0,12} = 0,39 \text{ мА.}$$

Таким образом, изменяя напряжение питания или частоту ГСП (или то и другое одновременно), можно в широких пределах регулировать ток подмагничивания. Учитывая, что в стереофоническом варианте поканальная регулировка частоты дискретизации отпадает, остается единственный вариант регулировки — изменением напряжения питания.

ШИМ-напряжение, определяющее уровень записи, пропорционально коэффициенту модуляции  $K_{\text{мод}}$ :

$$U_3 = 0,7 \cdot U_{\Pi} \cdot K_{\text{мод}} \quad (2.18)$$

Откуда:

$$I_3 \approx \frac{U_3}{\Sigma R} = \frac{0,7 \cdot U_{\Pi} \cdot K_{\text{мод}}}{\Sigma R}, \quad (2.19)$$

где  $\Sigma R$  — суммарное сопротивление резисторов в цепи головки записи, в том числе и омическое сопротивление самой головки.

Так, например, для обеспечения тока записи  $I_3 = 0,1$  мА при напряжении питания усилителя записи  $\pm 15$  В и суммарном сопротивлении в цепи головки  $\Sigma R = 12$  кОм коэффициент модуляции  $K_{\text{мод}}$  будет равен:

$$K_{\text{мод}} = \frac{I_3 \cdot \Sigma R}{0,7 \cdot U_{\Pi}} = \frac{0,1 \cdot 10^{-3} \cdot 12 \cdot 10^3}{0,7 \cdot 15} = 0,11.$$

На осциллограмме выходного напряжения (рис. 2.26) это будет выглядеть в виде девиации, равной 0,22 периода, т.е. чуть меньше четверти периода.

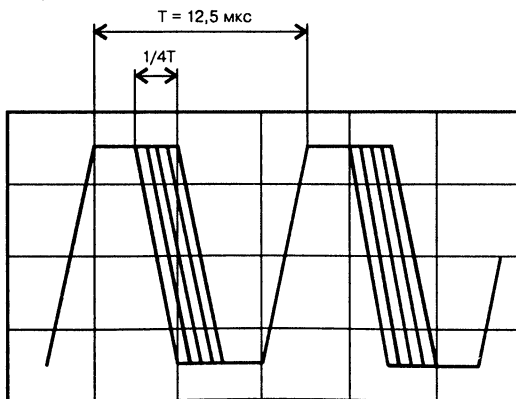


Рис. 2.26. Осциллограмма выходного напряжения  $U_3$

На основании рассмотренных формул можно сделать следующие выводы:

1. При постоянной частоте дискретизации  $f_d$  и коэффициенте модуляции  $K_{\text{мод}}$  с возрастанием напряжения питания  $\pm U_n$  пропорционально возрастают ток подмагничивания и ток записи.
2. При постоянном напряжении питания ток подмагничивания возрастает с уменьшением частоты дискретизации и наоборот.
3. Уровень записи зависит от напряжения питания, коэффициента модуляции и суммарного сопротивления в цепи головки и не зависит от частоты дискретизации.

Упрощенный вариант (для записи на наиболее распространенную ленту МЭК-1) реализации указанного способа записи показан на рис. 2.27. Записи, сделанные на ленте МЭК-1, по высоким частотам и отношению С/Ш не уступают записям на ленте МЭК-2, а по проработке низких частот — превосходят.

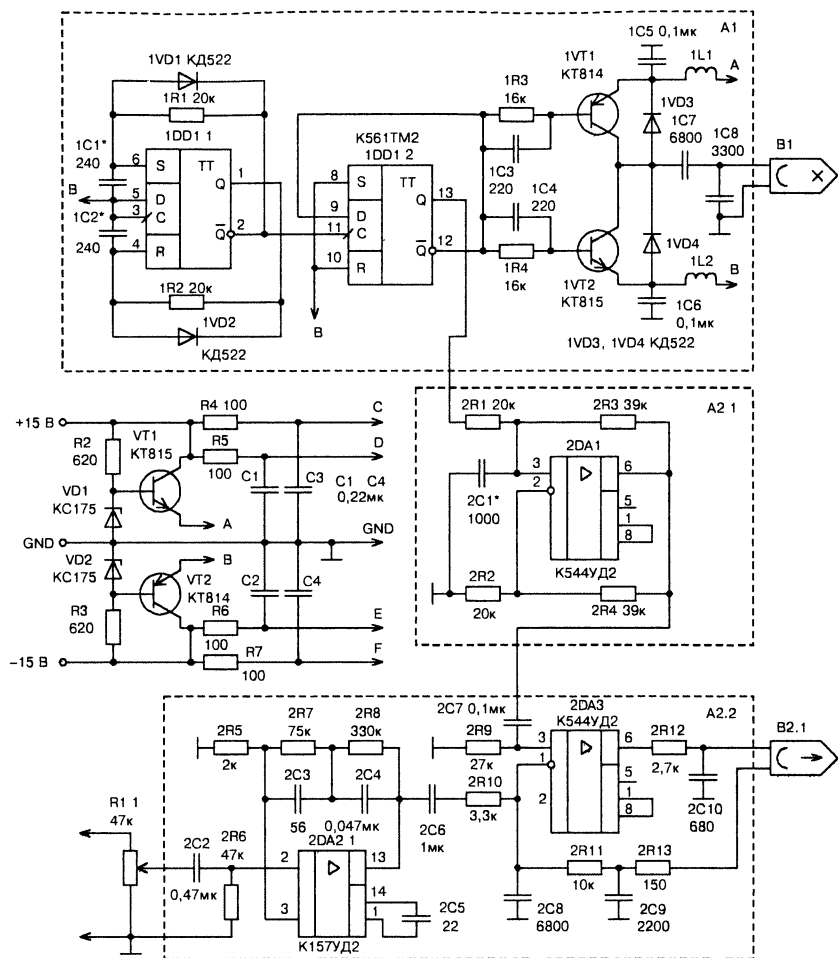
Задающий генератор выполнен на триггере 1DD1.1. Подбором конденсаторов 1C1, 1C2 устанавливают частоту генератора около 160 кГц, что после деления вторым триггером 1DD1.2 составит 80 кГц. На транзисторах 1VT1, 1VT2 выполнен генератор стирания. С помощью конденсаторов 1C7, 1C8, образующих последовательно-параллельный контур со стирающей головкой, добиваются максимального напряжения ГС с минимальными искажениями формы сигнала. В качестве дросселей можно использовать дроссели типа ДМ-0,2.

На 2DA1 выполнен формирователь пилообразного напряжения. Подбором конденсатора 2C1 выставляют амплитуду пилообразного напряжения (от пика до пика) около 12 В ( $U_g \approx 3$  В). Предварительный усилитель выполнен на двояном ОУ типа К157УД2. На схеме показан только один канал. Выходной каскад, он же компаратор, он же формирователь АЧХ записи, выполнен на ОУ типа К544УД2.

Подбором частоты генератора добиваются оптимального тока подмагничивания по максимальной отдаче на средних частотах (0,3...1 кГц) при коэффициенте третьей гармоники не более 1%, а с помощью входного регулятора устанавливают оптимальный уровень записи, который определяет вполне определенный коэффициент модуляции. При необходимости, подбором резистора 2R11 регулируют АЧХ записи в области средних частот. Резистор 2R13 определяет добротность последовательного контура, образованного индуктивностью головки и конденсатором 2C9, от которой зависит равномерность АЧХ в области ВЧ. Для наглядной установки оптимального уровня записи усилитель должен быть дополнен индикатором.

### **Встречное подмагничивание**

Аналогичный эффект постоянства суммы тока записи и тока подмагничивания можно получить, если применить встречное подмагничива-

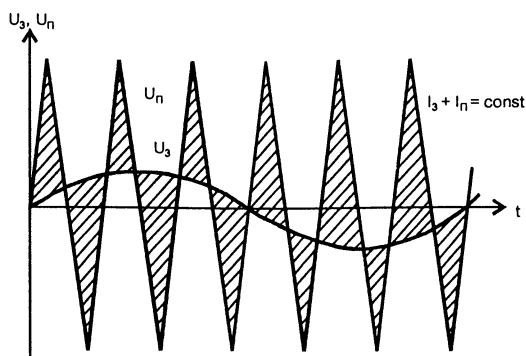


**Рис. 2.27.** Усилитель записи с параметрическим динамическим подмагничиванием

ние: с одной стороны — напряжение звуковой частоты, а с другой — напряжение подмагничивания треугольной формы (рис. 2.28).

Как видно из рисунка, сумма тока записи и тока подмагничивания — величина примерно постоянная, равная сумме площадей заштрихованных треугольников. Возможный вариант реализации этого способа показан на рис. 2.29. Формирователь пилообразного напря-





**Рис. 2.28.** Форма тока записи при встречном подмагничивании

жения представляет собой модифицированный «токовый насос» Хауланда. Амплитуду выходного напряжения, а соответственно, и ток подмагничивания для ленты МЭК-1 регулируют подбором конденсатора 2С1 в нижнем положении переключателя 2S1.

Переход с ленты МЭК-1 на ленту МЭК-2 осуществляется измене-

нием глубины ОС с помощью переключателя 2S1, т.е. переключением его в верхнее по схеме положение. Регулировку тока подмагничивания осуществляют подбором резисторов 2R12, 2R14. Важно, чтобы отношения резисторов в обеих цепях ОС были одинаковы.

В качестве усилителя записи можно использовать любой усилитель со стандартной АЧХ (табл. 2.8). Сигнал с усилителя подают через параллельно включенные конденсатор емкостью 1200...2200 пФ (обеспечивающий с индуктивностью магнитной головки последовательный колебательный контур, настроенный на верхнюю рабочую частоту) и подстроечный резистор сопротивлением 10 кОм, выставленный примерно на 3 кОм. Добротность последовательного колебательного контура, отвечающую за ход АЧХ записи в области ВЧ, регулируют сопротивлением 100...200 Ом, включенным последовательно с конденсатором. После подбора оптимального тока подмагничивания по минимуму искажений на средних и низких частотах подают сигнал от генератора «пачек» и, производя записи с разным положением подстроечного резистора, добиваются равномерной АЧХ записи-воспроизведения. АЧХ воспроизведения должна быть предварительно проверена с помощью специальных лент: ЗЛИЛ2.Ч.4-120 или ЗЛИТ1.Ч.4.

### Система Super Auto BLE

Super Auto BLE (от первых букв следующих слов: Bias — ток подмагничивания; Level — уровень записи; Equalization — глубина ВЧ-коррекции) — компьютерная система оптимизации параметров тракта записи японской фирмы Pioneer.

Процесс оптимизации заключается в выполнении пробной записи тестовых синусоидальных сигналов разных частот от встроенного генератора. Во время записи происходит пошаговое изменение вышеупомянутых параметров тракта записи. Затем сделанная запись анализируется специальным процессором, и по результатам анализа

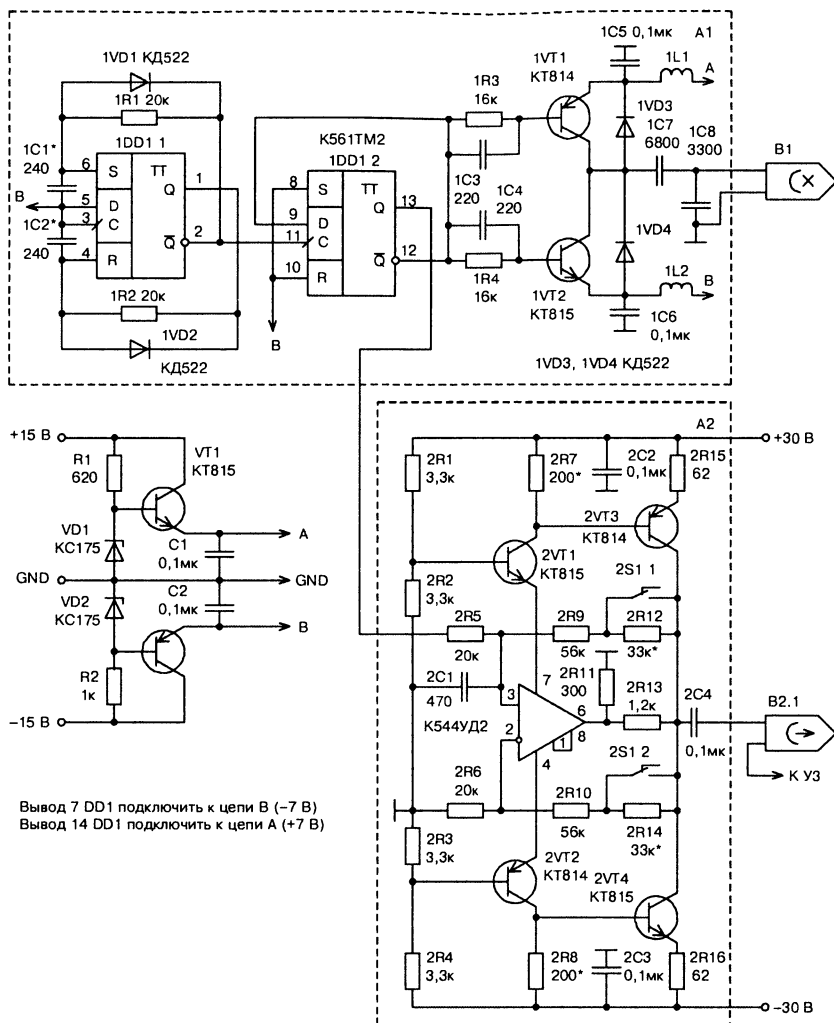
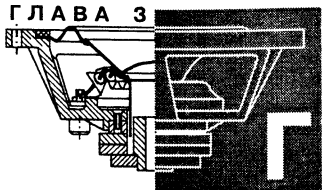


Рис. 2.29. Усилитель записи со встречным подмагничиванием

выбираются оптимальные значения параметров, при которых и осуществляется запись на данную ленту.

Более простая система, без компьютерной обработки, запатентована в Японии еще в 1979 году [25].

Даже самые дешевые деки фирмы Pioneer, оснащенные упрощенной версией этой системы (Auto BLE), заметно выделяются качеством записи среди конкурентов.



# грамзапись

С прекращением выпуска в СНГ грампластинок интерес к проигрывателям грампластинок резко упал. Однако не следует забывать то, что у многих меломанов сохранились большие коллекции ценных записей в хорошем состоянии, что винил может выдать частоты вплоть до 25...28 кГц, в то время как для CD предел — 20 кГц, причем, начиная с частот 8...9 кГц, — со статически недостоверными фазой и амплитудой. Кроме того, отдельные схемы усилителей-корректоров могут представлять интерес для конструкторов как схемотехнические решения.

На смену грампластинкам пришли компакт-диски. Однако цифровая запись при частоте дискретизации 44 кГц в чем-то превосходит (например, отношение сигнал/шум), но во многом уступает аналоговой (например, диапазон частот; коэффициент гармонических искажений на частотах выше 1 кГц), т.к. при разработке первого цифрового формата не было учтено, что теорема Котельникова-Шеннона справедлива только для стационарного сигнала.

## Примечание.

Спектр частот квадрофонических пластинок достигает 45 кГц. Для записи такого спектра рекордерами, предназначенными для записи с полосой частот до 20 кГц, прибегали к искусственному приему: воспроизведение мастер-ленты с магнитофона и запись лакового диска вели с уменьшенной более чем в 2 раза скоростью.

В режиме записи с постоянной амплитудой колебательной скорости амплитуды смещения убывают с ростом частоты, а если учесть, что на верхних частотах энергия высокочастотных составляющих акустических сигналов значительно меньше, то такая запись будет иметь низкое отношение сигнал/шум (С/Ш). Причем на монофонических записях, где запись сделана только в горизонтальной плоскости, снижение отношения С/Ш менее заметно. Хуже обстоит дело со стереофоническими записями, где управляющие резцом магниты повернуты на 45° (а друг по отношению к другу — на 90°).

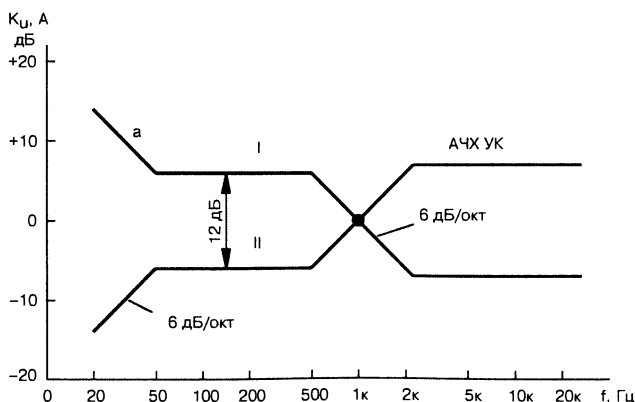
Режим постоянства амплитуд смещения увеличивает отношение сигнал/шум более чем на 10 дБ. Однако такая запись, с одной стороны, приводит к режиму неогибания на высоких частотах, а с другой — подвержена повышенному износу. Поэтому унифицированная амплитудно-частотная характеристика в соответствии с рекомендациями МЭК занимает промежуточное положение между указанными режимами. Для обеспечения возможно большей плотности записи и отношения С/Ш амплитуды сигналов при записи грампластинок подвергаются частотнозависимой предкоррекции в соответствии с международными нормами (RIAA).

### Разновидности звукоснимателей

Для преобразования механических колебаний иглы проигрывателя грампластинок в электрические сигналы служат звукосниматели, которые подразделяются на: магнитные, пьезоэлектрические, оптические и полупроводниковые.

Электромеханические преобразователи индуктивного типа (электромагнитный и электродинамический звукосниматели) вырабатывают ЭДС пропорциональную колебательной скорости. ЭДС преобразователей емкостного типа (конденсаторных и пьезоэлектрических звукоснимателей) пропорциональна смещению иглы (относительной амплитуде сигнала  $a$ ), кривая I на рис. 3.1.

На первых порах преимущественно использовались пьезоэлектрические звукосниматели. Для восстановления исходного сигнала частотная характеристика усилителя-корректора должна быть скорректирована по обратно-зеркальному закону предкоррекции (кривая II). Однако с целью удешевления в большинстве случаев этой коррекцией пренебрегали. Впоследствии такие звукосниматели, как наиболее простые, остались только в самых дешевых проигрывателях.

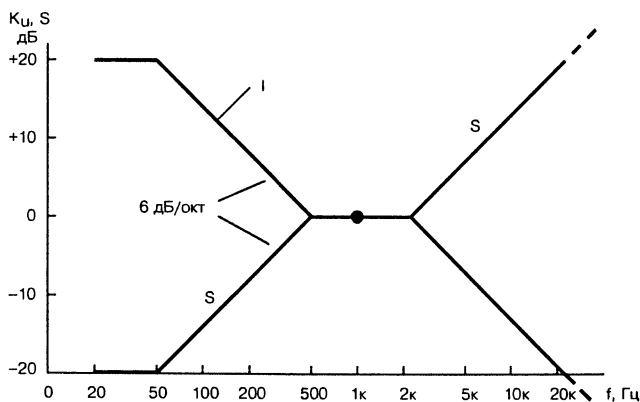


**Рис. 3.1.** ЭДС преобразователей емкостного типа (кривая I) и требуемая АЧХ УК (кривая II)

Наибольшее распространение получили магнитные звукозаписывающие устройства с подвижным магнитом («Moving Magnet», ММ) и подвижной катушкой («Moving Coil», МС), выходной сигнал которых пропорционален относительной колебательной скорости грамзаписи  $s$  (рис. 3.2). Относительная колебательная скорость  $s$  и относительная амплитуда сигнала  $a$  связаны между собой зависимостью:

$$|s| = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot |a|. \quad (3.1)$$

Для восстановления исходного сигнала частотная характеристика усилителя-корректора должна быть скорректирована по обратно-зеркальному закону (кривая I на рис. 3.2).



**Рис. 3.2.** Выходной сигнал магнитного звукозаписывателя (кривая S) и АЧХ УК (кривая I)

Так как каждому перегибу АЧХ корректора записи по часовой стрелке (сдвиг фазы на  $-90^\circ$ ) соответствует перегиб АЧХ корректора воспроизведения против часовой стрелки (сдвиг фазы на  $+90^\circ$ ), и наоборот, система записи и воспроизведения грампластинок полностью обратима (чего не скажешь о системе магнитной записи) и не вносит фазовых искажений, за исключением незначительных искажений, вызванных различиями формы режущей кромки рекордера и игл звукозаписывающих устройств. Дополнительные фазовые искажения могут иметь место и на внутренних дорожках грампластинки из-за несовершенства конструкции тонарма.

Бытует мнение, что звукозаписывающие устройства с подвижной катушкой дают более жесткое звучание за счет выбросов на фронтах сигналов, обусловленных моментом инерции катушек, а звукозаписывающие устройства с подвижным магнитом обеспечивают более гладкие переходные характеристики и лучшее качество звучания за счет лучшей разрешающей способности и большей податливости подвижной системы.

Ниже приведены технические характеристики МС-головки FROG датской фирмы «van den Hul».

Диапазон воспроизводимых частот, Гц, не уже .....	5...55000
Прижимная сила, г .....	1,35...1,60
Выходное напряжение (1 кГц, 5,7 см/с), мкВ, не менее .....	650
Разделение каналов, дБ, не менее:	
на частоте 1 кГц .....	35
на частоте 10 кГц .....	30
Разбаланс каналов, дБ, не более .....	0,3
Индуктивность катушки, мГн .....	0,063
Рекомендуемое сопротивление нагрузки, Ом: типовое 500 (не менее 200)	

Цена такой головки в 1997 году составляла величину порядка \$2500. В настоящее время в Москве фирма NEXT-HIFI <[www.next-hifi.ru](http://www.next-hifi.ru)> предлагает такую головку «всего» за \$1520.

### Усилители-корректоры

Нелинейные искажения современных предусилителей-корректоров составляют 0,002...0,003% на частоте 1 кГц при выходном напряжении 1 В. Запас по перегрузочной способности на частоте 1 кГц относительно уровня 3 мВ достигает 35...40 дБ. Точность воспроизведения АЧХ  $\pm 0,2...0,5$  дБ. Коэффициент усиления на частоте 1 кГц в пределах 34...40 дБ. Отношение С/Ш на частоте 1 кГц составляет 78 дБ для УК для звукоснимателя с подвижным магнитом (относительно уровня 2 мВ) и 71 дБ для УК для звукоснимателя с подвижной катушкой (относительно уровня 0,2 мВ). Номинальное входное напряжение на частоте 1 кГц составляет 5 мВ для УК для звукоснимателя с подвижным магнитом и 0,2...0,5 мВ для УК для звукоснимателя с подвижной катушкой. Ход АЧХ однозначно задается частотами перехода в соответствии с RIAA:

$$f_1 = 2122 \text{ Гц } (\tau_1 = 75 \text{ мкс}),$$

$$f_2 = 500 \text{ Гц } (\tau_2 = 318 \text{ мкс}),$$

$$f_3 = 50 \text{ Гц } (\tau_3 = 3180 \text{ мкс}),$$

$$f_4 = 20 \text{ Гц } (\tau_4 = 7950 \text{ мкс}).$$

$f_4$  — нижняя граничная частота.  $\tau_4$  — постоянная времени дополнительного фильтра ВЧ для подавления НЧ-помех, наибольшие уровни которых приходится на область частот от 3 до 15 Гц. Это в первую очередь шумы приводного механизма (рокот, гул), а также инфранизкие шумы самой пластинки (например, покоробленной).

### Магнитный звукосниматель

Для исключения дополнительных частотных искажений входное сопротивление и входная емкость УК должны иметь вполне определенные для каждого типа головок значения (приводятся в паспорте головок). Как правило, входное сопротивление  $R_i$  находится в преде-

лах 20...100 кОм (стандартное значение 47 кОм  $\pm 20\%$ ), а входная емкость  $C_{BX}$  — в пределах 47...470 пФ.

Электрическая часть звукоснимателя включает сопротивление катушки  $R_s$ , ее индуктивность  $L$ , входное сопротивление усилителя  $R_L$ , емкость кабеля и входную емкость усилителя  $C_{BX}$ . Индуктивности наиболее часто встречаемых головок звукоснимателей приведены в табл. 3.1.

Индуктивности наиболее часто встречаемых головок звукоснимателей

Таблица 3.1

Головка звукоснимателя	Индуктивность, Гн
Empire 2000	0,25...0,28
ГЗУМ-73С	0,35...0,4
ГЗМ-005, ГЗМ-105	0,48...0,5
ГЗМ-008 «Корвет»	0,50...0,55
Shure M44MB	0,67...0,72
Shure V-15-IV	0,70...0,72
Shure M95EJ	0,70...0,74
ГЗМ-003, ГЗМ-103	0,74...0,78
Tenorel Mf-100	1,20...1,28

Индуктивность головки и входное сопротивление усилителя образуют фильтр нижних частот с частотой среза:

$$f = \frac{1}{2\pi\tau_{BX}} = \frac{R_{BX}}{2\pi L}, \quad (3.2)$$

где  $\tau_{BX}$  с учетом разброса  $L$  от 0,2 до 1,5 Гн и  $R_{BX} = 47$  кОм равно:

$$\tau_{BX} = \frac{L}{R_{BX}} = 7,5...27,2 \text{ мкс, что соответствует частоте среза от } 21,2 \text{ до } 5,8 \text{ кГц.}$$

Кроме того, индуктивность головки и входная емкость усилителя (с учетом динамической емкости усилителя и емкости соединительного кабеля) образуют параллельный контур с частотой  $f_o$ :

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{BX}}} \quad (3.3)$$

и добротностью:

$$Q = R_s \sqrt{\frac{C_{BX}}{L}} + \frac{1}{R_L} \sqrt{\frac{L}{C_{BX}}}. \quad (3.4)$$

Этот контур часто используют для коррекции АЧХ в области ВЧ. Для обеспечения минимальной неравномерности АЧХ воспроизведения резонансная частота контура должна быть выше 20 кГц, а его добротность  $Q$  не выше 0,71. Следует иметь в виду, что коррекция с помощью такого контура ухудшает переходную характеристику УК в области ВЧ, что приводит к «затягиванию» фронтов сигналов с ярко выраженной «атакой». Наилучшим образом этому требованию удовлетворяют звукоосниматели с подвижной катушкой, индуктивность которой всего несколько мкГн. Звукоосниматели с подвижным магнитом имеют индуктивность  $L$  порядка 0,15...1,5 Г, сопротивление проводов катушки  $R_s$  около 1 кОм.

Большой разброс индуктивностей у головок разных типов приводит к тому, что при смене головок необходимо заново настраивать и контур. АЧХ для таких корректоров в соответствии с RIAA приведена в табл. 3.2.

Существуют следующие корректоры АЧХ:

- ♦ инвертирующий;
- ♦ неинвертирующий (прецизионный);
- ♦ активно-пассивные корректоры;
- ♦ комбинированные.

Инвертирующим усилителям свойственны такие недостатки, как влияние импеданса звукооснимателей на частотную характеристику воспроизведения (особенно на верхних частотах), а также относительно низкое отношение С/Ш (примерно на 15 дБ хуже, чем у инвертирующих УК) из-за высокого импеданса звукооснимателя, включенного последовательно с входным резистором УК (47 кОм), определяющим его входное сопротивление. Из-за этих недостатков они не нашли практического применения.

Таблица 3.2  
АЧХ корректоров для магнитных  
звукооснимателей в соответствии  
с RIAA-78

Частота, Гц	Относительный уровень по RIAA-78, дБ
2	-0,06
4	5,82
8	11,28
10	12,83
20	16,35
30	17,08
40	16,91
80	14,33
100	13,00
200	8,27
400	3,86
800	0,84
1000	0
2000	-2,5
4000	-6,52
8000	-11,8
10000	-13,65
15000	-17,07
20000	-19,53
25000	-21,45



Наибольшее распространение получили неинвертирующие корректоры, как имеющие низкий уровень шума и повышенный динамический диапазон сигнала на верхних частотах. Наличие развязки между входом и корректирующей цепью благоприятно сказывается на точности АЧХ. Такие корректоры относят к прецизионным. Для УК с коэффициентом усиления 40 дБ на частоте 1 кГц коэффициент усиления используемого усилителя должен быть не менее 80 дБ (для обеспечения глубины ООС на низших частотах не менее 20 дБ с учетом требуемого их подъема на 20 дБ). Большинство стандартных операционных усилителей (ОУ) общего применения имеют завал АЧХ с наклоном 20 дБ/дек. При частоте единичного усиления около 1 МГц (типовое значение) усиление на частоте 1 кГц составляет 60 дБ, а на частоте 10 кГц всего 40 дБ, а на частоте 20 кГц — всего 34 дБ. Поэтому в более дорогих проигрывателях УК выполнены преимущественно на дискретных элементах.

Активно-пассивные и комбинированные корректоры, как правило, сложнее неинвертирующих корректоров, т.к. требуют дополнительного буферного усилителя для согласования цепей коррекции с нагрузкой, что вносит дополнительные шумы в тракт усиления сигнала. Компромиссным вариантом является совмещение функции буферного усилителя с инвертирующим фильтром НЧ с частотой среза  $f_2 = 2122$  Гц ( $\tau_2 = 75$  мкс).

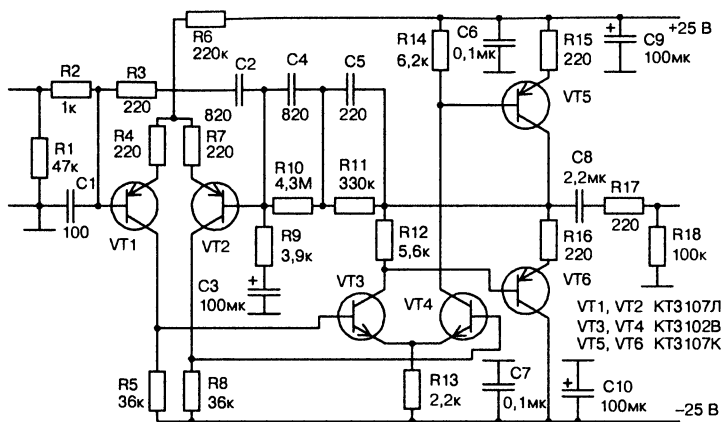
### Усилители-корректоры магнитных звукозаписывающих устройств

Возможный вариант высококачественного усилителя показан на рис. 3.3. Входной дифференциальный усилитель выполнен на малошумящих транзисторах прямой проводимости с достаточно низкой частотой среза фликер-шумов (1...4 кГц). Ток покоя транзисторов ДК выбран около 50 мкА, как компромисс между минимумом шума и снижением крутизны транзисторов. Симметричный съем сигнала с входного дифференциального каскада уменьшает искажения при перегрузке, благоприятно сказывается на уменьшении шумов УК (примерно на 6 дБ) и увеличивает коэффициент усиления усилителя (также на 6 дБ), что в свою очередь способствует минимальному отклонению АЧХ от RIAA.

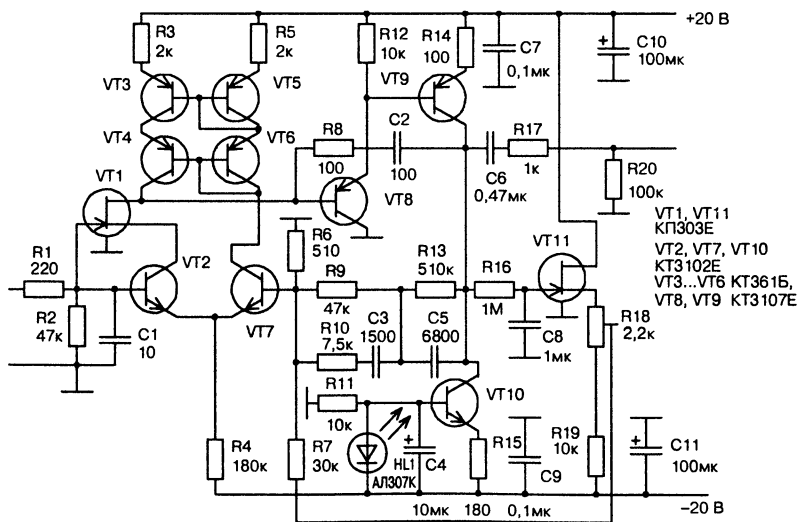
#### Технические характеристики:

Коэффициент усиления на частоте 1 кГц, дБ .....	40
Коэффициент нелинейных искажений, %:	
на частоте 1 кГц при $U_{\text{вых}} = 1$ В .....	0,002
на частоте 1 кГц при $U_{\text{вых}} = 10$ В .....	0,007
на частоте 10 кГц при $U_{\text{вых}} = 10$ В .....	0,01
Отклонение АЧХ от RIAA-78 (20 Гц...20 кГц), дБ, не более .....	±0,2
Отношение сигнал/шум, дБ .....	73

Более совершенный вариант усилителя показан на рис. 3.4 [26].



**Рис. 3.3.** Схема усилителя-корректора  
 для магнитного звукоснимателя с подвижным магнитом



**Рис. 3.4.** Схема высококачественного усилителя-корректора  
 для магнитного звукоснимателя с подвижным магнитом

Отличительной особенностью УК от большинства известных схем является отсутствие электролитических конденсаторов как на входе УК, так и в цепи ООС, являющихся источником не только шумов, но и всевозможных искажений. Достигнуто это с помощью интегратора на транзисторе VT11, который обеспечивает глубокую ООС по постоянному току, а также постоянную времени  $\tau_4 = 7950$  мкс в соответствии с RIAA-78. Применение интегратора сводит к минимуму и динамические искажения.

Первый каскад усилителя дифференциальный. Сигнальный вход дифкаскада выполнен по каскодной схеме. Для транзистора VT2 транзистор VT1 является истоковым повторителем, благодаря чему переменное напряжение на коллекторе VT2 повторяет напряжение на его базе. Таким образом, транзистор VT2 работает со следящим питанием, что устраняет эффект Миллера. Симметричный съем сигнала обеспечивается с помощью каскодного токового зеркала на транзисторах VT3...VT6 также со следящим питанием, т.к. благодаря схеме смещения на транзисторе VT6 переменное напряжение на коллекторе VT3 повторяет напряжение в его базе. Благодаря встречной динамической нагрузке усиление каскада не менее 70 дБ. Применение каскодных каскадов сводит практически к нулю эффект Эрли — зависимость тока коллектора, а соответственно, и коэффициента усиления каскада, от напряжения эмиттер-коллектор и повышает линейность усилителя.

Для согласования высокого выходного сопротивления первого каскада и реализации его коэффициента усиления применен эмиттерный повторитель на транзисторе VT8. Применение эмиттерного повторителя благоприятно сказывается и на уменьшении входной динамической емкости (эффекта Миллера) второго каскада усиления. Нагрузкой выходного каскада на транзисторе VT9 служит генератор тока на транзисторе VT10.

Благодаря малой входной емкости (главным образом за счет уменьшения входной динамической емкости) резонанс контура смещен в ультразвуковую область и в рабочем диапазоне частот себя не проявляет. Коррекция в области ВЧ — апериодическая, с помощью R10, C3 с постоянной времени  $\tau_s$ , согласованной с  $\tau_{BX}$ :

$$\tau_{BX} = \frac{L_r}{R_{BX}}. \quad (3.5)$$

Откуда для головки ГЗМ-008 «Корвет» сопротивление резистора R10 равно:

$$R10 = \frac{L}{R_{BX}C3} = \frac{0,53}{47 \cdot 10^3 \cdot 1500 \cdot 10^{-12}} = 7,5 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 7,5 \text{ кОм},$$

где  $R_{BX}$  — модуль полного входного сопротивления усилителя.

Технические характеристики УК приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Наименование параметра	Без ООС	С ООС
Коэффициент усиления, на частоте 100 Гц, дБ	92	—
Коэффициент усиления, на частоте 1000 Гц, дБ	112	40
Коэффициент усиления, на частоте 10 кГц, дБ	104	—
Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц при $U_{вых} = 10$ В, %	0,7	—
Коэффициент нелинейных искажений на частоте 10 кГц при $U_{вых} = 10$ В, %	—	0,002
Отношение С/Ш, дБ	—	76
Минимальное сопротивление нагрузки, кОм	—	10

### Конструкция и детали

Усилитель-корректор смонтирован на печатной плате размерами 80х90 мм (рис. 3.5). Сборочный чертеж показан на рис. 3.6. Резисторы использованы типа С2-23. Конденсаторы С1, С2 типа К22-5, остальные типа К73-17 с подбором по емкости. Транзисторы VT2, VT7 и VT3...VT6 подобраны по парам с разбросом  $\pm 20\%$ . С целью уменьшения наводок усилитель помещен в экран из оцинкованного железа.

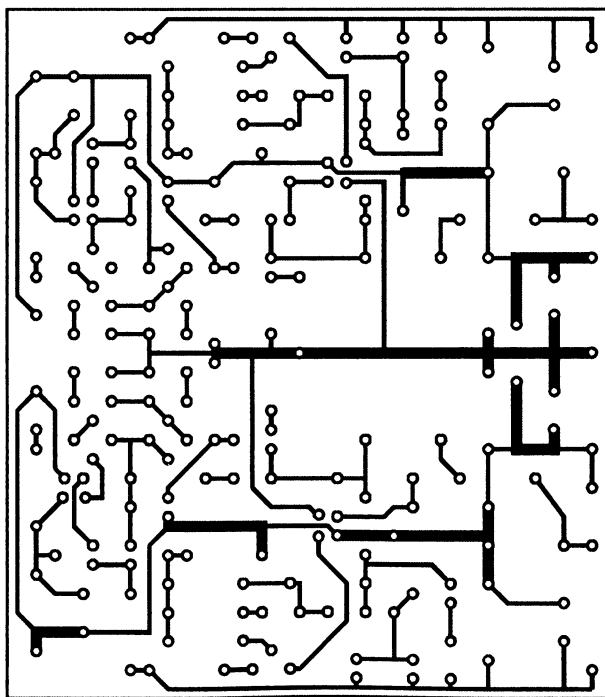
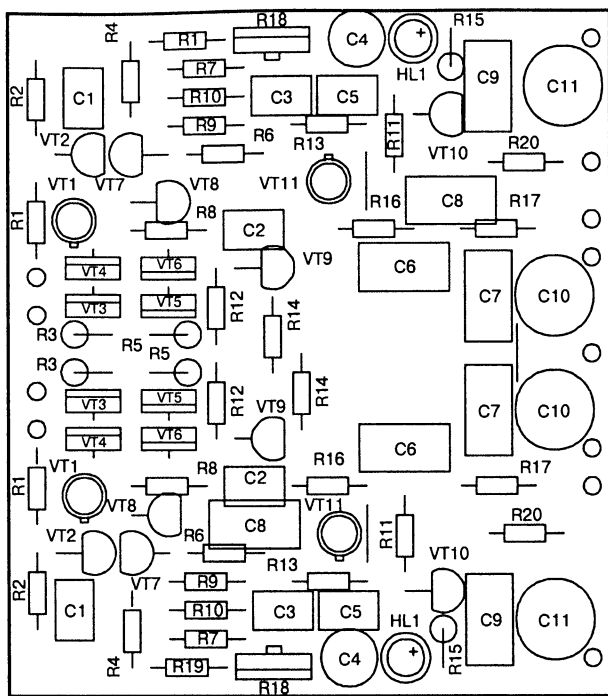


Рис. 3.5. Печатная плата корректора



**Рис. 3.6.** Сборочный чертеж корректора

Налаживание усилителя сводится установке на коллекторе транзистора VT9 напряжения близкого к нулю с помощью подстроечного резистора R18. Доработанный вариант усилителя с пассивной коррекцией и без общей ООС, разработанного А. Никитиным, показан на рис. 3.7. Нагрузкой первого каскодного усилителя на VT2, VT4 является встречная динамическая нагрузка на транзисторах VT1, VT3, которая обеспечивает высокий коэффициент усиления каскада по напряжению (до 70 дБ). Подобные схемотехнические решения были популярны в 70-х годах (см., например, статью Носова в «Радио», 1967, №12, с. 30). Цепи коррекции включены параллельно нагрузке и выполнены на резисторе R3 и конденсаторах C3, C4. На выходе усилителя включен буферный эмиттерный повторитель на транзисторе VT5 с генератором тока в цепи эмиттера на транзисторе VT6. Каскады охвачены местными ООС по постоянному току. Отсутствие цепей ООС по напряжению благоприятно сказывается на уменьшении всех видов динамических искажений.

#### **Технические характеристики:**

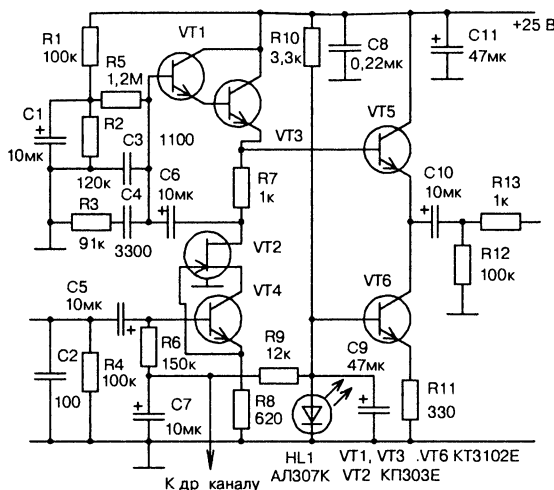
Коэффициент нелинейных искажений, %, не более:

на частоте 1 кГц при  $U_{\text{вых}} 0,5 \text{ В}$  ..... 0,01

при  $U_{\text{вых}} 5 \text{ В}$  ..... 1,0

Отклонение АЧХ от RIAA-78 (30 Гц...30 кГц), дБ, не более .....  $\pm 0,5$

Минимальное сопротивление нагрузки, кОм, не менее ..... 10



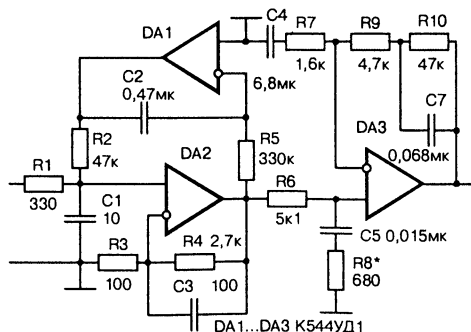
**Рис. 3.7.** Схема усилителя-корректора с пассивной коррекцией без ООС

Сторонникам усилителей с применением операционных усилителей (ОУ) предлагается УК с комбинированной коррекцией (рис. 3.8). Первый каскад усиления на DA2 охвачен двумя петлями ООС по напряжению: широкополосной с помощью делителя R4, R3, а также на инфранизких частотах и на постоянном токе с помощью интегратора на DA1. Частота среза интегратора:

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R5 \cdot C2} = \frac{1}{6,28 \cdot 330 \cdot 10^3 \cdot 0,47 \cdot 10^{-6}} = 1,03 \text{ Гц.}$$

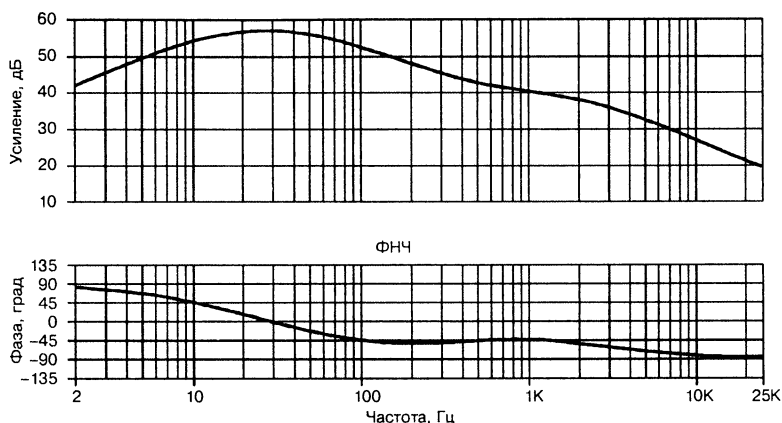
На выходе каскада включен фильтр НЧ первого порядка с частотой среза 2122 Гц ( $\tau = 75 \text{ мкс}$ ).

На DA3 выполнен корректирующий усилитель с постоянными времени  $\tau_2$  (R9, C7),  $\tau_3$  (R10, C7) и  $\tau_4$  (R7, C4).



**Рис. 3.8.** Схема УК с комбинированной коррекцией

Применение пассивной коррекции в области ВЧ позволило получить хорошие динамические характеристики, а применение в тракте усиления двух ОУ — свести к минимуму отклонения АЧХ во всем звуковом диапазоне. АЧХ и ФЧХ корректора приведены на рис. 3.9. С целью упрощения элементы DA1, C2 и R5 можно исключить, подключив верхний вывод резистора R2 к корпусу. Корректор можно использовать и для звукоснимателя с подвижной катушкой. Для этого необходимо предусмотреть переключатель с резистором 400...600 Ом для шунтирования цепи C4, R7.



**Рис. 3.9.** АЧХ и ФЧХ УК с комбинированной коррекцией

**Технические характеристики:**

Коэффициент нелинейных искажений, %, не более:

на частоте 1 кГц, при  $U_{\text{вых}} = 8 \text{ В}$  ..... 0,002

на частоте 10 кГц, при  $U_{\text{вых}} = 3,5 \text{ В}$  ..... 0,003

Отклонение АЧХ от RIAA-78 (20 Гц...20 кГц), дБ, не более .....  $\pm 0,1$

Сторонникам ламповой схемотехники предлагается УК, схема которого приведена на рис. 3.10. Стерефонический вариант усилителя выполнен на трех лампах 6Н2П (второй канал выполнен на лампе V2 и второй половине лампы V3). Цепи накала, с целью уменьшения шумов, питаются выпрямленным напряжением 5,7...6 В. Провода накала свиты и заключены в экранирующую оплетку. Сеточные цепи входных каскадов также экранированы. Точка заземления выбирается (одна на общей шине заземления) по минимуму фона. Более высокие параметры можно получить с использованием нувисторов типа 6С62Н.

**Технические характеристики:**

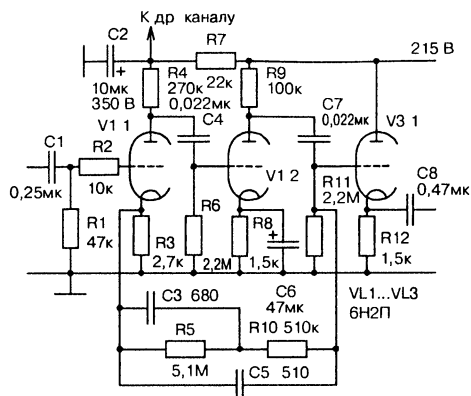
Коэффициент усиления на частоте 1 кГц, дБ ..... 40

Коэффициент нелинейных искажений

на частоте 1 кГц, %, не более ..... 0,1

Отношение С/Ш, дБ, не менее ..... 75

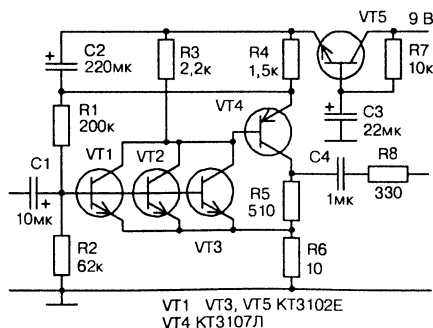
Перегрузочная способность, дБ, не менее ..... 50



**Рис. 3.10.** Схема высококачественного УК на лампах

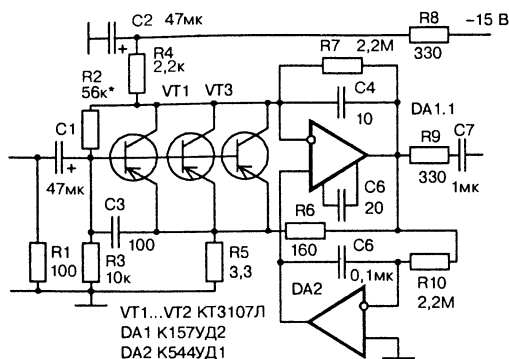
УК звукоосцилляторов с подвижной катушкой требуют малошумящих предусилителей. Возможный вариант простого двухкаскадного предусилителя, оба каскада которого выполнены по схеме с ОЭ, показан на рис. 3.11. С целью снижения шумов входной каскад усилителя выполнен на трех спаренных малошумящих транзисторах. Температурная стабилизация режимов первого каскада обеспечивается тремя цепями ООС по постоянному току: местной ООС с помощью резистора R6, ООС с эмиттера VT4 с помощью делителя R1, R2, ООС с помощью делителя R5, R6. Второй каскад также охвачен местной ООС по току с помощью резистора R4. Коэффициент усиления по напряжению определяется отношением резисторов R5/R6 и равен 50.

Более сложный вариант предусилителя, разработанный Дугласом Селфом, показан на рис. 3.12. Применение интегратора для стабилизации рабочей точки позволило исключить электролитические конденсаторы большой емкости в цепи эмиттеров входных транзисторов, а применение в цепи эмиттеров низкоомного резистора обеспечило низкий уровень шумов.



**Рис. 3.11.** Предусилитель УК звукоосциллятеля с подвижной катушкой





**Рис. 3.12.** Предусилитель УК с интегратором в цепи ОС

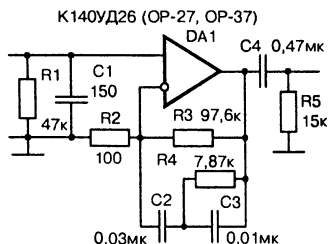
**Технические характеристики:**

Коэффициент усиления на частоте 1 кГц, дБ .....	34
Коэффициент нелинейных искажений на частоте 1 кГц при $U_{ввых} = 7$ В, %, не более .....	0,002
Эквивалентный входной шум, дБ .....	-139,5 (0,08 мкВ)

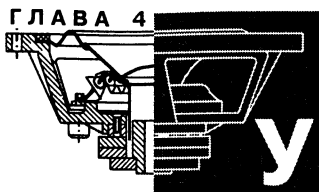
Для сравнения, эквивалентный входной шум микросхемы К157УД2 — 1,6 мкВ. Сторонникам применения ОУ предлагается простой УК для головок с подвижным магнитом (рис. 3.13). В качестве усилителя использован сверхмалощумящий ОУ типа К140УД26 (К140УД25). Из зарубежных ОУ можно использовать ОР27, ОР37. Благодаря высокому коэффициенту усиления ОУ без ООС на нижних частотах (порядка 120 дБ), удалось совместить функции предусилителя и усилителя-корректора. Коэффициент усиления на частоте 1 кГц равен:

$$K_u = 0,101 \cdot \left( 1 + \frac{R_3}{R_2} \right) = 100 \text{ (40 дБ)}. \quad (3.6)$$

Постоянную времени  $\tau_4$  формирует цепочка R5, C4.



**Рис. 3.13.** Схема УК для звукоснимателя с подвижным магнитом на малошумящем прецизионном ОУ



# Усилители

## мощности звуковой частоты (УМЗЧ)

### 4.1. Краткий обзор основных направлений развития транзисторных УМЗЧ

С самого начала развития схемотехники транзисторных УМЗЧ разработчики столкнулись с «транзисторным» звучанием. Сначала боролись с этим явлением путем снижения нелинейных искажений с помощью увеличения глубины общей ООС и перевода выходного каскада в режим класса А или более экономичные разновидности класса АВ — с динамическим смещением типа «Super Class А», «New Class А», «Non-switching amp» и т.д., которые позволили сузить спектр НИ до 4-5 гармоник и уменьшить их уровень при малых уровнях сигнала. Дошли до тысячных долей процента (кстати, ламповые усилители класса Hi-End имеют коэффициент нелинейных искажений до 1% и более, а динамические головки вносят только нелинейных искажений до 6% и более [6], не говоря об интермодуляционных), однако пропорционального повышения качества звучания не получили и от «транзисторного» звучания до конца не избавились. Не дало существенного улучшения и применение следящего питания в выходном каскаде, кроме заметного усложнения схемы в целом.

После чего взялись за снижение интермодуляционных искажений, делая усилители более широкополосными, что позволило улучшить динамические характеристики. А, как известно, низкие динамические характеристики усилителей делают звуки с резкой атакой (шипковые, ударные, скрипка, фортепьяно и др.) нечеткими, «смазанными». Основной способ измерения интермодуляционных искажений заключается в подаче испытательного сигнала в виде суммы двух гармонических сигналов одинаковой амплитуды, различающихся по частоте, как правило, на 1 кГц. Например, 19 и 20 кГц. Мерой искажений служит отношение эффективных значений амплитуд продуктов интермодуляции с частотами  $mf_1 \pm nf_2$  к амплитуде сигналов основных частот.

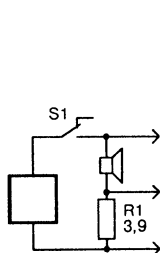
Когда и здесь дошли до точки, взялись за динамические искажения, одну из основных причин которых видели в глубокой ООС.

Плохие динамические характеристики проявляются большим выбросом — более 3...5% и «звоном» на полках испытательного сигнала типа «меандр» (при полном размахе выходного сигнала 600 мВ), что приводит к дополнительному окрашиванию звука. Одни пришли к выводу, что глубину ООС необходимо ограничить на уровне 20 дБ, другие предлагали отказаться от нее вовсе, выполнив линейрезацию усилителя за счет глубоких местных ООС.

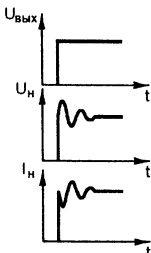
С помощью положительной ОС (ПОС) по току получили нулевое и даже отрицательное выходное сопротивление, что дало коэффициент демпфирования на низших частотах стремящийся к бесконечности. Звучание на низких частотах стало более упругим, но в целом далеко не идеальным. Для понимания действия ПОС соберем простейшую схему (рис. 4.1). В качестве источника сигнала используем обычный тестер в режиме омметра. На рис. 4.2 показаны осциллограммы подаваемого на динамическую головку напряжения, напряжения на катушке и тока катушки. Из рисунка видно, что после прекращения нарастания входного напряжения изменение напряжения на катушке и ток катушки динамической головки носят противоположный характер. Таким образом, вводя положительную обратную связь по току, можно свести практически к нулю паразитные колебания напряжения на головке, что эквивалентно сведению к нулю выходного сопротивления усилителя. Следует иметь в виду, что область действия ПОС по току, во избежание металлического звучания из-за чрезмерно жесткого демпфирования, должна быть ограничена частотой 300...400 Гц (предельная частота работы НЧ головки в поршневом режиме).

С помощью электромеханической обратной связи (ЭМОС) удалось расширить воспроизведение в сторону низших частот. Эффективность ЭМОС наглядно видна на рис. 4.3, где кривая 1 — АЧХ громкоговорителя без ЭМОС, кривая 2 — с ЭМОС.

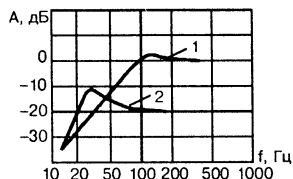
Особенно эффективно применение ЭМОС в сабвуферах. В качестве примера можно привести сабвуфер «VA-X» американской фирмы Velodyne, который построен с применением технологии High Gain Servo (HGS), предполагающей динамический контроль за дви-



**Рис. 4.1.** Схема проверки воздействия ЭДС самоиндукции динамической головки



**Рис. 4.2.** Осциллограммы формы напряжения и тока в нагрузке в момент подачи напряжения



**Рис. 4.3.** АЧХ громкоговорителя без ЭМОС (кривая 1) и с ЭМОС (кривая 2)

жением излучающей мембраны. Номинальная мощность 250 Вт, диапазон воспроизводимых частот на уровне  $\pm 3$  дБ — 22...120 Гц. В качестве другого удачного активного сабвуфера можно назвать сабвуфер SW 3015 фирмы JAMO. Он оснащен высокоэффективным усилителем класса D мощностью 300 Вт и имеет нижнюю граничную частоту 25 Гц, благодаря действию ЭМОС.

Существенного повышения качества усилителей удалось достичь применением полевых транзисторов во входном дифференциальном каскаде, а также мощных комплементарных полевых транзисторов со статической индукцией (СИТ) и МДП-транзисторов в выходном каскаде. Применение МДП-транзисторов позволяет получить максимально точную неокрашенную звукопередачу. МДП-транзисторы имеют стабильные характеристики в широком диапазоне частот и высокую скорость переключения. Уровень гармонических искажений по сравнению с биполярными транзисторами намного ниже. В настоящее время в распоряжении разработчиков появились комплементарные мощные БСИТ-транзисторы, в значительной степени свободные от эффекта Эрли (зависимость выходного тока в каскаде с общим эмиттером от напряжения эмиттер-коллектор).

В современных УМЗЧ используются различные схемы от традиционного класса А до новейшего класса D.

Классу А присущи малые нелинейные искажения сигнала (переход от режима АВ к А дает уменьшение коэффициента гармонических искажений в 4 раза, что позволяет уменьшить коэффициент усиления УМЗЧ без ООС  $A_o$  на 13 дБ, что, как следствие, увеличивает частоту среза  $f_o$  на две октавы), но одновременно и низкая эффективность (КПД не превышает 25%). Как его разновидность усилитель класса А+ [27] сочетает в себе низковольтный усилитель класса А с управляемым напряжением питания (в зависимости от входного сигнала) вторым усилителем, работающим в режиме В (или АВ). При этом усилитель класса В (или АВ) получает питание от обычного источника и является фильтром искажений для усилителя класса А. Степень снижения искажений пропорциональна величине ослабления напряжения питания каскада А. Подавление искажений максимально на низких частотах сигнала. Типичный коэффициент искажений при частоте сигнала 20 кГц не превышает 0,003%. КПД усилителя в целом получается значительно выше, чем у обычного класса А.

Чрезвычайно низкий уровень нелинейных искажений (0,0007%), не изменяющийся даже под влиянием комплексной нагрузки, имеет усилитель класса АА проигрывателя КД «Technics SL-P990» фирмы Matsushita (Япония). Он сочетает в себе два типа усилителей — дифференциальный усилитель напряжения класса А и стабилизирующий усилитель тока, связанные посредством специальной мостовой схемы.

В усилителях класса В каждое из плеч усилителя усиливает только свою (отрицательную или положительную) часть сигнала, причем при

этом второе плечо находится в режиме отсечки. Наличие «мертвой» зоны в районе перехода через ноль приводит к значительным искажениям типа «ступенька». КПД таких усилителей теоретически может достигать 78%. Поэтому наибольшее распространение получили усилители переходного класса АВ, а с середины 70-х — более экономичные его разновидности с динамическим, т.е. зависящим от уровня сигнала, смещением типа «Super Class A», «New Class A», «Non-switching amp» и т.д.

Характерной особенностью последних разработок УМЗЧ является использование в цепи ООС интегратора. Применение интегратора позволяет исключить из цепи ООС электролитический конденсатор, работающий в рабочем диапазоне частот и вносящий характерные искажения. Кроме того, интегратор увеличивает глубину ООС по постоянному току и на инфранизких частотах, что благоприятно сказывается на демпфировании громкоговорителей. В усилителях с выходом по току это эквивалентно выходному трансформатору лампового усилителя, который также имеет практически нулевое сопротивление на постоянном токе и достаточно малое на инфранизких частотах.

Стремление к дальнейшему повышению экономичности привело к появлению в конце 70-х усилителей класса Н с изменяющимся, в зависимости от уровня сигнала, напряжением питания. В таких усилителях напряжение питания выходного каскада может принимать от 2-х до 3-х дискретных значений. Подобные усилители используются во многих моделях Technics, а также в активных сабвуферах (XDA — eXtended Dynamics Amplifier) фирмы PHILIPS.

С целью повышения КПД находят применение и комбинированные варианты. Например, до 20 Вт усилитель работает с фиксированным напряжением питания  $\pm 20$  В, а свыше 20 Вт — со следящим питанием, т.е. с «вольтодобавкой».

Усилители класса D с ШИМ (широтно-импульсной модуляцией) до недавнего времени из-за отсутствия необходимой элементной базы и несовершенства схемотехники имели значительные искажения, а потому и не находили широкого применения. Искажения в таких усилителях напрямую зависят от отношения частоты модуляции к частоте усиливаемого сигнала. Поэтому их применение было оправдано в активных сабвуферах, где частота усиливаемого сигнала ограничена величиной 100...150 Гц. С появлением новой элементной базы, позволяющей существенно повысить частоту модуляции, такие усилители стали использовать и в высокомошных автомобильных усилителях. Активное внедрение новых форматов записи звука, например SACD, приведет к дальнейшему развитию усилителей класса D.

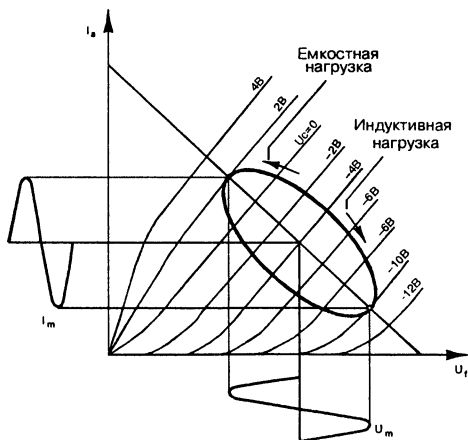
В проспектах на усилители, как правило, указывают следующие основные потребительские параметры:

- ♦ номинальная выходная мощность на заданном омическом сопротивлении нагрузки;
- ♦ полоса рабочих частот;

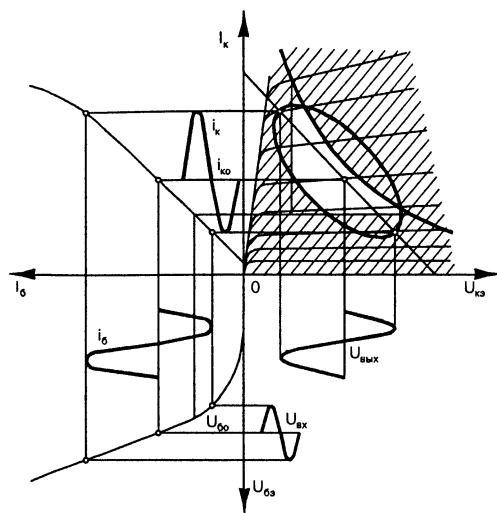
- Часто в рекламных целях указывают пиковую (максимальную), музыкальную или кратковременную мощность.

#### 4.2. Особенности работы усилителей на комплексную нагрузку

При работе на комплексную нагрузку возникающий сдвиг фазы между напряжением и током на выходе усилителя приводит к тому, что при синусоидальных входных сигналах нагрузочная прямая вырождается в эллипс. Линия реактивной нагрузки (индуктивности, емкости) на выходных характеристиках вакуумного триода и транзистора при усилении гармонического сигнала показаны на рис. 4.4 и 4.5, соответственно.



**Рис. 4.4.** Чисто активная нагрузка (прямая) и комплексная (эллипс) на проходных вольт-амперных характеристиках (ВАХ) вакуумного триода



**Рис. 4.5.** Чисто активная нагрузка (прямая) и комплексная (эллипс) на проходных ВАХ биполярного транзистора

Как видно из рис. 4.4, выходные характеристики вакуумного триода идеальны для комплексной нагрузки, какой является АС. Благоприятный спектр гармоник (не выше пятой) и высокая линейность в значительной степени определяют «мягкость» звучания ламповых усилителей. В то же время, одноктактный транзисторный усилитель совершенно непригоден для работы на громкоговоритель, т.к. линия нагрузки заходит с одной стороны в область ограничения по мощности рассеяния на коллекторе (заштрихованная область, отделенная гиперболой), с другой — в нелинейные области. Причем, поперечный размер эллипса зависит от реактивной составляющей нагрузки, а продольный — от активной. При усилении импульсных сигналов, например типа «меандр», линия нагрузки представляет собой параллелограмм [27], что еще больше усугубляет положение. Амплитуда скачка напряжения в момент переключения (за счет ЭДС самоиндукции) зависит от отношения постоянной времени сигнала  $\tau_0$  к постоянной времени нагрузки  $\tau = L/R$ . При  $\tau > \tau_0$  с целью исключения вероятности пробоя выходных транзисторов (например, в усилителях класса D с ШИМ) параллельно выходным транзисторам устанавливают обратно включенные диоды.

На рис. 4.6 показаны динамические характеристики оконечных транзисторов УМЗЧ на семействе выходных вольт-амперных характеристик при чисто активной нагрузке (прямая) и при комплексной нагрузке (эллипс) в границах области безопасной работы (ОБР) по постоянному току. При этом максимальная мощность рассеяния на

каждый транзистор плеча выходного каскада увеличивается пропорционально сдвигу фазы  $\phi$  вектора нагрузки (рис. 4.7). Типовое значение сдвига фазы лежит в пределах  $25^\circ \dots 60^\circ$ , а в редких случаях достигает  $80^\circ$ .

Поскольку импеданс громкоговорителя носит индуктивный характер, вектор которого  $Z_L = R_L + jX_L$  имеет направление, противоположное направлению вектора емкостной нагрузки (рис. 4.7), можно подобрать RC-цепочку (компенсатор Буше) с импедансом  $Z_2 = R + jX_C$ , компенсирующую индуктивную составляющую нагрузки. В результате импеданс громкоговорителя становится чисто активным и не зависящим от частоты.

Условия компенсации [27]:

$$R_L \approx R; C = \frac{L}{R^2};$$

где  $R$  — эквивалент сопротивления громкоговорителя,  $4 \dots 10 \text{ Ом}$ ;

$$C \approx 0,1 \text{ мкФ}.$$

Импульсный характер реального звукового сигнала и комплексный характер импеданса громкоговорителей приводит к тому, что пиковое значение выходного тока в  $5 \dots 8$  раз превышает максимальное амплитудное значение  $I_m$ , соответствующее работе на активную нагрузку. Пиковые величины тока  $i_m$  гармонического сигнала рассчитывают по формулам [27]:

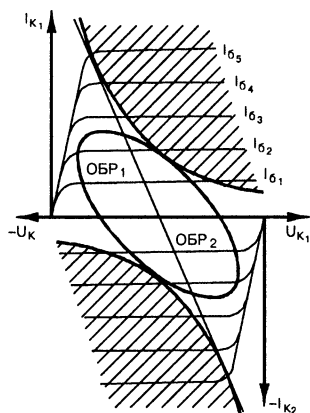
$$i_L = 1,41 \cdot \sqrt{\frac{P}{R_L}} \quad \text{— для активной нагрузки,} \quad (4.1)$$

$$i_L = 8,66 \cdot \sqrt{\frac{P}{R_L}} \quad \text{— для комплексной нагрузки,} \quad (4.2)$$

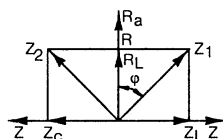
где  $P$  — выходная мощность, Вт;

$R_L$  — номинальное сопротивление громкоговорителя, Ом.

Так, например, при выходной мощности 60 Вт и сопротивлении нагрузки 4 Ом пиковое значение тока на выходе может иметь значение 5,5 А при активной нагрузке и 33 А — при комплексной. Отсюда напрашивается вывод: насколько важно правильно подобрать компенсирующую RC-цепочку и иметь достаточный запас по мощности УМЗЧ.



**Рис. 4.6.** Динамические характеристики оконечных транзисторов УМЗЧ на семействе выходных ВАХ



**Рис. 4.7.** Импеданс реактивной нагрузки



### 4.3. Особенности работы усилителей при перегрузке и возможные способы устранения недостатков

Возникающие при перегрузке лампового усилителя искажения имеют спектр, как правило, не выше пятой гармоники в результате «мягкого» ограничения (soft clipping) сигнала. При этом, как и при магнитной записи, основной вклад вносят третьи гармоники. Так как они близко расположены к основной гармонике, то они эффективно маскируются полезным сигналом и даже при значительном их уровне куда менее заметны на слух, чем небольшой уровень гармоник более высокого порядка. Т.о., основное достоинство ламповых усилителей — способность «мягко» и незаметно ограничивать выходной сигнал. С другой стороны, самый низ обрабатывается вяло, особенно одноктактными усилителями. Невозможно заставить высокоомный источник отдать в нагрузку большой пиковый ток — это попросту противоречит законам физики.

В транзисторных усилителях искажения низки только в рабочей области и резко возрастают при достижении и переходе ее границ. Характерной особенностью транзисторных усилителей является четкое ограничение выходного сигнала при перегрузке по напряжению в результате насыщения транзисторов предвыходного каскада (усилителя ОЭ или ОБ и его нагрузки — генератора тока), причем не всегда симметричное, что приводит к резкому возрастанию высших гармонических составляющих (до 10% и более) и жесткому, «металлическому» звучанию. Как известно, «меандр» содержит около 30% нечетных

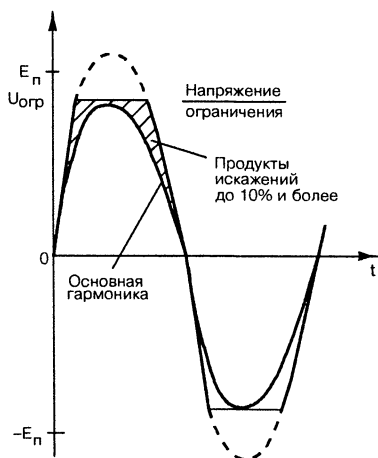


Рис. 4.8. Осциллограммы выходного напряжения УМЗЧ при перегрузке по напряжению

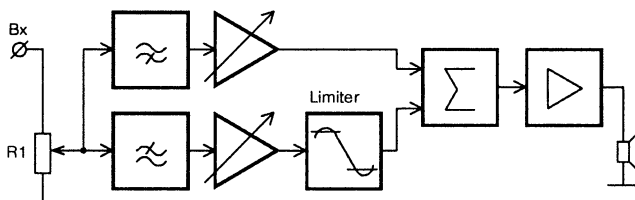
гармоник. При этом полезная информация на вершинах сигнала на время перегрузки полностью заменяется продуктами искажений (рис. 4.8). В эти моменты изменяется и коэффициент демпфирования, т.к. ООС в эти моменты не действует. В этом смысле вполне оправдано раздельное, 2- и даже 3-полосное, усиление сигналов. Так как уровень ВЧ-составляющих на 10...15 дБ ниже — их компрессирования и полного пропадания не будет. Кроме того, такое решение снимает необходимость разработки кроссовера для АС.

Для уменьшения искажений подобного рода непосредственно на входе обычного УМЗЧ устанавлива-

ют limiter (диодный амплитудный ограничитель). Недостаток такого решения в том, что необходимо тщательно подбирать диоды для каждого плеча, а также настраивать так, чтобы ограничение лимитера с учетом коэффициента усиления УМЗЧ совпадало с напряжением насыщения усилителя или было чуть ниже. К сожалению, в самом УМЗЧ довольно сложно получить «мягкое» ограничение сигнала и тем самым «мягкие» искажения, характерные для ламповых усилителей. В усилителе [28] автору удалось, в какой-то степени, решить указанную проблему.

В многополосном УМЗЧ лимитер устанавливают не на общем входе, а только на входе усилителя НЧ. Кроме того, для усилителей с нестабилизированным источником питания необходимо учитывать возможное снижение напряжения сети.

Возможный вариант улучшения звучания одноканального усилителя с использованием лимитера и отдельных активных регуляторов тембра показан на структурной схеме, приведенной на рис. 4.9. В этом варианте при наладке лимитера оставляют запас по перегрузочной способности усилителя для СЧ-, ВЧ-составляющих.



**Рис. 4.9.** Структурная схема однополосного усилителя с «монотонными искажениями»

Амплитудная модуляция частот вблизи 50, 100 и 200 Гц на максимальной мощности УМЗЧ, питающегося от нестабилизированного источника, также вносит дополнительные искажения, придающие «басам» жесткость. Устранить этот вид искажений можно питанием УМЗЧ от стабилизированного источника напряжения с током нагрузки в импульсе 20 А и более или увеличением глубины ООС на несколько порядков в области нижних частот с помощью интегратора.

Транзисторным УМЗЧ свойственны и тепловые искажения в области низких частот. Причем в случае сложного сигнала эти искажения преобразуются в гармонические искажения в области низких частот и инфранизкие интермодуляционные, которые, в свою очередь, в результате действия амплитудно-фазовой конверсии, преобразуются в паразитную частотную модуляцию. А, как известно, даже ничтожные значения (0,06%) частотной модуляции сложного сигнала заметны на слух. На качество звучания оказывают влияние и паразитные связи. Наиболее серьезной паразитной ОС является связь между каскадами через цепи питания. Мощные оконечные каскады

создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усилителя, образуя нежелательные паразитные ОС. Следует отметить, что ДК с генераторами тока практически не чувствительны к подобным ОС. Дополнительные призвуки вносит и самовозбуждение УМЗЧ во время переходных процессов и при работе на комплексную нагрузку.

## 4.4. Виды искажений и меры борьбы с ними

Кратко охарактеризуем основные виды искажений, вносимых УМЗЧ. Сразу оговоримся, что все искажения тесно взаимосвязаны и не всегда их можно выделить и отделить друг от друга.

### 4.4.1. Линейные искажения

Линейные искажения подразделяются на:

- ♦ частотные;
- ♦ фазовые.

**Частотные искажения** — ограничение частотного диапазона (неравномерность АЧХ более  $\pm 1,5$  дБ). Человеческое ухо очень чувствительно к импульсным сигналам с фронтом длительностью несколько микросекунд. Чтобы обеспечить воспроизведение таких крутых фронтов в диапазоне слышимых частот (20...20 000 Гц) необходим усилитель мощности с полосой пропускания не менее 100 кГц ( $t_H \approx 5$  мкс). Как известно, обертоны (гармоники) человеческого голоса простираются до 60 кГц, что и определяет определенные трудности в обеспечении натуральности и естественности его звучания с помощью современных громкоговорителей, записывающей и звукоусилительной аппаратуры (не говоря о цифровой записи с частотой дискретизации 44,1 кГц). Именно эти, казалось бы, неслышимые гармоники и определяют тембровую окраску звука.

Отсюда глубоко ошибочно мнение некоторых авторов, что полоса частот 20...20 000 Гц вполне достаточна, а измерение  $K_f$  на частотах 10 кГц и выше не имеет смысла, т.к. их гармоники за пределами слышимого диапазона.

**Фазовые искажения** — неравномерность более  $4^\circ...5^\circ$  в рабочем диапазоне, искажение формы импульсов сигналов. Слуховое восприятие звуковых сигналов одного и того же спектрального состава, но с различными начальными фазами гармоник не равноценно, поскольку изменение начальных фаз сопровождается и изменением амплитуды суммарного сигнала. Принято считать, что для исключения заметности фазовых искажений полоса частот усилителя должна быть как минимум в 2,5...3 раза шире звукового диапазона, т.е. не уже 8 Гц...50 кГц. При этом фазовые искажения не превышают  $2^\circ$ .

#### 4.4.2. Нелинейные искажения

**Нелинейные искажения (НИ)** — искажения, вызванные неидеальностью параметров активных элементов, неидентичностью параметров комплементарных транзисторов, несовершенством схемотехники. Количественно оцениваются по значению гармонических и интермодуляционных искажений. Различают следующие виды НИ:

- ♦ гармонические;
- ♦ переходные;
- ♦ интермодуляционные;
- ♦ динамические.

Гармонические НИ зависят от характеристик транзисторов и режимов их работы, глубины ООС, от паразитных связей между каскадами, от ВЧ-коррекции каскадов, исключающей самовозбуждение и, конечно же, во многом от схемотехники. В транзисторных усилителях с ростом мгновенного значения сигнала крутизна выходных транзисторов уменьшается (усилитель переходит в режим насыщения), что предопределяет возникновение в усиливаемом сигнале нечетных гармоник. Высшие гармоники возникают при ограничении сигнала, а также при выходе транзисторов за область безопасной работы. Для повышения линейности усилителя желательно использовать симметрию во всех каскадах и местные ООС. Использование симметрии, т.е. двухтактных каскадов на максимально комплементарных транзисторах (полностью комплементарных, строго говоря, не существует), значительно ослабляет четные гармоники [29]. Возможности ограничиваются лишь разбросом параметров активных элементов (комплементарных транзисторов):

- ♦ разная нелинейная зависимость тока коллектора от тока базы;
- ♦ разный эффект Эрли (зависимость тока коллектора от напряжения эмиттер-коллектор при  $I_b = \text{const}$ );
- ♦ разный эффект Миллера из-за разных емкостей переходов;
- ♦ разные динамические характеристики (разная граничная частота).

Как показывает практика, увеличение глубины ООС с 20 до 40 дБ (в 10 раз), несмотря на значительное уменьшение нелинейных искажений, не дает заметного улучшения качества звучания. Дальнейшее увеличение ее глубины приводит к ухудшению звучания из-за снижения устойчивости и увеличения крутизны спада АЧХ на краях диапазона. При этом в области низких частот возникают большие задержки сигнала, способствующие формированию сигналов пикообразной формы [30].

Очевидно, качество звучания определяется главным образом не глубиной ООС, а линейностью исходного (не охваченного ею) усилителя. С точки зрения психоакустики [31] допустимый коэффициент гармонических составляющих 3,3%, что подтверждают и ламповые усилители. В этих пределах должен быть и коэффициент нелинейных искажений исходного усилителя во всем рабочем диапазоне.

Наиболее нелинейны выходные характеристики каскадов, выполненных по схеме с ОЭ. «Динамическая» нелинейность транзистора устраняется в схеме с ОБ, а также в значительной степени в каскаде. Для повышения линейности выходного каскада желательно использовать токовое управление от источника с большим внутренним сопротивлением, т.е. от генератора тока, в этом случае ток в цепи базы практически полностью определяется внутренним сопротивлением источника тока и мало зависит от входного сопротивления. Для этой цели наилучшим образом подходит каскад с общей базой или каскод.

#### **4.4.3. Переходные (перекрестные) искажения**

Переходные искажения 1-го рода (центральная отсечка, или «ступенька») обусловлены сильно выраженной S-образной формой характеристики передачи эмиттерных повторителей. Для борьбы с ней в качестве источника сигнала для выходных транзисторов рекомендуется выбирать генератор тока, а ток покоя выходных транзисторов выставлять не менее 50 мА.

Искажения 2-го рода (коммутационные) обусловлены индивидуальными различиями частотных свойств транзисторов. Временные задержки сигнала, вызванные процессом коммутации, приводят к искажениям на крутых фронтах сигнала в моменты перехода через ноль. Возникают они в выходных каскадах на биполярных транзисторах, работающих в режиме АВ с отсечкой тока. Наиболее подвержены этому виду искажений выходные каскады по тройной схеме Дарлингтона.

Когда транзисторы плеча открыты, в их базах, вследствие инжекции в них неосновных носителей из эмиттеров, накапливаются заряды, величина которых определяется их диффузионной емкостью и зависит от температуры, коллекторных токов и граничной частоты усиления транзисторов. При значительном токе в нагрузку значительно возрастают и падения напряжений на базо-эмиттерных переходах транзисторов открытого плеча, особенно выходных транзисторов. На величину суммарного приращения этого напряжения уменьшается напряжение, приходящее на базо-эмиттерные переходы второго плеча, что приводит к его отсечке. Чтобы транзисторы открытого плеча закрылись (а закрытого открылись), диффузионная емкость должна разрядиться (зарядиться) через подключенные к базе внешние цепи, а это возможно, если время запирающего (отпирающего) эмиттерного перехода больше времени разряда (заряда). Если же оно меньше, создаются условия для возникновения неуправляемого базового тока и, как следствие, появление на выходе каскада гармоник высшего порядка. Любое уменьшение тока в реактивную нагрузку (например, вследствие внезапно возникшего сквозного тока выходных транзисторов), какой является громкоговоритель, еще больше подчеркивается, вследствие ЭДС самоиндукции.

Для оценки искажений этого рода измеряют гармонические искажения при небольшой выходной мощности, например 50 мВт, что соответствует выходному напряжению около 0,5 В.

Пути предупреждения коммутационных искажений (КИ):

- использование режима с исключением отсечки тока выходных транзисторов;
- введение специальных цепей, обеспечивающих плавную отсечку эмиттерного тока транзисторов выходного каскада;
- использование транзисторов с граничной частотой не ниже 5...10 МГц.

Мгновенный коэффициент усиления выходных транзисторов (имеющих максимальное изменение тока коллектора) изменяется в несколько раз в течение периода выходного сигнала. В итоге это сказывается на нелинейности амплитудной характеристики усилителя в целом. Большой динамический диапазон изменения тока коллектора выходных транзисторов порождает специфические фазовые искажения, т.к. скоростные свойства транзисторов зависят от силы тока, протекающего через них. Кроме того, трудно сделать комплементарные транзисторы с идентичными характеристиками.

В силу особенностей р-п переходов подвижность носителей биполярных транзисторов р-п-р типа гораздо хуже, чем транзисторов п-р-п типа. Емкости их переходов из-за конструктивных особенностей больше, что с учетом эффекта Миллера требует и более мощных управляющих сигналов. По этой причине большое распространение получили УМЗЧ с квазикомплементарными транзисторами на транзисторах п-р-п типа.

Для уменьшения нелинейности этого вида необходимо увеличивать входное сопротивление выходного каскада, а также стабилизировать его значение подключением параллельно входу резисторов.

Различают еще и так называемые кроссоверные искажения — искажения, обусловленные разным наклоном характеристики передачи в режимах А и В [32].

Все виды переходных искажений можно свести к минимуму переводом УМЗЧ в режим А, «Super А», «New class А» или «Non Switching», т.е. без отсечки коллекторного тока, а также использованием транзисторов с частотой единичного усиления не менее 5 МГц. Что же касается ОС, охватывающей весь усилитель, то желаемого эффекта снижения искажений 2-го рода она дать не может, т.к. усиление в окрестности нулевой точки мало, да и общее усиление на высоких частотах также снижается.

**Интермодуляционные НИ** — это серьезное последствие нелинейности АЧХ. Они характеризуются комбинацией разных частот, существующих в оригинале звукового сигнала, и созданием новых комбинационных частот, которых в исходном сигнале нет. Механизм возникновения

такого рода искажений можно объяснить «перемножением» сигналов на нелинейных элементах усилителя. Анализ уровня только нелинейных искажений усилителя по энергии продуктов искажений не может дать объективную информацию о качестве работы УМЗЧ, если не учитывать характер спектра комбинационных (интермодуляционных) искажений. Рост  $K_f$  в диапазоне частот 10...20 кГц косвенно свидетельствует о значительном  $K_H$ . Коэффициент интермодуляционных искажений с точки зрения психоакустики не должен превышать  $K_H = 0,003\%$ . Широкополосность исходного без ООС усилителя (более 20...30 кГц) — гарантия малых интермодуляционных искажений, т.к. при этом глубина общей ООС в рабочем диапазоне частот постоянна.

Проверку производят следующим образом. На вход усилителя подают через резисторы 1 кОм два равных по амплитуде сигнала (уровнем 1/3 от номинального) частотой в пределах 20...30 кГц и разностой 1...2 кГц. При этом мешающий сигнал суммарной частоты окажется далеко за пределами слышимого диапазона частот, а разностной частоты (1...2 кГц) будет хорошо слышен, если  $K_H > 0,003\%$ .

Динамические НИ (ТИМ-искажения) также связаны с запаздыванием сигнала по петле ОС из-за конечной полосы пропускания исходного усилителя. Этот вид искажений в основном связан с перегрузкой входного ДК. На прямоугольном сигнале этот вид искажений оценивается искажениями фронта (завал фронта и спада импульса) и плоской вершины импульса (выбросы более 4...6%). Вероятность появления последних двух видов искажений может быть сведена к нулю при выполнении следующих условий [33]:

- расширение полосы пропускания исходного усилителя без ООС до 20...30 кГц и более;
- установка на входе УМЗЧ ФНЧ первого порядка с частотой среза в 2...3 раза превышающей верхнюю частоту рабочего диапазона входного сигнала и в 1,5...2 раза ниже частоты среза самого усилителя, т.е. согласование скорости нарастания входного сигнала со скоростью нарастания сигнала на выходе УМЗЧ;
- уменьшение глубины ООС за счет линеаризации каскадов. Глубокая ООС эффективно снижает только «гладкие» искажения, нередко становится причиной динамических искажений и неустойчивой работы;
- введение эмиттерных резисторов в ДК, с помощью которых осуществляется местная ОС и ограничение коэффициента усиления ДК. Следует иметь в виду, что увеличение больше 1 кОм нецелесообразно, т.к. ведет к снижению температурной стабильности и коэффициента усиления каскада;
- увеличение тока коллектора транзисторов ДК. Однако увеличивать более 2 мА нецелесообразно из-за возрастания собственных шумов ДК. Поэтому на практике его выбирают в пределах 0,5...2 мА;

- ♦ введение коррекции по опережению в цепь ООС;
- ♦ введение последовательной RC-цепочки между базами ДК временно подменяющей сигнал обратной связи.

Один из способов измерения динамических нелинейных искажений — так называемый способ «синус-прямоугольных сигналов». Измерительным сигналом служит последовательность прямоугольных импульсов с частотой следования 3,18 кГц, на которую накладывается гармонический сигнал частотой 15 кГц с соотношением амплитуд сигналов 4:1. Испытательный сигнал подается на вход испытуемого усилителя через полосовой RC-фильтр с частотами среза 30 Гц и 100 кГц. Мерой искажений служит отношение продуктов интермодуляции к амплитуде гармонического сигнала.

Другой способ — способ пилообразных сигналов — основан на использовании сигнала пилообразной формы с частотой следования импульсов  $f_1 = 20$  кГц, который периодически (с частотой  $f_2 = f_1 / 256$ ) меняет полярность. Искажения, вызванные ограниченной скоростью нарастания сигнала, проявляются в виде периодических (с частотой  $f_2$ ) смещений средних значений постоянной составляющей напряжения. Мерой искажений служит отношение уровней этого низкочастотного напряжения и пилообразного сигнала.

По стандарту SMPTE на вход УМЗЧ подают два синусоидальных сигнала: с частотами 60 Гц (частота питающей сети) и 7 кГц с отношением амплитуд 4:1. Результатом измерений считается относительная величина модуляции амплитуды высокочастотного сигнала низкочастотным.

Для исключения вероятности выхода режима работы транзисторов за область безопасной работы (ОБР), усилитель должен иметь достаточный запас по мощности при работе на более низкоомную нагрузку, чем номинальная.

Недостаточно высокая частота среза исходного усилителя приводит к дополнительному увеличению доли высших гармоник из-за снижения глубины общей ООС.

Усилитель, вносящий в усиливаемый сигнал искажения хотя бы одного из этих видов, характеризуется «транзисторным» звучанием даже при очень малом коэффициенте гармоник — 0,03%.

#### 4.4.4. «Интерфейсные» искажения

«Интерфейсные» искажения — искажения, связанные с резко выраженным реактивным характером нагрузки реальной АС, подключенной через провода сопротивлением 0,2...1,0 Ом. Ток, потребляемый АС при подаче на нее мощных импульсных сигналов, в несколько раз превышает ток при подаче синусоидального сигнала той же амплитуды, что эквивалентно уменьшению комплексного сопротивления АС. Поэтому даже при пренебрежимо малых искажениях на выходе



усилителя  $K_r$  на входе АС может достигать 0,25...0,5%. Для сведения к минимуму искажений этого вида необходимо подключать АС проводами как можно большего сечения и как можно меньшей длины. В противном случае желательно выносить компенсатор Буше (RC-цепочку из сопротивления 2...10 Ом и конденсатора около 0,1 мкФ) непосредственно в АС или применять устройство компенсации сопротивления проводов [34].

В ряде случаев соединительный кабель становится антенной в радиочастотном диапазоне, а входные цепи — приемником. Для уменьшения вероятности такой обратной связи на выходе УМЗЧ включают лестничные или П-образные LC-фильтры, а на входе УМЗЧ — фильтр НЧ с частотой среза около 100 кГц.

Конструкция усилителя мощности «двойное моно» т.е. с отдельными трансформаторами (лучше тороидальными) обеспечивает более высокие динамические характеристики и позволяет более верно обрабатывать пиковые сигналы, позволяет избежать возникновения перекрестных помех между каналами, что существенно улучшает пространственные характеристики звукопередачи и делает размеры и расположение звуковых образов в пространстве точнее.

## **4.5. Взаимодействие УМЗЧ и громкоговорителя**

До недавнего времени взаимодействию УМЗЧ и АС практически не уделялось никакого внимания. Изначально было принято, что для эффективного демпфирования громкоговорителя усилитель должен работать в режиме генератора напряжения, т.е. с нулевым выходным сопротивлением. Даже введен такой параметр, как коэффициент демпфирования (Damping Factor) численно равный отношению номинального сопротивления АС к выходному сопротивлению усилителя. Считается, что минимальный коэффициент демпфирования должен быть не менее 20, а для Hi-Fi-систем — не менее 40. С практической точки зрения коэффициент демпфирования больше 50 не имеет смысла. В реальных транзисторных усилителях его величина достигает 1000. Выходное же сопротивление ламповых усилителей составляет десятки ом. В [35] наглядно показано, что сопротивления 18 Ом (как эквивалента выходного сопротивления УМЗЧ) уже вполне достаточно для эффективного электрического демпфирования.

Другой неприятный момент, которому до сих пор не уделялось должного внимания — это влияние реакции реальной нагрузки, т.е. АС на общую отрицательную обратную связь усилителя. Выходное сопротивление усилителя, охваченного ООС, в значительной степени зависит от ее глубины. Чем больше глубина ОС, тем меньше выходное сопротивление. При воздействии импульсных сигналов на звуковую

катушку громкоговорителя возникает сила, стремящаяся изменить ее положение в магнитном поле. Возникающая при этом противо-ЭДС индукции, замыкаясь на выходное сопротивление усилителя, создает ток противоположный выходному току усилителя, что приводит к затягиванию фронтов сигнала. На реальном сигнале субъективно это воспринимается как завал АЧХ в области ВЧ. Кроме того, на импульсных сигналах выходное сопротивление УМЗЧ из-за задержки ООС носит колебательный характер, что только усугубляет положение. В результате в цепь ООС, кроме выходного сигнала УМЗЧ и его искажений, проникает и отклик от громкоговорителя. В итоге выходной сигнал УМЗЧ обогащается высшими гармоническими составляющими, значительно превосходящими звуковой диапазон. Увеличение глубины общей ООС усилителя лишь усугубляет положение.

В результате этого влияния интермодуляционные искажения в транзисторных УМЗЧ с выходом по напряжению, возрастают более чем в 10 раз, достигая 10...25%, в то время как в УМЗЧ с выходом по току эти искажения примерно на порядок ниже — 2...3% [7]. В ламповых УМЗЧ искажения такого рода возрастают всего в 1,5 раза. Как выход из положения — отказ от общей ООС с выхода усилителя. Например, в [28] это можно сделать, взяв ООС не с точки соединения резисторов R35, R36, а с точки соединения диодов VD11, VD12. Отдельно взятый выходной каскад имеет коэффициент гармоник 0,06% на частоте 1 кГц, 0,13% на частоте 10 кГц, 0,25% и 0,62% на частотах 20 и 60 кГц, соответственно. Для дальнейшего уменьшения выходного сопротивления выходного каскада желательно включить спаренные выходные транзисторы. В результате такой доработки получаем УМЗЧ с выходным сопротивлением доли ома в рабочем диапазоне частот, которое практически не изменяется даже при перегрузке усилителя (в обычных усилителях оно резко возрастает в результате «обрыва» ООС), и нулевое выходное сопротивление на инфранизких частотах (благодаря интегратору). Использование выходного каскада по схеме Шиклаи с глубокими местными ООС и минимально возможным количеством базо-эмиттерных переходов между входом и выходом двухтактного повторителя благоприятно сказывается не только на снижении величины и спектра НИ, но и на передаче микродинамики сигнала.

В [7] показано, что усилитель с выходом по напряжению не может обеспечить пропорциональность тока из-за сложного изменения комплексного сопротивления динамической головки. Эксперимент показывает, что в усилителях с выходом по току при работе на реальную нагрузку вторая гармоника примерно в 20 раз меньше, а третья — в 4 раза.

Проведенные исследования показывают, что для обеспечения равномерности АЧХ на частотах выше частоты основного резонанса к диффузору со стороны звуковой катушки необходимо прикладывать силу постоянной амплитуды, как это следует из второго закона Ньютона:

$$F = m \cdot a. \quad (4.3)$$

Эта сила пропорциональна току в катушке. При работе от источника напряжения ток в катушке равен:

$$I(f) = \frac{U}{Z_r(f)}, \quad (4.4)$$

где  $Z_r(f)$  — комплексное сопротивление динамической головки, зависящее от частоты. Причем изменение  $Z_r(f)$  имеет сложный характер, как от изменения сопротивления катушки, связанное с ее нагревом, так и от сложного изменения индуктивности из-за перемещения катушки относительно магнитной системы (от 15 до 40%). В результате, при номинальной мощности, подводимой к динамической головке, интермодуляционные искажения могут достигать 10...25%, что подтверждает и эксперимент [7]. В то же время, в [7] отмечено, что искажения УМЗЧ, если они имеют «мягкий» характер, практически неразличимы на фоне искажений громкоговорителя, работающего от генератора напряжения.

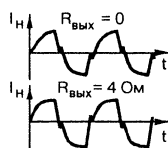
Токовый выход благоприятно сказывается и на воспроизведении импульсных сигналов, устраняется дополнительная окраска. Такие усилители неоднократно публиковались на страницах журнала «Радио». Для превращения усилителя с выходом по напряжению в усилитель с выходом по току, достаточно включить между нагрузкой и «общим» датчик тока — активное сопротивление в 10...20 раз меньше сопротивления нагрузки (т.е. во сколько раз необходимо получить усиление сигнала) и перенести резистор обратной связи (предварительно уменьшив его также в 10...20 раз) с выхода в точку соединения нагрузки и датчика тока. Достоинство такого усилителя еще и в том, что он не боится короткого замыкания в нагрузке, при КЗ переходит в режим повторителя напряжения.

Величина выходного сопротивления транзисторных усилителей, как правило, не превышает 0,2 Ом. В то же время, выходное сопротивление ламповых усилителей составляет: от нескольких ом у усилителей с обратной связью, до десятков ом, у усилителей без обратной связи. Однако не будем забывать, что вторичная обмотка выходного трансформатора имеет практически нулевое сопротивление на инфранизких частотах и на постоянном токе. Это обстоятельство объясняет попытки некоторых разработчиков улучшить качество звучания транзисторных усилителей включением трансформатора (с его проблемами и недостатками) на его выходе.

Искусственное увеличение выходного сопротивления транзисторного УМЗЧ включением на его выходе активного сопротивления, соизмеримого с сопротивлением АС [36], с целью приближения условий его работы к ламповому усилителю, помимо стабилизации входного сопротивления АС, автоматически приводит к уменьшению полезной выходной мощности в 4 раза, поэтому не

может быть рекомендовано к практической реализации. Кроме того, не учитывается тот факт, что обмотка выходного трансформатора лампового усилителя дополнительно шунтирует АС на инфранизких частотах и на постоянном токе. Более того, в большинстве АС для выравнивания чувствительностей головок в СЧ- и ВЧ-фильтрах уже стоят резисторы (или аттенюаторы из резисторов) сопротивлением от 3 до 12 Ом, что в какой-то степени снижает критичность АС к выходному сопротивлению УМЗЧ.

Влияние выходного сопротивления усилителя на форму тока в нагрузке было исследовано на усилителе «Амфитон 25У-002С» («Лор-та 50У-202С»). В разрыв общего провода на выходе обоих каналов (между шасси и выходным разъемом) был включен резистор типа С5-16В мощностью 8 Вт и сопротивлением 0,39 Ом, а последовательно с выходом одного из каналов еще и резистор сопротивлением 3,9 Ом. Осциллограмма формы тока выхода снималась одновременно с обоих выходов при подаче на прямой вход усилителя (под заглушкой на задней стенке) сигнала типа «меандр» частотой 2 кГц. При этом в качестве нагрузки была использована АС с номинальным сопротивлением 4 Ом. Формы сигналов показаны на рис. 4.10. Как видим, искусственное увеличение выходного сопротивления до сопротивления нагрузки (рисунок снизу) заметно улучшило форму тока выхода.



**Рис. 4.10.** Осциллограммы тока нагрузки при  $R_{\text{вых}} = 0$  и  $R_{\text{вых}} = 4 \text{ Ом}$

Как уже отмечалось выше, усилители с выходом по напряжению имеют ничтожно малое выходное сопротивление. Транзисторные же усилители с выходом по току имеют достаточно высокое выходное сопротивление, благодаря отрицательной ОС по току нагрузки. Очевидно, если усилитель охватить комбинированной обратной связью, то можно получить заданное выходное сопротивление отличное от нуля.

Выходное сопротивление усилителя рассчитывают по формуле:

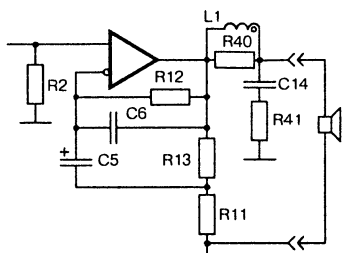
$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{хх}} - U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}} \cdot R_{\text{н}}, \quad (4.5)$$

где  $U_{\text{хх}}$  — напряжение холостого хода;

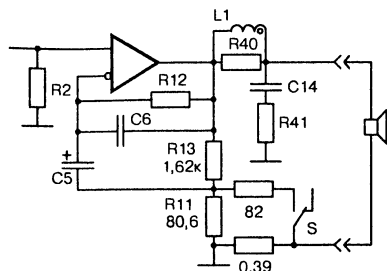
$U_{\text{н}}$  — напряжение на нагрузке.

На рис. 4.11 показана упрощенная схема вышеупомянутого усилителя «Амфитон 25У-002С». Как видно из схемы, усилитель охвачен двумя петлями обратных связей:

- по переменному напряжению через конденсатор С5 с делителя R13, R11;
- по постоянному напряжению через резистор R12.



**Рис. 4.11.** Элементы исходной схемы УМЗЧ



**Рис. 4.12.** Вариант доработки УМЗЧ для получения  $R_{\text{вых}} = 4 \text{ Ом}$

Коэффициент усиления по переменному напряжению определяет отношение резисторов R13 и R11. Для удобства сравнения качества воспроизведения усилителя с разным выходным сопротивлением необходимо иметь в обоих режимах равную выходную мощность. С этой целью усилитель был доработан в соответствии с рис. 4.12.

Введение дополнительной отрицательной обратной связи по переменному току практически не увеличивает выходное сопротивление усилителя более 0,39 Ом на инфранизких частотах и на постоянном токе. В качестве переключателя использован переключатель усилителя, установленный на задней стенке. При этом напряжение холостого хода усилителя возрастает примерно в 2 раза, благодаря параллельному включению резистора R11 и дополнительного резистора 82 Ом. Подбором этого резистора, при необходимости, можно более точно выровнять выходную мощность усилителя в обоих режимах при работе на реальную АС с номинальным сопротивлением 4 Ом.

Выходное сопротивление по переменному току усилителя с комбинированной ООС равно:

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{ХХ}} - U_{\text{H}}}{U_{\text{H}}} \cdot R_{\text{H}} = \frac{2 \cdot U_{\text{H}} - U_{\text{H}}}{U_{\text{H}}} \cdot R_{\text{H}} = R_{\text{H}}. \quad (4.6)$$

В то же время, выходное сопротивление усилителя по постоянному току увеличилось всего на 0,39 Ом. Для дальнейшего увеличения выходного сопротивления при одновременном уменьшении сопротивления датчика тока необходимо вводить дополнительный усилитель сигнала датчика тока.

Осциллограмма сигнала, снятая с резистора 0,39 Ом в режиме с комбинированной ООС, полностью совпадает с осциллограммой, соответствующей выходному сопротивлению усилителя 4 Ом (рис. 4.10). При прослушивании музыкальных фрагментов предпочтение было отдано режиму с повышенным выходным сопротивлением. Звучание было более сочным и прозрачным. Строго говоря, изменилась и АЧХ усилителя на громкоговорителе в соответствии с его полным сопро-

Возможный вариант доработки УМЗЧ с целью оперативной перестройки его из режима с выходом по напряжению в режим с выходом по току показан на рис. 4.13.

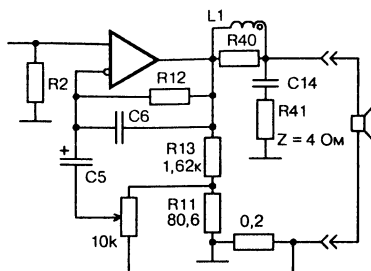
На основании вышеизложенного напрашивается вывод, что транзисторный УМЗЧ с выходом по напряжению целесообразно использовать для работы на сабвуфер или на НЧ-громкоговоритель многополосной АС. На СЧ- и ВЧ-головки предпочтительнее использовать усилители с токовым выходом или с комбинированной ООС. Часто ограничиваются двухполосным усилителем (biamping). Раздельное усиление и воспроизведение особенно благоприятно сказывается на интормодуляционных искажениях АС.

## ...кз большинства современных УМЗЧ во

Схемотехника большинства современных УМЗЧ во многом повторяет схемотехнику операционных усилителей (ОУ). Преимущественно это трехкаскадные усилители: ДК, каскад усиления напряжения со встречной динамической нагрузкой или без нее (ОЭ, ОЭ-ОБ или ОБ) и выходной усилитель тока или тока и напряжения.

полняют преимуще

Входные каскады выполняют преимущественно по дифференциальным схемам. Дифференциальные каскады (ДК) по сравнению с обычными усилителями обладают рядом преимуществ:



**Рис. 4.13.** Вариант УМЗЧ с перестраиваемым  $R_{вых}$

1. Способность усиливать только дифференциальные сигналы и подавлять синфазные.
2. Повышенная устойчивость за счет того, что входной и выходной токи не попадают в шины общего провода («земли») и питания, замыкаясь через источник сигнала и нагрузку.
3. Перегрузочная способность ДК более чем в 10 раз выше перегрузочной способности обычных усилителей.

Как известно, искажения в коллекторах транзисторов дифференциального каскада взаимно противоположны. Поэтому симметричный съём сигнала с ДК позволяет в значительной степени скомпенсировать эти искажения и получить вдвое большее усиление с одновременным уменьшением шумов. Поэтому выход дифференциальных усилителей желательно делать симметричным, используя второй дифференциальный каскад, схему сдвига уровня или токовое зеркало. В первом каскаде применение отражателя тока нежелательно из-за снижения быстродействия за счет эффекта Миллера (за исключением встречного каскада), а значит и опасности проявления динамических искажений.

Коэффициент усиления ДК по напряжению при  $R_{K1} = R_{K2} = R_K$ :

$$K_U \approx \frac{R_K \cdot I_{ЭСМ}}{2\varphi_T}, \quad (4.7)$$

где:  $\varphi_T = kT/q \approx 26$  мВ (для  $T = 300$  К);

$k$  — постоянная Больцмана;

$T$  — абсолютная температура;

$q$  — заряд электрона;

$I_{ЭСМ}$  — общий (суммарный) эмиттерный ток смещения.

Например, при  $R_K = 2$  кОм и  $I_{ЭСМ} = 2$  мА,

$$K_U = \frac{2000 \cdot 2}{2 \cdot 26} \approx 77.$$

Для уменьшения вероятности появления динамических искажений необходимо обеспечивать такой режим работы ДК, при котором в отсутствие напряжения ООС его транзисторы не переходили бы в режим насыщения. Иными словами надо стремиться к тому, чтобы максимальное дифференциальное напряжение  $U_{ДМАХ}$  при котором наступает насыщение, было как можно ближе по значению к входному напряжению  $U_{ВХ}$ .

Максимальное дифференциальное напряжение, при котором наступает насыщение ДК на БТ:

$$U_{ДМАХ} = 2\varphi_T + R_E I_{ЭСМ} \quad (4.8)$$

При отсутствии эмиттерных резисторов  $U_{ДМАХ} = 52$  мВ.

Из формулы следует, что для повышения  $U_{ДМАХ}$  необходимо увеличивать сопротивление эмиттерных резисторов и ток покоя.

Например, при  $R_э = 1 \text{ кОм}$  и  $I_{СМ} = 2 \text{ мА}$ ,

$$U_{Д.МАХ} = 2\varphi_T + R_э I_{СМ} = 2 \cdot 26 + 1000 \cdot 2 = 2052 \text{ мВ},$$

что соизмеримо с перегрузочной способностью ПТ.

Т.о., введение эмиттерных резисторов повышает полное входное сопротивление каскада, увеличивает перегрузочную способность ДК на биполярных транзисторах до перегрузочной способности ДК на полевых транзисторах, уменьшает коэффициент усиления, увеличивает напряжение смещения и его температурный дрейф (не относится к усилителям с интегратором в цепи ОС). Однако увеличивать резисторы более  $1 \text{ кОм}$  нежелательно, т.к. снижается отношение сигнал/шум.

В свою очередь, значительное увеличение тока покоя ведет к росту собственных шумов ДК. Поэтому обычно его выбирают в пределах  $0,5...2 \text{ мА}$ . В этом случае отношение сигнал/шум составляет около  $90 \text{ дБ}$ .

Поскольку напряжение отсечки ПТ лежит в пределах  $0,5...10 \text{ В}$  (намного больше, чем температурный потенциал  $\varphi_T \approx 26 \text{ мВ}$ ), у ПТ линейная область входных напряжений значительно шире и сильно зависит от выбора рабочей точки, т.е. от отношения  $I_{СМ}/I_{С.НАЧ}$  (рис. 4.15), где  $I_{С.НАЧ}$  — начальный (максимальный) ток стока.

где кривая 1 соответствует току смещения, равному  $0,01 \cdot I_{С.НАЧ}$ , кривая 2 —  $0,1 \cdot I_{С.НАЧ}$ , кривая 3 —  $I_{С.НАЧ}$

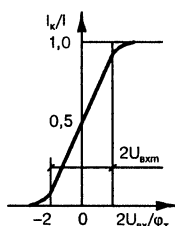


Рис. 4.14. Диапазон входных напряжений для ДК на БТ

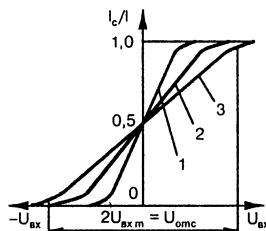


Рис. 4.15. Диапазон входных напряжений для ДК на ПТ

Если взять за критерий перегрузочной способности каскада коэффициент гармоник  $K_r = 1\%$ , то перегрузочная способность каскадов выглядит следующим образом:

$$\text{ДК на БТ } U_{ВХ.МАХ} \approx 0,7\varphi_T = 18 \text{ мВ};$$

$$\text{ДК на ПТ } U_{ВХ.МАХ} \approx 0,6 U_{ОТС} = 1,5 \text{ В} \\ (\text{для транзисторов с } U_{ОТС} = 2,6 \text{ В});$$

$$\text{ОЭ (ОЭ-ОБ — каскод) } U_{ВХ.МАХ} \approx 1 \text{ мВ},$$

где  $\varphi_T + kT/q \approx 26 \text{ мВ}$  — температурный потенциал;  $k$  — постоянная Больцмана;  $T$  — абсолютная температура;  $q$  — заряд электрона.



Таким образом, перегрузочная способность дифкаскада (ДК) на полевых транзисторах примерно в 100 раз выше ДК на БТ и более чем в 1000 раз выше, чем каскада с ОЭ.

### Второй каскад

За ДК следует один, реже два каскада усиления по напряжению. Обычно это каскады с ОЭ или ОЭ-ОБ (каскод). Второй каскад усилителя обеспечивает не только усиление, но и служит источником смещения рабочей точки для транзисторов оконечного каскада.

В большинстве транзисторных УМЗЧ ранних разработок выход предварительного каскада не симметричен по отношению ко входу симметричного оконечного двухтактного каскада, что не позволяло обеспечивать оптимальное согласование каскадов и приводило к возникновению четных гармоник, наиболее неприятных на слух. Характерный пример — запись с магнитофона, у которого в качестве стирающей головки использован простейший магнит (без чередующихся N- и S-пластин).

Схемотехника УМЗЧ стремительно совершенствовалась. На смену резисторной нагрузке с вольтодобавкой пришел генератор тока.

Характеристики усилителей были существенно улучшены с активным внедрением симметричного съема сигнала с дифкаскада и организацией встречной динамической нагрузки во втором каскаде с помощью токовых зеркал (отражателей тока) [37] (рис. 4.16).

Первый каскад — дифференциальный (ДК). Резисторы в цепях эмиттеров дифференциального каскада и в цепях эмиттеров транзисторов второго каскада (рис. 4.16) — местная ООС, повышающая линейность каскадов и улучшающая их симметричность. В качестве токозадающего элемента ДК для упрощения схемы показан резистор, обычно используют генератор тока. Конденсаторы между эмиттерами транзисторов входного дифкаскада и эмиттерами транзисторов второго каскада создают коррекцию по опережению. Резистор R7 (иногда его шунтируют конденсатором) служит для симметрирования нагрузки транзисторов VT4, VT6 и для уменьшения рассеиваемой мощности на транзисторе VT4. При этом все три транзистора VT4...VT6 (желательно и VT3) должны быть одинаковой мощности.

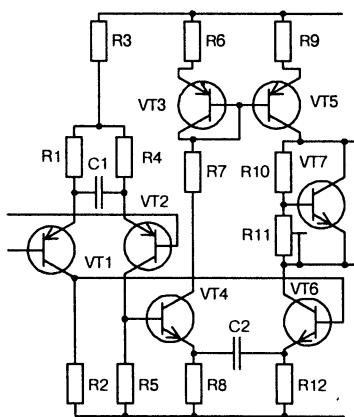
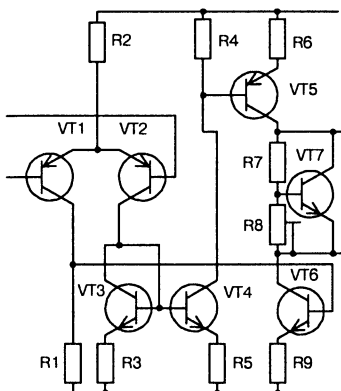


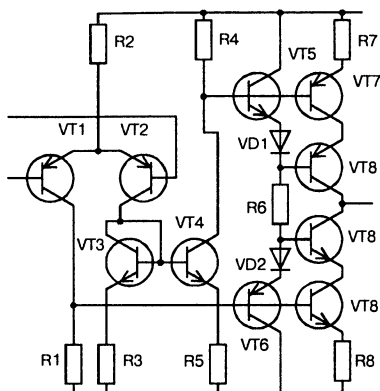
Рис. 4.16. Вариант I симметричного съема сигнала с ДК с помощью отражателя тока

Второй вариант (рис. 4.17) требует более мощных транзисторов только VT5 и VT6. При этом номиналы резисторов R1, R3...R5 должны иметь одинаковое значение.

Для устранения эффекта Миллера и эффекта Эрли во втором каскаде его часто выполняют по схеме каскода (ОЭ-ОБ). Применение следящего каскода (рис. 4.18) еще больше улучшает динамические характеристики усилителя. Учитывая, что нагрузка предусилителя непостоянна (зависит от тока нагрузки) для ее стабилизации параллельно входу выходного каскада включают резистор сопротивлением от 4,7 до 20 кОм.



**Рис. 4.17.** Вариант II симметричного съема сигнала с ДК с помощью отражателя тока



**Рис. 4.18.** Схема предусилителя УМЗЧ со следящим каскодом

Усилители, разработанные с использованием такой схемотехники, обладают достаточно высокими параметрами. По таким схемам сделан ряд усилителей «Радиотехника», активная акустическая система 35AC-013 с усилителем УНЧ-50-8 и др.

У дифференциальных усилителей, работающих в режиме большого сигнала, время нарастания и спада переходных процессов различно из-за более медленного разряда емкости в момент выключения. В двухтактной схеме этот недостаток исключается.

### Схемы смещения

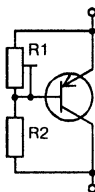
Для термокомпенсации смещения выходных транзисторов используют диоды, а также аналоги стабилитронов, выполненные на транзисторах.

Простейшая транзисторная схема термокомпенсации показана на рис. 4.19. Температурный коэффициент равен:  $(1 + R2/R1) \cdot K$ , где  $K \approx 2,3 \text{ мВ/}^\circ\text{С}$ . Подстроечный резистор должен стоять в цепи база-эмиттер, а не база-коллектор. В этом случае при обрыве движка ток покоя будет уменьшаться, а не наоборот. Для повышения эффективности термокомпенсации в эмиттер транзистора или последовательно с резистором R2 часто включают диод.

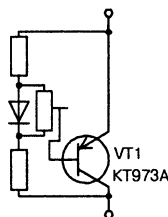
Для трехкаскадной схемы Дарлингтона более оптимальна схема термокомпенсации с использованием составного транзистора (например, типа КТ973), показанная на рис. 4.20.

Для схемы Шиклаи хорошую термокомпенсацию обеспечивает схема на рис. 4.21. Температурный коэффициент примерно равен  $4 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ .

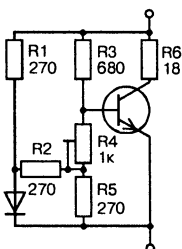
В качестве схемы смещения можно использовать и схему аналога симметричного стабилитрона (рис. 4.22).



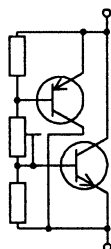
**Рис. 4.19.** Типовая схема термокомпенсированного смещения выходных каскадов

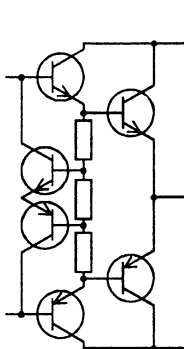


**Рис. 4.20.** Схема термокомпенсированного смещения выходных каскадов по схеме Дарлингтона

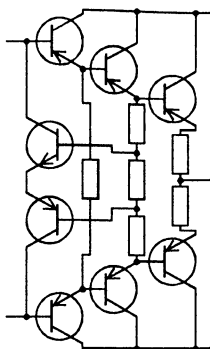


**Рис. 4.21.** Схема термокомпенсированного смещения выходных каскадов по схеме Шиклаи

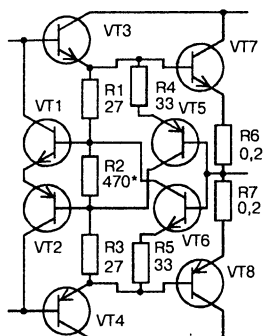




**Рис. 4.23.** Схема смещения без отсечки тока для двойной схемы Дарлингтона



**Рис. 4.24.** Схема смещения без отсечки тока для тройной схемы Дарлингтона



**Рис. 4.25.** Схема смещения, обеспечивающая режим без отсечки тока выходных транзисторов

зисторы VT1, VT2, которые совместно с резистором R2 образуют схему стабилизатора тока в эмиттерных цепях транзисторов VT3, VT4. В самом деле, как только уменьшится (увеличится) ток в этой цепи, уменьшится (увеличится) и падение напряжения на резисторе R2, что приведет к запертию (открыванию) транзисторов VT1, VT2. Таким образом, стабилизируется ток в цепи резисторов R1...R3, а значит, и напряжение смещения выходных транзисторов VT7, VT8. При увеличении тока нагрузки увеличивается падение напряжения между базой транзистора VT7 (VT8) и выходом усилителя (за счет роста базо-эмиттерного напряжения выходных транзисторов и увеличения напряжения на эмиттерных резисторах, включенных последовательно с нагрузкой). Приращение этого напряжения отслеживает транзистор VT5 (VT6) и передает его резистору R3 (R1), т.к. сопротивления резисторов в цепях эмиттеров VT5 и VT6 примерно равны сопротивлениям R1, R3. Т.о., за счет приращения напряжения смещения без отсечки поддерживается режим не только транзисторов VT4, VT3, но и выходных транзисторов VT8, VT7.

### Выходной каскад

В выходных каскадах преимущественно используются двухтактные комплементарные усилители тока по схеме Дарлингтона, Шиклаи или с использованием комбинации этих схем. Например, квазикомплементарный усилитель в одном плече содержит повторитель Дарлингтона, а во втором — Шиклаи. Для получения большой выходной мощности приходится использовать тройные каскады Дарлингтона, что нежелательно по двум причинам: из-за трудности обеспечения термостабилизации шести р-п переходов и из-за ухудшения переключаемых свойств каскада, что приводит к дополнительным переход-

ным искажениям. Схема Шиклаи более термостабильна, т.к. термокомпенсировать необходимо всего два р-п перехода ненагруженных транзисторов.

С появлением мощных комплементарных транзисторов (биполярных и полевых) на смену квазикомплементарным выходным каскадам пришли полностью комплементарные.

Возможные варианты включения силовых транзисторов в выходном каскаде, выполненном по бестрансформаторной полумостовой схеме показаны на рис. 4.26. Наибольшее распространение получили схемы рис. 4.26.а и 4.26.б, несколько реже используется схема рис. 4.26.в. Схема рис. 4.26.г не нашла широкого применения, как из-за сложности управления, так и из-за сложности снятия сигналов ООС.

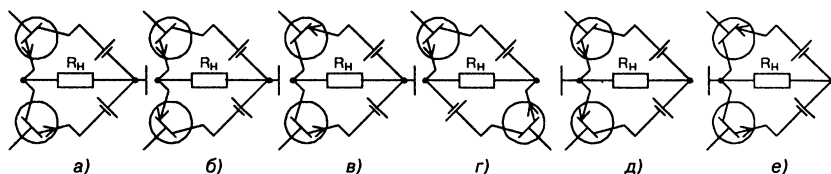


Рис. 4.26. Возможные варианты управления транзисторами полумостового каскада

Характерная особенность схем 4.26.д и 4.26.е в том, что выходной каскад усилителя может управляться от схемы управления с низким напряжением питания, а также максимальное использование источника питания выходного каскада по напряжению. Амплитуда выходного напряжения практически достигает значения напряжения источников питания. Отсюда и наивысший КПД. Поскольку предварительный усилитель питается от отдельного стабилизированного источника, влияние нагрузки выходного каскада на его работу минимально.

Помимо двух основных схем (Дарлингтона и Шиклаи) в схеме рис. 4.26.б может использоваться еще один вариант усилителя — псевдодвухтактный или, как его еще называют, параллельный эмиттерный повторитель рис. 4.27, который по ряду причин не нашел широкого применения.

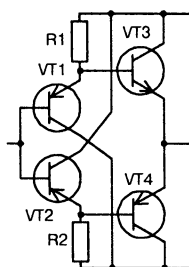


Рис. 4.27. Параллельный эмиттерный повторитель

Особенность схемы состоит в том, что открывание выходных транзисторов осуществляется током, проходящим через резистор соответствующего плеча. Этот ток с ростом входного напряжения не растет, а наоборот уменьшается, что приводит к отсечке входного транзистора и ограничению тока выхода, а значит и выходного напряжения. Включение между базами выходных транзисторов обратно включенного диода увеличивает перегрузочную способность следующим обра-

зом. После отсечки входного транзистора напряжение на базе выходного транзистора фиксируется на определенном уровне, зависящем от сопротивления нагрузки, номинала резистора и от коэффициента передачи тока выходного транзистора. При дальнейшем увеличении входного напряжения открывается диод и входной транзистор противоположного плеча через открывшийся диод скачком образует схему Дарлингтона с выходным транзистором. При этом, как на положительной полуволне сигнала, так и на отрицательной, в двух местах возникают заметные искажения типа «ступенька».

Замена резисторов генераторами тока не решает полностью проблему, т.к. при токе нагрузки, скажем 10 А и коэффициенте передачи тока выходных транзисторов, равным 10, выходной ток генераторов тока должен быть более 1 А, что потребует теплоотвода с большой рассеиваемой мощностью для всех шести транзисторов.

Как выход из положения — использование активных источников тока (АИТ) [39] и спаренных выходных транзисторов. На рис. 4.28 приведен возможный вариант оконечного каскада с использованием АИТ. Симметрирование каскада осуществляется тщательным подбором комплементарных транзисторов, а также подбором (при необходимости) резисторов R1, R4. Стабилитроны ограничивают максимальный ток АИТ. При тщательной настройке каскада коэффициент гармоник усилителя стабилен в широком диапазоне частот (до 100 кГц) и при нагрузке 8 Ом не превышает 0,3%, причем при перегрузке усилителя гармонические искажения носят монотонный характер и содержат гармоники низкого порядка подобно ламповым усилителям.

Резисторы в базах и коллекторах АИТ, а также конденсаторы между базами и коллекторами транзисторов, устраняют самовозбуждение каскада.

### Схемы защиты выходных транзисторов от перегрузки по току

Вариант оконечного каскада с выходной мощностью 60 Вт на нагрузке 8 Ом при питании  $\pm 43$  В с защитой выходных транзисторов от короткого замыкания в нагрузке (цепи термостабилизации не показаны) приведен на рис. 4.29.

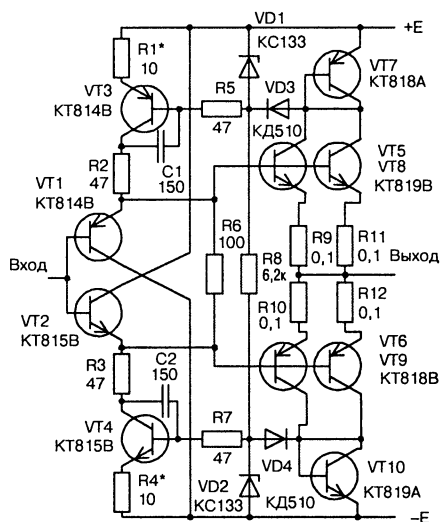
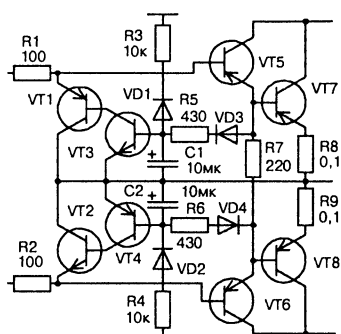


Рис. 4.28. Усовершенствованный параллельный усилитель



**Рис. 4.29.** Вариант схемы защиты выходного каскада Дарлингтона от КЗ в нагрузке

Схема защиты построена таким образом, что максимальная ее чувствительность именно при КЗ в нагрузке. При работе на реальную нагрузку при определенном напряжении на выходе открывается один из диодов VD1 или VD2 (в зависимости от полярности выходного напряжения) и подключает делитель на резисторах 430 Ом и 10 кОм, который по мере увеличения выходного напряжения загружает чувствительность защиты и она не подрабатывает, т.е. не мешает работе усилителя.

Схему можно упростить, убрав диоды VD3, VD4 и подключив резисторы сопротивлением 430 Ом непосредственно к эмиттерам выходных транзисторов.

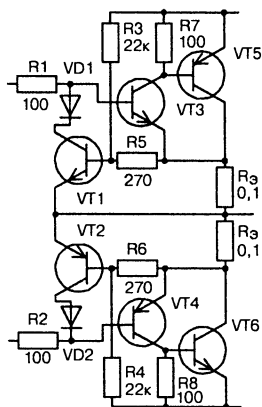
Вариант двухтактного выходного каскада по схеме Шиклаи с защитой выходных транзисторов от КЗ в нагрузке показан на рис. 4.30. Резисторы R5, R6 защищают транзисторы защиты от бросков тока в цепи базы. Их величины выбирают в пределах 200...800 Ом. Если выбрать

$$\frac{R_9 \cdot R_3}{R_5} = R_H \text{ то } |i_{\text{ВЫХ.МАХ}} - i_{\text{ВЫХ}}| = \Delta i \approx \frac{U_{\text{БЭ}}}{R_9} - \frac{E_{\text{П}}}{R_H} \approx \text{const.}$$

Введение резистора R3 (R4) позволяет уменьшить рассеиваемую мощность при КЗ в нагрузке и ограничить ток КЗ на уровне:

$$I_{\text{КЗ.МАХ}} \approx \frac{0,6}{R_9} - \frac{R_5}{R_3 \cdot R_9} \cdot (E_{\text{П}} - U_{\text{ВЫХ}}), \quad (4.9)$$

где  $E_{\text{П}}$  — напряжение питания одного плеча усилителя.



В случае установки сдвоенных выходных транзисторов в эмиттерные цепи последних необходимо включить токовыравнивающие резисторы сопротивлением 0,1...0,2 Ом. При использовании параллельного включения выходных транзисторов ток каждого из них снижается, а значит, в меньшей степени, снижается и коэффициент усиления по току при максимальном возбуждении. Кроме того, параллельное включение позволяет использовать транзисторы с небольшим  $I_{\text{КМАХ}}$  но с более высокой граничной частотой единичного усиления (например, транзисторы старых выпусков КТ805 и КТ837).

**Рис. 4.30.** Вариант схемы защиты выходного каскада Шиклаи от КЗ в нагрузке

Больше двух параллельных транзисторов включать не рекомендуется из-за увеличения входной емкости (у мощных транзисторов емкость перехода база-эмиттер достигает 1 нФ).

Простейший вариант комбинированной схемы Шиклай-Дарлингтона получим при использовании в качестве выходных транзисторов составные транзисторы типа КТ825, КТ827 и им подобные.

### **Особенности использования полевых транзисторов (ПТ)**

Применение ПТ в УМЗЧ до недавних пор сдерживалось отсутствием комплементарных транзисторов, а также их низкими рабочими напряжениями. Любители высококачественного звуковоспроизведения оценивают УМЗЧ на ПТ на уровне ламповых и даже выше за то, что по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах, они дают более мягкое «ламповое» звучание, создают меньшие как нелинейные, так и интермодуляционные искажения, а также имеют монотонные искажения при перегрузках. Они превосходят ламповые усилители, как по демпфированию, так и по передаче как самых низких, так и самых высоких частот. Частота среза таких усилителей без отрицательной обратной связи (ООС) значительно выше, чем у УМЗЧ на биполярных транзисторах (БТ), что благоприятно сказывается на всех видах искажений. Применение полевых транзисторов в выходном каскаде УМЗЧ позволяет отказаться от традиционных двойных и тройных схем Дарлингтона с присущими им недостатками.

Хорошие результаты дает использование в выходном каскаде полевых транзисторов со структурой «металл-диэлектрик-полупроводник» (МДП-транзисторов). В связи с тем, что управление током в выходной цепи осуществляется входным напряжением (аналогично электровакуумным приборам), то при больших токах быстродействие каскада на полевых МДП-транзисторах в режиме коммутации достаточно высокое ( $\tau \approx 0,05$  мкс), поскольку основных носителей заряда в цепи затвора нет. Такие каскады обладают хорошими передаточными свойствами на высоких частотах, позволяют получить максимально точную неокрашенную звукопередачу и имеют эффект температурной самостабилизации.

Таким образом, к достоинствам полевых транзисторов относятся:

- ♦ малая мощность управления в статическом и динамическом режиме. Это означает, что входная цепь (в отличие от входной цепи БТ с экспоненциальной вольт-амперной характеристикой), являющаяся нагрузкой предыдущего каскада, не создает дополнительных нелинейных искажений. Для устранения нелинейной нагрузки на входе мощного выходного каскада УМЗЧ на БТ включают резистор от 2 до 10 кОм;
- ♦ высокая температурная стабильность;
- ♦ отсутствие теплового пробоя и слабая подверженность вторичному пробое (что, в частности, связано с отрицательным температурным коэффициентом изменения тока стока);



- ♦ самоограничение тока стока, препятствующее токовым перегрузкам и обеспечивающее параллельную работу нескольких ПТ;
- ♦ повышенная линейность в усилительных режимах, снижающая уровень нелинейных и интермодуляционных искажений;
- ♦ высокое быстродействие в режиме коммутации, благодаря чему снижаются динамические потери;
- ♦ отсутствие явления накопления избыточных носителей в структуре и их медленного рассасывания;
- ♦ малый уровень шумов;
- ♦ малые габаритные размеры и масса (в тысячи раз меньше, чем у ламп сопоставимой мощности), большой срок службы, отсутствие нити накала.

### Недостатки:

- ♦ большое сопротивление насыщения цепи сток-исток ( $\approx 0,2...2,0$  Ом, особенно транзисторов с р-каналом), что увеличивает потери в статическом режиме. Поэтому динамический диапазон выходных напряжений и выходная мощность ограничены, особенно при низких напряжениях питания. Как выход из положения — параллельное включение транзисторов;
- ♦ выход из строя при электрических перегрузках по напряжению (даже кратковременных);
- ♦ возможно возникновение искажений термического происхождения на низких частотах (ниже 100 Гц). На этих частотах сигнал изменяется так медленно, что за один полупериод температура кристалла успевает измениться и, следовательно, изменяется пороговое напряжение и крутизна транзисторов.

Мощность управления МДП-транзистором:

$$P_{BX} \approx C_{BX} \cdot U_{BX.MAX}^2 \cdot f,$$

где  $C_{BX} \approx C_{ЗИ} + (1 + SR_C)C_{ЗС}$  — емкость входа;

$C_{ЗИ}$  — емкость затвор-исток;

$C_{ЗС}$  — емкость затвор-сток;

$S$  — крутизна транзистора;

$R_C$  — сопротивление в цепи стока;

$U_{BX.MAX} = I_H / S$  — напряжение управления (обычно не более 10...15 В);

$f$  — частота напряжения управления.

Для получения минимального времени переключения транзистора схема управления должна обеспечивать импульсный ток:

$$I_{BX.ИМП} \approx \frac{C_{BX} \cdot U_{BX.MAX}}{t_{ПЕР}},$$

где  $t_{ПЕР}$  — время переключения транзистора.

Следует отметить, что в последнее время зарубежными фирмами (например, Exicon и др. разработано много полевых транзисторов, ориентированных на звук: EC-10N20, 2SK133...2SK135, 2SK175, 2SK176 и др. с каналом n-типа, EC-10P20, 2SJ48...2SJ50, 2SJ55, 2SJ56 и др. с каналом p-типа. Такие транзисторы отличает слабая зависимость крутизны (forward transfer admittance) от тока стока и сглаженные выходные ВАХ.

Применение приборов с низким пороговым напряжением (с логическим уровнем управления) повышает КПД выходных каскадов УМЗЧ по схеме с общим стоком (ОС) за счет более полного использования источника питания по напряжению.

Параметры некоторых полевых транзисторов, в том числе и производства Минского производственного объединения «Интеграл» приведены в табл. 4.1.

Мощные МДП-транзисторы, в отличие от биполярных, имеют меньший разброс параметров, что облегчает их параллельное включение. Основной разброс токов между приборами дает неравенство пороговых напряжений и разброс входных емкостей.

Введение дополнительных резисторов сопротивлением 50...200 Ом в цепи затворов обеспечивает практически полное выравнивание задержек включения и выключения и устраняет разброс токов при переключении.

При работе в динамическом режиме (с максимальными скоростями изменения тока стока) большую роль в разбросе токов играют индуктивности в цепи истока, в том числе и индуктивности самих выводов транзисторов. Так, например, собственная индуктивность вывода  $\approx 7$  нГн при коммутации тока 8 А за время 1 мкс приведет к появлению индуктивного напряжения:

$$U_L = L \frac{di}{dt} = 7 \cdot 10^{-9} \frac{8}{1 \cdot 10^{-6}} = 0,056 \text{ В} = 56 \text{ мВ}.$$

Поэтому, при использовании параллельного соединения полевых транзисторов, необходимо придерживаться следующих правил:

- ♦ для минимизации разброса токов в статическом режиме подбирать транзисторы с примерно одинаковыми статическими параметрами;
- ♦ для получения минимального разброса токов в динамическом режиме и подавления паразитной генерации в цепь затвора вводить резисторы. Иногда для устранения генерации в цепь затвора вводят индуктивность в виде небольшого ферритового кольца, надетого на вывод затвора транзистора;
- ♦ при монтаже схемы стремиться уменьшать паразитные индуктивности (особенно в цепях истока), а также паразитные емкости между затвором одного транзистора и истоком другого.

Таблица 4.1

Основные параметры некоторых МДП- транзисторов

«Интеграл»	Тип	$U_{СИ\ MAX}$ , В	$U_{ЭИ\ MAX}$ , В	$I_{С\ MAX}$ , А	$R_{СИ}$ , Ом	$P_{MAX}$ , Вт	Корпус
С п-каналом							
КТ727Б	IRFZ34	60	±20	30	0,05	88	ТО-220
КТ745В	IRF532	100	±20	12	0,23	88	ТО-220
КТ746А	IRF540	100	±20	28	0,077	150	ТО-220
—	IRF630N	200		9,5	0,3		ТО-220
—	IRF640N	200		18	0,15		ТО-220
—	2SK1058	160	±20	7		100	ТО-3P
—	2SK1529	180	±20	10		120	ТО-218
—	EC10N20	200	±20	8		125	ТО-3
С р-каналом							
КТ784А	IRF9Z34	-60	±20	18	0,14	88	ТО-220
—	IRF9532	-100	±20	12	0,23	88	ТО-220
КТ785А	IRF9540	-100	±20	19	0,2	150	ТО-220
—	IRF9630N	-200		6,5	0,8		ТО-220
—	IRF9640N	-200		11	0,5		ТО-220
—	2SJ162	-160	±20	7		100	ТО-3P
—	2SJ200	-180	±20	10		120	ТО-218
—	EC10P20	-200	±20			125	ТО-3

## 4.7. Полоса пропускания

Каждый каскад усилителя имеет свою полосу пропускания. Начиная с некоторой частоты  $f_H$  АЧХ каскада (усилителя) практически равномерна до некоторой частоты среза  $f_c$  (рис. 4.31), где происходит излом АЧХ и начинается ее спад. Под частотой среза понимают частоту, на которой спад реальной АЧХ составляет 3 дБ (1,4 раза), при этом вносимое запаздывание по фазе на этой частоте составляет  $45^\circ$ . Частоту, на которой коэффициент передачи усилителя  $K = 1$  (0 дБ), называют частотой единичного усиления  $f_T$ .

АЧХ и ФЧХ усилителей принято представлять в виде диаграммы Боде (по имени американского математика Хендрика Баде Боде), представляющие собой прямолинейно аппроксимированные графики зависимости фазы и десятичного логарифма коэффициента усиления от десятичного логарифма частоты. Представление АЧХ в виде диаграммы Боде делает график компактным и упрощает его математическую обработку. Так, двойной логарифмический масштаб позволяет заменить перемножение ординат характеристик сложением соответствующих геометрических отрезков.

При построении диаграммы Боде полагают:  $f_H = 0$ . Диаграмма Боде одного каскада представлена на рис. 4.31.

Если скорость спада усилителя во всем диапазоне частот составляет 6 дБ/окт. (20 дБ/дек.), то произведение усиления на граничную частоту есть величина постоянная, которая характеризует систему первого порядка и равна частоте единичного усиления  $f_T$ :

$$K(f) \cdot f = \text{const} = f_T. \quad (4.10)$$

Диаграмму Боде усилителя в целом с разомкнутой ОС можно получить геометрическим сложением диаграмм отдельных каскадов (рис. 4.32). Скорость спада суммарной АЧХ последовательно увеличивается после каждой частоты среза на 20 дБ/дек. Запаздывание по фазе на частотах среза равно, соответственно,  $45^\circ$ ,  $135^\circ$  и  $225^\circ$ , т.е. фазовая характеристика увеличивается скачками на  $\pi/2$  на каждой частоте среза. Максимальное отклонение идеализированной АЧХ от реальной имеет место на частотах среза и составляет 3 дБ.

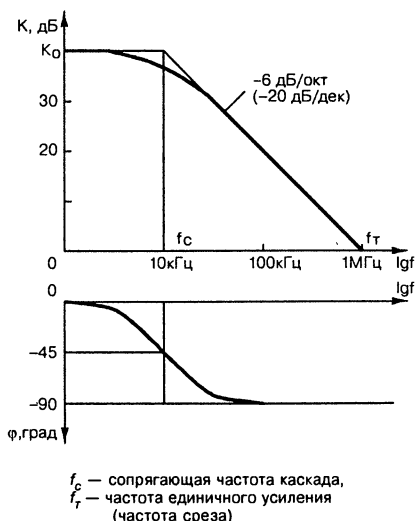


Рис. 4.31. Диаграмма Боде одного каскада

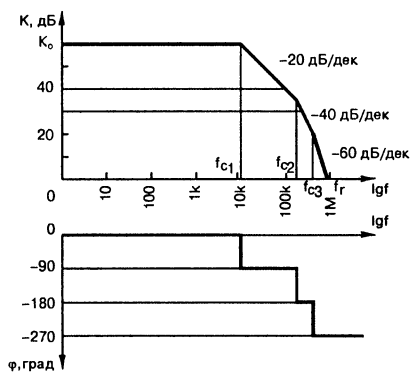


Рис. 4.32. Диаграмма Бode трехкаскадного УМЗЧ

Суммарный коэффициент усиления по напряжению равен:

$$K_U = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3.$$

Схемы с обратной связью работают по принципу «обратного» регулирования, при котором конечное усиление зависит от различий между входным и выходным сигналами. Линейные и нелинейные искажения при этом снижаются пропорционально глубине обратной связи (петлевому усилению), но полностью не устраняются.

Глубина обратной связи (петлевое усиление)  $F$  определяется как отношение коэффициента усиления исходного усилителя без ООС к коэффициенту усиления усилителя, охваченного ООС:

$$F = \frac{K_0}{K} = 1 + \beta \cdot K,$$

где  $\beta = U_{OC}/U_{ВЫХ}$  — коэффициент передачи цепи ООС;

$U_{OC}$  — напряжение на выходе цпки ООС;

$U_{ВЫХ}$  — напряжение на выходе усилителя.

Петлевое усиление (глубина ОС) — это разность в децибелах между коэффициентом усиления без ОС и коэффициентом усиления при замкнутой ОС. Следовательно, введение ООС уменьшает коэффициент усиления в  $F$  раз. При глубокой ООС, когда  $\beta \cdot K \gg 1$ , коэффициент усиления усилителя с ООС  $K \approx \beta^{-1}$  и практически не зависит от  $K_0$ , т.е. свойства усилителя определяются только цепями обратной связи.

При охвате усилителя отрицательной обратной связью эффективная полоса пропускания увеличивается за счет того, что ООС ограничивает коэффициент усиления более низким значением, например, 40 или 30 дБ (рис. 4.32).

## 4.8. Устойчивость усилителя

Условие самовозбуждения усилителя охваченного ОС:

$$K_U > 1; \theta = 180^\circ \text{ или } K_U = 1; \theta > 180^\circ.$$

Зависимость модуля коэффициента усиления и фазового сдвига в каждом каскаде имеет вид:

$$|K(f)| = \frac{K}{\sqrt{1 + \frac{f}{f_c}}}, \quad (4.11)$$

$$\theta = -\arctg \frac{f}{f_c}, \quad (4.12)$$

где  $K(f)$  — модуль коэффициента усиления как функция частоты;  
 $f_c$  — граничная (сопрягающая) частота каскада;  
 $f$  — независимая переменная частота.

Знак минус говорит о том, что выходное напряжение отстает по фазе от входного.

Суммарный сдвиг фазы:

$$\theta_{\Sigma} = \theta_1 + \theta_2 + \theta_3. \quad (4.13)$$

Максимальный сдвиг фазы, который может появиться в усилителе со скоростью спада усиления 6 дБ/окт. (20 дБ/декаду), равен  $-90^\circ$ ; 12 дБ/окт.  $-180^\circ$  (близок к потере устойчивости); 18 дБ/окт.  $-270^\circ$  (неустойчив).

Т.о., для устойчивой работы усилителя наклон между прямой на уровне коэффициента усиления с ОС и АЧХ усилителя должен быть на уровне 6 дБ/окт. (20 дБ/дек.) или несущественно превышать его. Так, например, усилитель с диаграммой рис. 4.32 будет устойчив с коэффициентом усиления 40 дБ и неустойчив с коэффициентом усиления 30 дБ. На рис. 4.33 показана скорректированная АЧХ для коэффициента усиления 30 дБ (кривая II).

Точку перегиба, соответствующую  $K_v$  и  $f_{cr}$ , называют главным полюсом усилителя, остальные — высокочастотными полюсами.

Предположим, необходимо определить запас устойчивости усилителя с коэффициентом усиления  $K = 30$  дБ (петлевой коэффициент усиления  $\beta = K_o - K = 60 - 30 = 30$  дБ).

$$\theta = -\left( \arctg \frac{f}{f_{c1}} + \arctg \frac{f}{f_{c2}} + \arctg \frac{f}{f_{c3}} \right), \quad (4.14)$$

где  $f$  — верхняя граничная частота усилителя с ОС, т.е. соответствующая коэффициенту усиления 30 дБ.

Для получения максимально быстрого отклика на импульсный входной сигнал и одновременно исключения звона желательно иметь запас по фазе порядка  $(45 \pm 25)^\circ$ , т.е.  $110^\circ < \theta < 135^\circ$ .

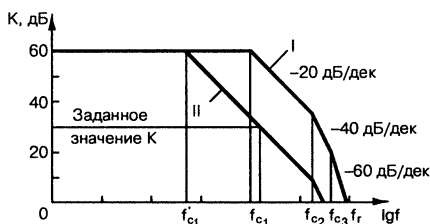


Рис. 4.33. Диаграмма Бодене скорректированного УМЗЧ (кривая I) и скорректированного (кривая II)

Меньше ненадежно, больше — нецелесообразно, из-за снижения быстродействия и глубины ООС.

При дальнейшем увеличении глубины ОС (коэффициента петлевого усиления) прямая на уровне коэффициента усиления выйдет на участок логарифмической АЧХ, соответствующий наклону 12 дБ/окт., что может привести к неустойчивой работе и даже самовозбуждению.

Чтобы добиться устойчивой работы усилителей, применяют различные виды частотной коррекции, заключающиеся во введении RC-цепей таким образом, чтобы сделать наклон АЧХ усилителя равным  $-6$  дБ/окт., т.е. уменьшить запаздывание по фазе. Это можно сделать снижением частоты среза каскада с нижней частотой среза, либо сдвиганием вверх частот среза каскадов с верхними частотами среза.

Основные виды коррекции следующие:

**1. Во входном дифкаскаде:**

- ♦ RC-цепи между коллекторами транзисторов (при симметричной нагрузке);
- ♦ RC-цепь между базами транзисторов (подменяет напряжение ООС на фронтах импульсных сигналов, предотвращая динамические искажения);
- ♦ коррекция по опережению с помощью конденсатора между эмиттерами транзисторов (при наличии эмиттерных резисторов);
- ♦ коррекция по запаздыванию с помощью индуктивности между эмиттерами транзисторов (при наличии эмиттерных резисторов).

**2. Во втором каскаде:**

- ♦ коррекция с помощью эффекта Миллера путем подключения конденсатора (или последовательной RC-цепи) между входом и выходом;
- ♦ коррекция по опережению с помощью конденсаторов в эмиттерных цепях;
- ♦ коррекция по опережению с помощью конденсатора между эмиттерами транзисторов дифкаскада (при наличии эмиттерных резисторов).

**3. В выходном каскаде:**

- ♦ включение корректирующих цепей параллельно входу, которые образуют фильтр НЧ с выходным сопротивлением предыдущего каскада.

**4. На входе усилителя:**

- ♦ RC-цепь (фильтр НЧ первого порядка с частотой среза 60...150 кГц), предотвращающая самовозбуждение усилителя на радиочастоте и ограничивающая спектр входного сигнала.

**5. На выходе усилителя:**

- ♦ LC-(LRC-)цепь для исключения излучения соединительными проводами спектра гармоник в области радиочастот;

- ♦ последовательная RC-цепь (компенсатор Буше) для обеспечения чисто активной нагрузки.

Помимо указанных видов коррекции применяют корректирующие цепи в цепи общей ООС для компенсации входной емкости усилителя.

## 4.9. Скорость нарастания

Скорость нарастания есть скорость изменения выходного напряжения в ответ на единичный скачок входного напряжения:

$$V_{U.ВЫХ} = \frac{du}{dt}. \quad (4.15)$$

Если окажется, что скорость нарастания входного сигнала больше собственной скорости нарастания усилителя, появятся искажения, т.е. скорость изменения  $U_{ВЫХ}$  не будет соответствовать скорости изменения  $U_{ВХ}$ . Напряжение, как функция частоты и времени, равно:

$$u = U_M \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t), \quad (4.16)$$

тогда

$$V_{U.ВЫХ} = \frac{du}{dt} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_M \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t). \quad (4.17)$$

Поскольку в точке пересечения нулевого уровня  $\cos(2\pi f t) = 1$ , то  $V_{U.ВЫХ} = (dU/dt)_{max} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot U_M \cdot 10^{-6}$  В/мкс.

Отсюда для передачи без искажений синусоидального сигнала скорость нарастания выходного напряжения должна быть не менее (измеряется в режиме повторителя напряжения):

$$V \geq 2 \cdot V_{MIN} = 4\pi f_M U_M \cdot 10^{-6} \text{ В/мкс}, \quad (4.18)$$

где  $U_M$  и  $f_M$  — амплитуда выходного сигнала в режиме номинальной мощности и максимальная частота входного синусоидального сигнала.

Подставив в выражение  $f_M = 20$  кГц и  $U_M = 21,8$  В (соответствует выходной мощности 60 Вт на нагрузке 4 Ом), получим:

$$V \geq 4 \cdot \pi \cdot f_M \cdot U_M \cdot 10^{-6} = 4 \cdot 3,14 \cdot 20000 \cdot 21,8 \cdot 10^{-6} = 5,48 \text{ В/мкс}.$$

Усилитель с полосой пропускания в режиме большого сигнала, равной 60 кГц, будет иметь скорость нарастания втрое больше. С другой стороны, зная скорость нарастания усилителя, можно определить максимальную амплитуду сигнала без искажений на частоте  $f$ :

$$U_{M MAX} = V/(2 \cdot \pi \cdot f). \quad (4.19)$$



## 4.10. Паразитные обратные связи

Наиболее серьезной ОС является связь между каскадами через цепи питания.

Мощные оконечные каскады создают на внутреннем сопротивлении источника питания заметное падение напряжения от переменной составляющей тока. Это переменное напряжение попадает в цепи питания первых каскадов усилителя, образуя нежелательные паразитные ОС.

### Требования к источнику питания

Реальный звуковой сигнал насыщен резкими динамическими всплесками, для усиления которых требуется огромная энергия. Если блок питания усилителя не способен отдать мгновенно требуемый импульс электрического тока, сигнал будет «смазан», а воспроизведение потеряет музыкальную экспрессию. Так, например, для усилителя мощностью 40...60 Вт суммарная емкость конденсаторов фильтра должна быть не менее 22000 мкФ (т.е. не менее 10000 мкФ для каждого канала).

## 4.11. Выводы

Заканчивая обзор, можно сделать следующие выводы.

1. В двухполосных (многополосных) транзисторных УМЗЧ целесообразно использовать два типа усилителей:
  - ♦ с выходом по напряжению для работы на НЧ-головки;
  - ♦ с выходом по току для работы на СЧ-ВЧ-головки.
2. Уменьшению влияния отклика реальной АС способствует:
  - ♦ малая глубина общей ООС;
  - ♦ стабильность импеданса АС во всем диапазоне частот (зависит от кроссовера);
  - ♦ уменьшение выходного сопротивления усилителя с ООС (на случай «обрыва» ООС при перегрузке) включением спаренных выходных транзисторов;
  - ♦ включение на выходе УМЗЧ трансформатора (не лучший вариант);
  - ♦ отказ от общей ООС в звуковом диапазоне частот (кроме инфранизких), а использование ООС с выхода предоконечного каскада. При этом выходной каскад должен быть высокоинейным;
  - ♦ «мягкое» ограничение сигнала (не допускающее перегрузки по напряжению) до усилителя.

3. Использование комбинированной ООС (по току и по напряжению) позволяет регулировать выходное сопротивление от отрицательного его значения (для НЧ-головок) до нескольких ом. Выходное сопротивление в несколько ом в звуковом диапазоне и нулевое на инфранизких частотах приближает характеристики транзисторных УМЗЧ к ламповым.
4. УМЗЧ должен быть достаточно широкополосным, не менее 60 кГц. Причем полоса исходного усилителя без общей ООС должна быть не менее 20 кГц. Чем шире, тем лучше.
5. УМЗЧ должен быть достаточно инфранизкочастотным для правильной передачи макродинамики и исключения искажений пикообразной формы [30, 40].
6. В схемотехнике предпочтение следует отдавать полностью симметричным усилителям. Наиболее нелинейны выходные характеристики каскадов, выполненных по схеме с ОЭ, поэтому каскады усиления напряжения целесообразно выполнять по схеме с ОБ или по каскодной схеме (ОЭ-ОБ).
7. Использование комплементарных МОП ПТ во всех каскадах (а не только в выходном) позволяет существенно снизить все виды искажений.
8. Для уменьшения уровня шумов регулятор громкости должен быть как можно ближе ко входу усилителя мощности, т.е. после предусилителя и регулятора тембра. Должно быть предусмотрено отключение тонкомпенсации.
9. Регулятор тембра (в среднем положении регуляторов) должен без искажений передавать импульсный сигнал типа «меандр» и не приводить к «звону» в любом положении регуляторов. Должен быть предусмотрен обводной канал.
10. Конструкция всех узлов УМЗЧ должна быть тщательно продумана и грамотно разработана:
  - ♦ тщательное экранирование плат (при необходимости);
  - ♦ фильтрация питающих напряжений (емкости фильтрующих конденсаторов по питанию выходного каскада должны быть не менее 10000 мкФ);
  - ♦ хорошие результаты дает питание от отдельных источников предварительного и оконечного усилителя;
  - ♦ правильный расчет сетевого трансформатора (лучше тороидальный, а еще лучше — отдельный на каждый канал);
  - ♦ продуманная топология питающих, «земляных» и сигнальных цепей.
11. УМЗЧ следует проверить при работе с перегрузкой, как на синусоидальном сигнале, так и на сигнале типа «меандр», обращая особое внимание на отсутствие подвозбудов усилите-

ля при входе в режим ограничения сигнала и при выходе из него. Устойчивость усилителя к самовозбуждению можно проверить подачей сигнала большого уровня (например, от второго канала стереофонического усилителя) через резистор 5...10 Ом на выход усилителя, предварительно закоротив его вход на общий («землю»). Таким же способом можно проверить и выходное сопротивление усилителя [41].

## 4.12. Усилитель активного сабвуфера

Стереозффект, как известно, проявляется в основном на средних частотах (наибольшая чувствительность к направленности на частотах от 300 Гц до 1,5...2 кГц с максимумом на частоте около 800 Гц, что соответствует сдвигу фазы сигнала на  $180^\circ$  в левом и правом ухе при длине полуволны сигнала 19 см — «межушное» расстояние). На частотах ниже 300 Гц и выше 2 кГц направленность слуха быстро убывает. Т.к. низкочастотные составляющие ниже 300 Гц не локализируются и на стереозффект не влияют, представляется возможность использовать имеющиеся малогабаритные акустические системы как средне-высокочастотные, а самые низшие частоты двух каналов усилить отдельным усилителем и воспроизвести отдельным громкоговорителем. Такое решение позволяет значительно улучшить акустические параметры низкочастотного громкоговорителя (например, установив в нем две низкочастотные головки и увеличив его объем вдвое, во столько же раз повысить КПД) и облегчает размещение его в комнате ввиду отсутствия направленности излучения.

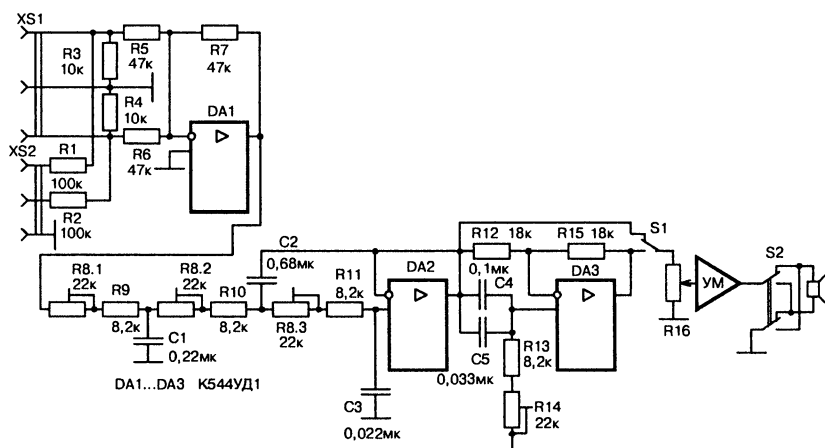
Многие модели сабвуферов фирмы JAMO (SW 400E, SW 410E, SW 505E, SW 3015 и др.) имеют плавную регулировку фазы (PHASE) от 0 до 180 градусов. Это означает, что звук от сабвуфера может достигать ваших ушей одновременно со звуковыми волнами, излучаемыми основными АС, даже если сабвуфер находится на другом расстоянии от вас, получая т.о. безупречно цельную звуковую картину. В результате сабвуфер можно использовать как журнальный столик рядом с диваном. Подавляющее большинство современных активных сабвуферов имеет регулируемую частоту среза в пределах от 40...60 Гц до 100...160 Гц (как правило, с крутизной 18 дБ/окт.) для выравнивания результирующей АЧХ по звуковому давлению. Многие сабвуферы снабжают фильтром инфразвуковых частот для удаления низкочастотных компонент ниже 25 Гц, которые головка воспроизводит с большими нелинейными искажениями.

На основании приведенного обзора вытекают следующие требования к усилителю:

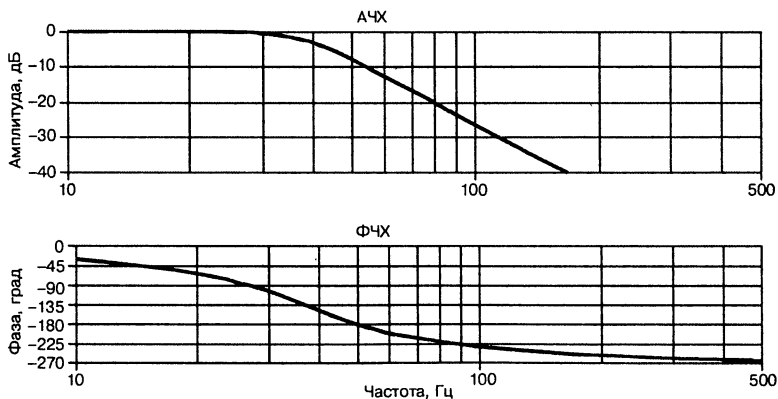
- ♦ должен работать как с высокоамплитудными сигналами, снятыми с выхода усилителя, так и с сигналами, полученными с предусилителя;

- ♦ номинальная мощность не менее 50 Вт;
- ♦ регулируемая частота среза в пределах 40...180 Гц с крутизной 18 дБ/окт., не менее;
- ♦ частота среза фильтра инфразвуковых частот 20...25 Гц;
- ♦ возможность подстройки фазы на частоте раздела. В простейшем случае допускается 2-позиционный переключатель, меняющий полярность излучения.

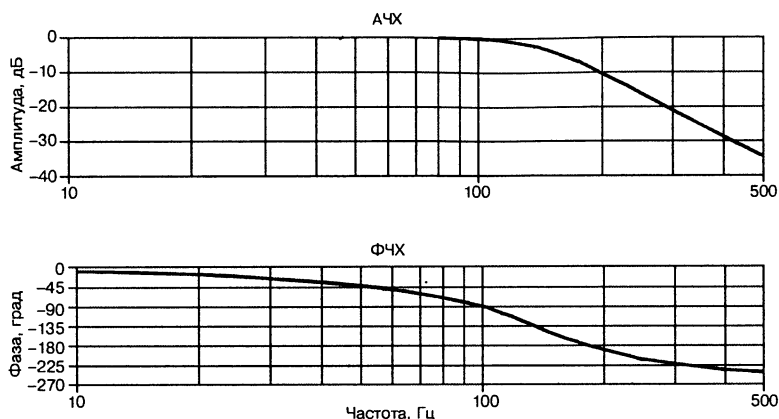
Возможный вариант фильтра для активного сабвуфера показан на рис. 4.34, его АЧХ и ФЧХ без фазовращателя в крайних положениях переменного резистора — на рис. 4.35 и 4.36. Для расширения диапазона перестройки необходимо уменьшить номинал резисторов R9, R10, R11 до 4,3 кОм, а резистора R8 — увеличить до 15...22 кОм. С



**Рис. 4.34.** Схема фильтра для активного сабвуфера



**Рис. 4.35.** АЧХ и ФЧХ сабвуфера при нижней настройке

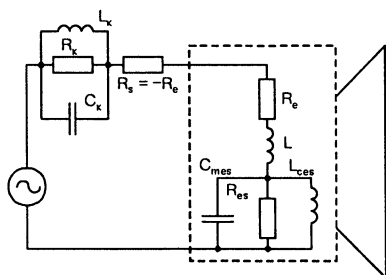


**Рис. 4.36.** АЧХ и ФЧХ сабвуфера при верхней настройке

целью упрощения фазовращатель можно исключить. В качестве строенного резистора можно использовать счетверенный резистор типа СПЗ-33-33. В отсутствие счетверенных резисторов можно использовать один — сдвоенный, а второй — одинарный, соединив их оси скобой или специально разработанной вспомогательной осью. В качестве УМ можно использовать любой высококачественный усилитель, в том числе и с отрицательным выходным сопротивлением (с ПОС по току), с выходной мощностью 50 Вт и более.

### 4.13. Система «ACE-Bass»

Система «ACE-Bass» (Amplifier Controlled Euphonic Bass) позволяет снижать нижнюю граничную частоту без увеличения габаритов корпуса с использованием головок с резонансной частотой выше нижней граничной частоты системы.



**Рис. 4.37.** Структурная схема системы «ACE-Bass»

Возможна реализация системы, как с источником тока, так и с источником напряжения (рис. 4.37). Благодаря отрицательному выходному сопротивлению, носящему комплексный характер, осуществляется коррекция механических параметров НЧ головок. Эффект уменьшения нелинейных искажений в области нижних частот объясняется преобладанием электрических линейных парамет-

ров  $L_K$ ,  $C_K$  и  $R_K$  (электрические параметры, характеризующие комплексный характер выходного сопротивления УМЗЧ) над механическими ( $L_{CES}$ ,  $R_{ES}$ ,  $C_{MES}$  — механические параметры головки, пересчитанные в электрические), которые, строго говоря, являются нелинейными.

Отрицательное выходное сопротивление УМЗЧ  $R_s$  (близкое по абсолютному значению сопротивлению НЧ головки на постоянном токе) устраняет влияние сопротивления звуковой катушки  $R_B$ , емкость  $C_K$  увеличивает массу подвижной системы  $C_{MES}$ , сопротивление  $R_K$  увеличивает демпфирование механического сопротивления  $R_{ES}$ , а индуктивность  $L_K$  уменьшает гибкость  $L_{CES}$ .  $L$  — индуктивность звуковой катушки.

## 4.14. Практические схемы УМЗЧ

### 4.14.1. УМЗЧ без общей ООС по напряжению

На рис. 4.38 показан УМЗЧ, в котором ООС охвачен не весь усилитель, а только два каскада. В качестве выходного каскада использован параллельный эмиттерный повторитель с АИТ по [39] (см. рис. 4.28). Усилитель полностью симметричен. Предварительный усилитель, благодаря схемотехническому решению [28], имеет мягкое ограничение сигнала при перегрузке по напряжению, т.е. имеет «монотонные» искажения.

Термостабилизацию оконечного каскада обеспечивают транзисторы VT13, VT14 в сочетании с VT17, VT22, а также резисторы R37...R40, которые являются токовыравнивающими для спаренных выходных транзисторов. АИТ выполнены на транзисторах VT15, VT16. Напряжение смещения снимается с последовательно включенных диода VD9 и транзистора VT17 в одном плече и с VD10, VT22 — в другом. Начальный ток покоя выходных транзисторов задается резисторами R27, R30. Стабилитроны VD7, VD8 определяют максимальный ток АИТ и ограничивают его на уровне примерно 270 мА. Резисторы R25, R26 стабилизируют входное сопротивление оконечного каскада. Резисторы R28, R29, R34, R35 и конденсаторы C10, C11 исключают самовозбуждение оконечного каскада.

#### Технические характеристики с разомкнутой ООС (без R6 и C6):

Частота среза, кГц .....	130
Коэффициент усиления по напряжению, дБ .....	60
Коэффициент гармоник, % .....	0,5

#### Технические характеристики с включенной ООС:

Выходная мощность на нагрузке 4 Ом, Вт .....	80
Диапазон воспроизводимых частот, Гц .....	1...110000
Коэффициент гармоник, % .....	0,2
Входное сопротивление, кОм .....	5,0
Номинальное входное напряжение, В .....	1,2
Ток покоя выходных транзисторов, А .....	0,12

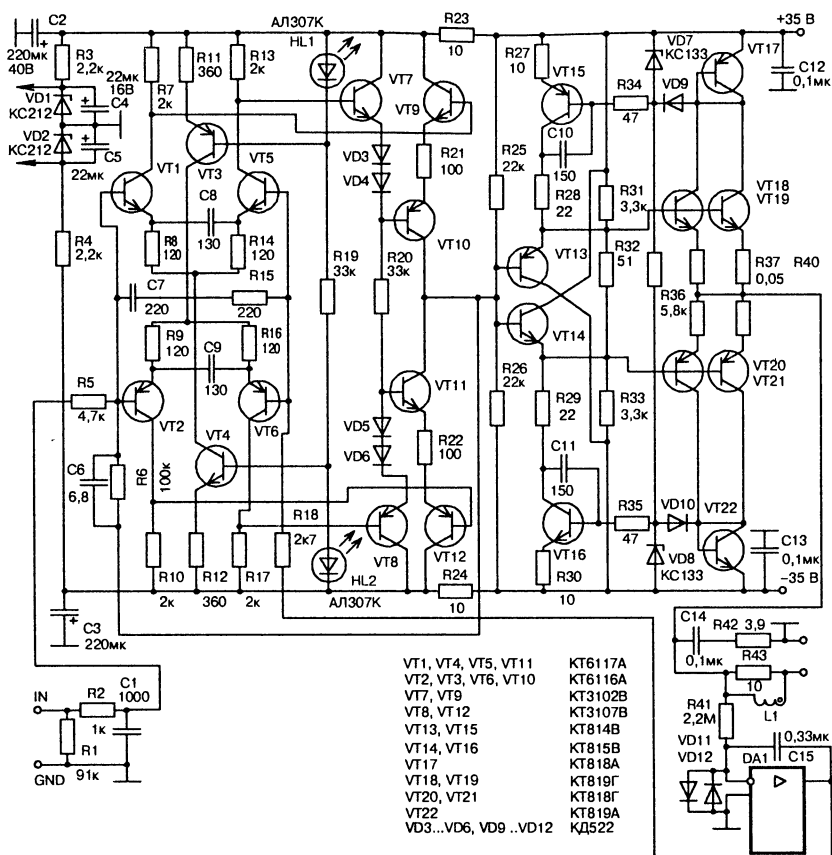


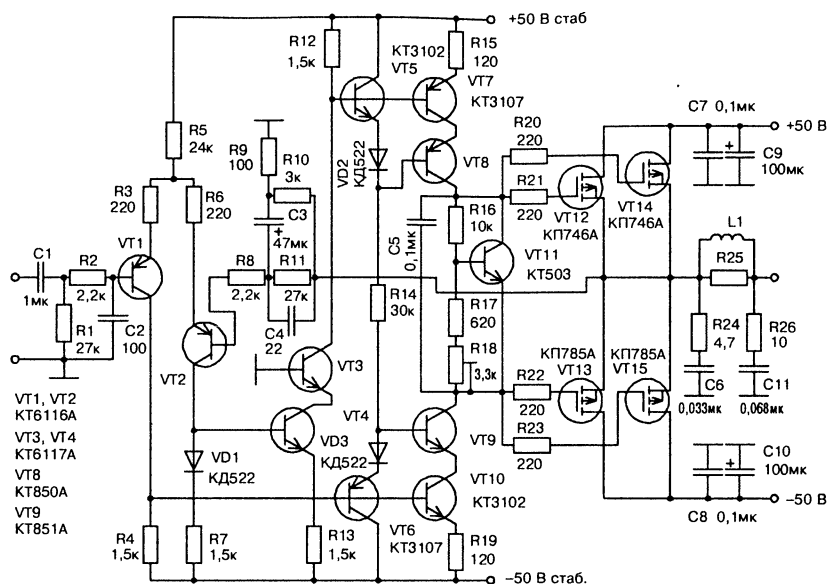
Рис. 4.38. УМЗЧ без общей ООС по напряжению

### Конструкция и детали

Транзисторы VT13...VT16 снабжены небольшими радиаторами с рассеиваемой мощностью 5 Вт. Транзисторы VT17, VT22 (в пластмассовом корпусе) закреплены вместо шайбы на выходных транзисторах. Транзисторы VT13, VT14 и VT18...VT21 должны быть попарно подобраны по статическому коэффициенту передачи тока с разбросом не более 20%.

#### 4.14.2. УМЗЧ с МДП-транзисторами в выходном каскаде

В настоящее время с появлением большого выбора комлементарных МДП-транзисторов и их доступностью представляется возможным строить УМЗЧ на их основе. На рис. 4.39 показан относительно простой высококачественный УМЗЧ с предусилителем по схеме рис. 4.18.



**Рис. 4.39.** УМЗЧ с выходным каскадом на МДП-транзисторах

Использование отдельных стабилизированных источников питания предварительного усилителя позволило исключить генератор тока в ДК и свести к минимуму искажения, связанные с общим питанием каскадов. С целью упрощения транзистор VT3 можно исключить.

В качестве транзисторов VT8, VT9 можно использовать любые комплементарные высоковольтные транзисторы средней мощности, например, KT814Г, KT815Г; KT850, KT851; КП959, КП960 и другие.

Резисторы R20...R23 в цепях затворов ПТ служат для исключения самовозбуждения выходных транзисторов. Индуктивность L1 намотана виток к витку проводом  $\varnothing 0,69$  мм по всей длине резистора типа МЛТ-2 сопротивлением 10 Ом и служит для повышения устойчивости усилителя при его работе на емкостную нагрузку до 2 мкФ, а также (совместно с RC-цепочками) для уменьшения влияния реактивного характера нагрузки на выход усилителя.

#### Технические характеристики:

Входное сопротивление, кОм .....	27
Чувствительность, В .....	1,0
Выходная мощность на нагрузке 8 (4) Ом, Вт .....	100 (160)
Полоса рабочих частот, Гц .....	3...130000
Коэффициент НИ в полосе 20...20000 Гц, не более, % .....	0,02
Ток покоя выходных транзисторов, А .....	0,12



### 4.14.3. УМЗЧ с изолированным питанием выходного каскада

Применение в УМЗЧ выходного каскада с изолированным источником питания по схеме рис. 4.26.д позволяет использовать предусилитель с низковольтным питанием. Практическая схема, представленная на рис. 4.40, имеет следующие технические характеристики:

Выходная мощность на нагрузке 8 Ом, Вт .....	100
Диапазон воспроизводимых частот, Гц .....	5...150000
Коэффициент гармоник на нагрузке 8 Ом в полосе частот 20...20000 Гц, %, не более .....	0,5
Коэффициент гармоник при выходном напряжении 0,5 В, %, не более .....	0,015
Номинальное входное напряжение, В .....	1,0
Входное сопротивление, кОм .....	30
Ток покоя выходных транзисторов, мА .....	120

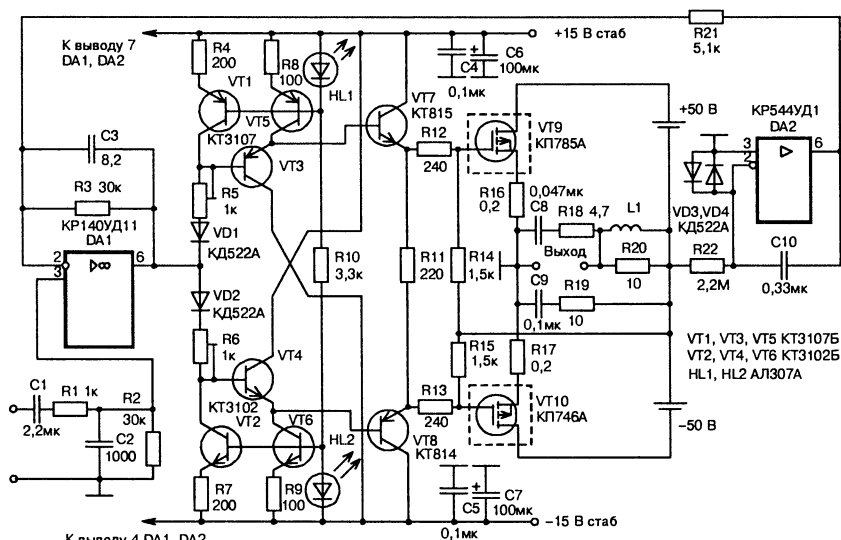


Рис. 4.40. УМЗЧ с изолированным питанием выходного каскада

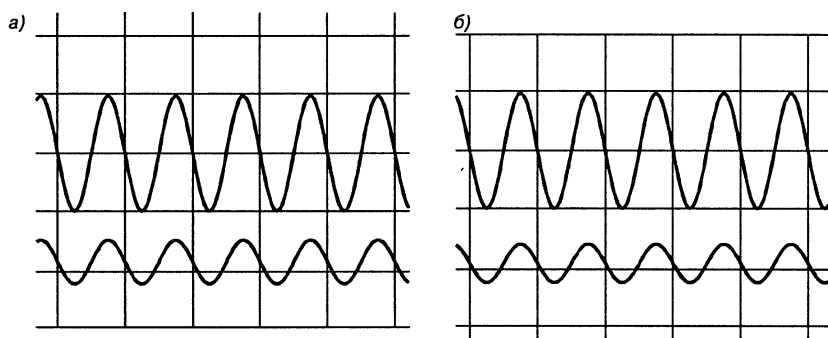
Усилитель инвертирующий и состоит из двух каскадов, охваченных местными ОС. По постоянному напряжению усилитель охвачен ООС с помощью интегратора на DA2.

Первый каскад выполнен на быстродействующем широкополосном операционном усилителе типа К140УД11 (КР140УД11, КР140УД1101) по неинвертирующей схеме. Коэффициент усиления каскада зависит от номиналов резисторов R3 и R21. На транзисторах VT1...VT8 выполнен параллельный усилитель со схемой смещения. Схема смещения выполнена на резисторах R5, R6; диодах VD1, VD2 и генераторах тока на транзисторах VT1, VT2. Для уменьшения иска-

жений, вносимых входными эмиттерными повторителями, в качестве нагрузки использованы генераторы тока.

Транзисторы VT7, VT8 необходимо снабдить флажком-теплоотводом. В качестве транзисторов VT7, VT8 можно использовать любые комплементарные транзисторы средней мощности, в том числе и БСИТ-транзисторы типа КП959, КП960. В качестве HL1, HL2 можно использовать любые светодиоды красного свечения, например, АЛ307А(Б).

Выходной каскад выполнен на МДП-транзисторах VT9, VT10, охваченных двумя ООС: параллельной ООС по напряжению с помощью резисторов R12...R15 и последовательной ООС по току с помощью резисторов R16, R17. ООС по напряжению рассчитана таким образом, что выходные транзисторы работают без отсечки тока. На рис. 4.41.а,б показаны осциллограммы напряжения на затворах выходных транзисторов.



**Рис. 4.41.** Осциллограммы напряжения на затворах транзисторов:  
а — VT9, б — VT10. Большая синусоида — входной сигнал (1 В в клетке),  
меньшая — напряжение на затворе (2 В в клетке)

В отличие от большинства УМЗЧ, в которых выходные транзисторы включены по схеме двухтактного повторителя напряжения, транзисторы VT9, VT10 включены по схеме с общим истоком и при крутизне транзисторов  $S > 0,25$  А/В вносят вклад в общий коэффициент усиления по напряжению уже при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом. Поскольку питание предварительного каскада  $\pm 15$  В, отпадает необходимость в защите переходов затвор-исток полевых транзисторов (предельно допустимое напряжение  $\pm 20$  В). Термостабилизацию каскада обеспечивают диоды VD1, VD2, являющиеся элементами схемы сдвига уровня. Полевые транзисторы Минского производственного объединения «Интеграл», их желательно подобрать с разбросом по крутизне не более 20%. Можно использовать любые зарубежные комплементарные транзисторы подходящей мощности и допустимого напряжения.

## Налаживание

Сначала выставляют ток покоя и симметрируют плечи выходного каскада по постоянному току следующим образом:

- ♦ прервать связь между выходом DA1 и точкой соединения диодов VD1, VD2 (в плате предусмотреть технологическую перемычку) и временно соединить точку соединения диодов и выход УМЗЧ с «общим»;
- ♦ вывести движки резисторов R5, R6 в положение, соответствующее минимальному сопротивлению;
- ♦ в стоки выходных транзисторов временно включить проводочные резисторы сопротивлением по 10 Ом, по падению на них выставить ток покоя;
- ♦ установить технологическую перемычку на место, снять «закоротку» с выхода, убедиться, что на выходе DA1 в отсутствие входного сигнала постоянное напряжение близкое к нулю. При необходимости аккуратно подкорректировать одним из резисторов R5, R6;
- ♦ по падению напряжения на стоковых резисторах окончательно проверить ток покоя выходных транзисторов;
- ♦ убрать стоковые резисторы;
- ♦ снять характеристики.

При необходимости можно минимизировать искажения подбором истоковых резисторов в пределах 0,1...0,3 Ом.

### 4.14.4. УМЗЧ со стоками выходных транзисторов, соединенными с «общим»

Вниманию радиолюбителей предлагается инвертирующий УМЗЧ (рис. 4.42), с выходным каскадом по структурной схеме рис. 4.26.е. Входной дифференциальный каскад выполнен на полевых транзисторах по симметричной схеме. Преимущества полевых транзисторов в дифкаскаде общеизвестны: высокая линейность, высокая перегрузочная способность, малые шумы. Применение полевых транзисторов позволило существенно упростить схему — отпала необходимость в генераторах тока. DA1 504НТЗ(4)Б можно заменить подобранной парой КП103Л/Г/М/Д; КП307В — КП307Б/А/Е, КП302А или транзисторной сборкой КПС315А, КПС315Б (в этом случае плату придется переработать). Для увеличения коэффициента усиления ДК сигнал снимается с обоих плеч дифкаскада, а также на входе второго каскада установлен эмиттерный повторитель.

Второй каскад выполнен по каскодной схеме со следящим питанием. Следящее питание каскада с ОЭ нейтрализует входную динамическую емкость (эффект Миллера) и эффект Эрли (зависимость тока коллектора от напряжения эмиттер-коллектор) и выполнено на тран-

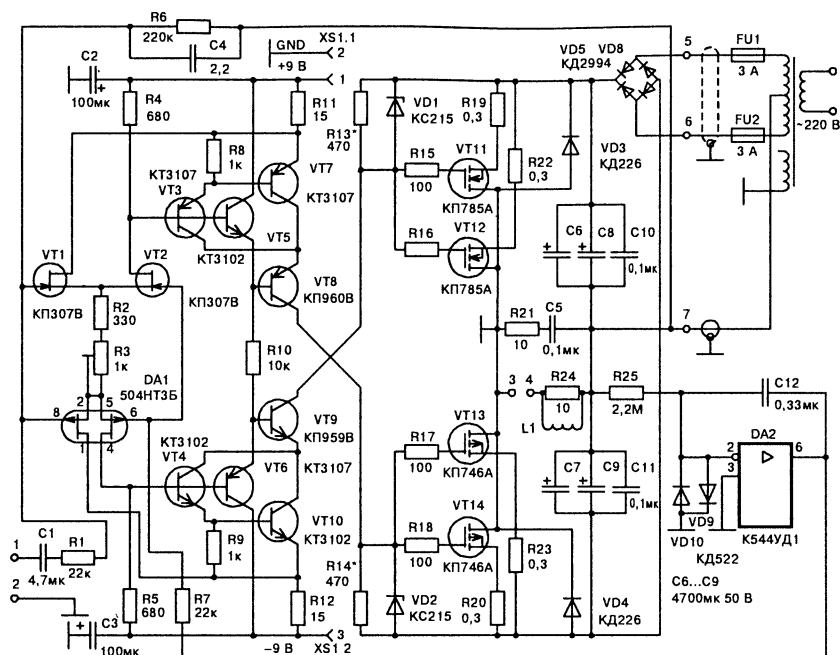


Рис. 4.42. УМЗЧ со стоками выходных транзисторов соединенными с «общим»

зисторах VT5, VT6, VT8 и VT9. В качестве выходных транзисторов каскада использованы БСИТ транзисторы. Например, транзистор КП959 по сравнению с КТ940 имеет вдвое большую граничную частоту и вчетверо меньшую емкость коллектора. В качестве VT8, VT9 можно использовать транзисторы типа КТ851, КТ850, а также КТ814Г, КТ815Г Минского объединения «Интеграл» (граничная частота 40 МГц).

Использование выходного каскада с питанием от отдельных изолированных источников позволило обойтись низковольтным питанием ( $\pm 10$  В) для предварительного усилителя.

Выходной каскад выполнен на мощных МДП-транзисторах, и, несмотря на соединение стоков с общим проводом (на первый взгляд включены по схеме ОС), работают по схеме с общим истоком (ОИ) без инверсии сигнала.

Как видно из схемы все каскады усилителя охвачены глубокими местными отрицательными обратными связями по току.

#### Технические характеристики:

Выходная мощность на нагрузке 8 (4) Ом, Вт .....	60 (100)
Диапазон воспроизводимых частот, Гц .....	4...300000
Коэффициент НИ, % .....	0,1
Номинальное входное напряжение, В .....	2,0
Ток покоя выходных транзисторов, А .....	0,15
Входное сопротивление, кОм .....	22

Благодаря тому, что частота среза усилителя с разомкнутой цепью ООС равна частоте среза усилителя с замкнутой цепью, глубина ООС во всей полосе воспроизводимых частот постоянна, что способствует и постоянству  $K_r$ . Снизу полоса ограничена входной емкостью  $C_1$ , сверху — конденсатором  $C_4$  (с конденсатором 1,5 пФ частота среза равна 450 кГц).

### Конструкция и детали

Усилитель выполнен на двухсторонней плате размером 110×130 мм. Со стороны установки элементов плата максимально заполнена общим проводником. Резисторы R19, R20, R22, R23 выполнены из манганинового провода и представляют собой отрезки провода Ø 0,4 мм и длиной 100 мм. Для исключения индуктивности этих резисторов провод складывают пополам и в сложенном виде наматывают на оправке Ø4 мм с шагом 1,5...2 мм.

Индуктивность L1 мотают проводом ПЭВ-2 Ø0,8 виток к витку по всей поверхности резистора R24 мощностью 2 Вт.

Полевые транзисторы с каналом n-типа VT1, VT2 необходимо подобрать с примерно таким же начальным током стока, как и в транзисторах полевой сборки DA1. Напряжения отсечки не должны отличаться более чем на 20%.

Оптимальный ток дифкаскада выставляют резистором R3 по минимуму искажений на максимальной мощности (примерно в середине рабочего участка). Резисторы R4, R5 рассчитаны на ток около 2...3 мА в каждом плече при начальном токе стока около 4...6 мА. При меньшем начальном токе стока указанные резисторы необходимо пропорционально увеличить.

Транзисторы VT8, VT9 снабжены небольшим радиатором-флажком. Ток покоя выходных транзисторов в пределах 120...150 мА устанавливают резистором R3, а также подбором резисторов R13, R14.

Помимо указанных в табл. 4.1 можно использовать следующие пары МДП-транзисторов: IRF530, IRF9530; 2SK216, 2SJ79; 2SK133...2SK135, 2SJ48...2SJ50; 2SK175, 2SK176, 2SJ55, 2SJ56 и др.

Для стереофонического варианта каждый усилитель запитывают от отдельного трансформатора, желательно тороидального или стержневого (типа ПЛ), мощностью 180...200 Вт. Между первичной и вторичными обмотками необходимо проложить экранирующую обмотку в виде одного слоя, намотанного виток к витку проводом ПЭВ-2 Ø0,5 мм. Один конец обмотки соединяют с общим проводом. Выводы силовых обмоток подводят к плате усилителя экранированным проводом. Экран заземляют с одной стороны на плате усилителя. На одном из трансформаторов мотают обмотки для предварительного усилителя. Стабилизатор напряжения ±15 В выполнен на специализированных микросхемах типа IL7815AC (+15 В), IL7915AC (−15 В) — на схеме не показан. Для подачи на плату питания ±15 В использован соединитель ОНп-КГ-26-3.

## 4.15. Нормирующий усилитель

Чувствительность УМЗЧ, как правило, колеблется в пределах 0,5...2 В. Выходное же напряжение источников сигнала (усилитель-корректор, магнитофон, CD-проигрыватель и т.д.) обычно 0 дБ (775 мВ), но может быть и ниже — 250...500 мВ. Для усиления сигнала до уровня чувствительности УМЗЧ используют нормирующий усилитель. Возможный вариант такого усилителя представлен на рис. 4.43.

Входной каскад усилителя представляет собой ДК на полевых транзисторах. Подстроечным резистором R4 устанавливают нулевое смещение на выходе усилителя. Симметричный сдвиг сигнала с ДК благоприятно сказывается на уровне шумов усилителя. Второй каскад симметричный, со встречной динамической нагрузкой. Для реализации усиления второго каскада и повышения нагрузочной

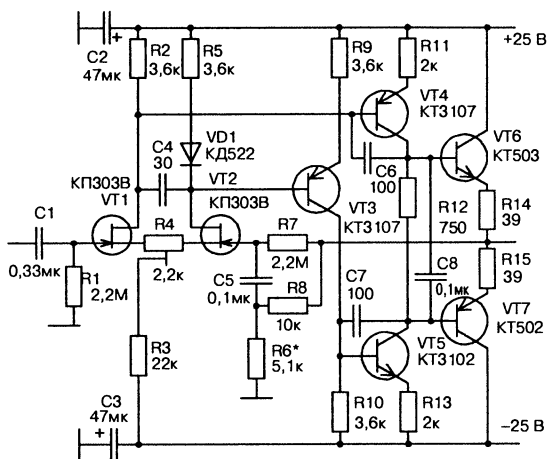


Рис. 4.43. Схема нормирующего усилителя

способности усилителя использован двухтактный эмиттерный повторитель на транзисторах VT6, VT7. Коэффициент усиления можно регулировать в широких пределах подбором резистора R6. Ток покоя выходных транзисторов в пределах 3...5 мА выставляют подбором резистора R12. В дифкаскаде, помимо транзисторов типа КП303, можно использовать транзисторы типа КП302, КП307.

### Технические характеристики:

Входное сопротивление, МОм.....	2,0
Коэффициент гармоник при $K_u = 3$ и $U_{вых} = 10$ В, на нагрузке 2 кОм, %, не более.....	0,01
Отношение сигнал/шум, дБ .....	90

## 4.16. Ограничитель сигнала

Во избежание жестких ограничений сигнала при перегрузке по напряжению в транзисторных усилителях все чаще используют формирователи мягкого ограничения сигнала. Правильно спроектированные и настроенные ограничители при перегрузке вносят «монотонные» искажения подобно ламповым усилителям. На рис. 4.44

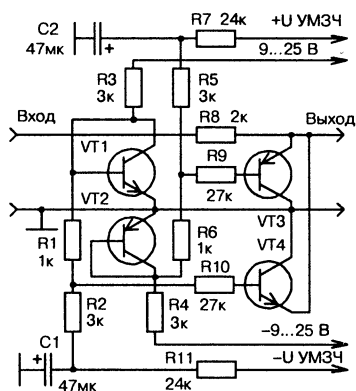


Рис. 4.44. Схема формирователя «монотонных» предискажений

резистора, чтобы организовать RC-фильтр для исключения влияния пульсаций источника питания УМЗЧ на работу ограничителя.

От величины резисторов R9, R10 зависит плавность ограничения, чем больше их величина, тем более плавное ограничение. С этой же целью последовательно с ограничивающими транзисторами можно включить резистор  $(0,1...0,2) \cdot R8$ . Для симметричного ограничения транзисторы должны быть тщательно подобраны по параметрам.

Порог ограничения выбирают на 15...20% ниже того уровня входного сигнала, при котором наступает ограничение сигнала на выходе УМЗЧ. Например, питание УМЗЧ равно 40 В. Уровень сигнала, при котором наступает ограничение, равен 1,2 В. Принимаем порог срабатывания равным 1 В ( $U_M = 1,4 \cdot U = 1,4$  В).

Тогда

$$(R11 + R2 + R1)/R1 = U_{\pi}/U_M = 40/1,4 = 28,6.$$

Откуда

$$R11 + R2 \approx 27 \text{ кОм.}$$

## 4.17. Регулятор тембра

Ссылаясь на высокий уровень качества звеньев современного стереокомплекса, многие меломаны утверждают, что регулятор тембра не нужен вообще, что вполне достаточно иметь тонкомпенсированный регулятор громкости с отключаемой тонкоррекцией.

Во-первых, не все носители звука одинаково качественно записаны. Во-вторых, кривые равной громкости носят усредненный характер и не исключено, что они не совпадают с вашими физиологическими особенностями. Поэтому, как бы ни был удачно спроектирован тонкорректор, желательно иметь возможность начальной коррекции

представлен один из таких ограничителей. Транзисторы VT1, VT2 выполняют две функции: термостабилизации и смещения. Делители из резисторов R11, R2, R1 и R7, R5, R6 определяют порог ограничения:

$$U_M = U_{\pi} \cdot (R11 + R2 + R1)/R1,$$

где  $U_{\pi}$  — напряжение питания УМЗЧ, В.

Питание этих делителей от источника питания УМЗЧ гарантирует правильную работу ограничителя, как при снижении питания от нагрузки, так и при изменениях напряжения сети. Верхний резистор делителя разбит на два

АЧХ тракта под конкретные громкоговорители и акустику помещения с помощью регулятора тембра или эквалайзера.

В третьих, практически на всех кривых равной громкости просматривается локальный провал в области 3,5 кГц (5...8 дБ), т.е. в области наибольшей чувствительности слуха, который трудно реализовать в схеме тонкомпенсированного регулятора громкости.

В четвертых, многое зависит от выходного сопротивления УМЗЧ. Для лампового усилителя с высоким выходным сопротивлением регулятор тембра практически не нужен. Транзисторные усилители с выходом по напряжению нуждаются в небольших предискажениях на высоких частотах, что можно сделать с помощью регулятора тембра.

Наиболее безобидны пассивные регуляторы, т.к. вносимые ими искажения только фазовые. Недостаток — ослабление сигнала на 10 дБ и более. Активные фильтры свободны от этого недостатка, но к ним следует относиться весьма осторожно. Они должны иметь достаточный запас по перегрузочной способности, иметь пренебрежимо малый коэффициент гармоник на стационарном сигнале, правильно передавать импульсный сигнал типа «меандр» в среднем положении регуляторов и правильно его обрабатывать. Хорошо работает двухполосный активный регулятор тембра вышеупомянутого усилителя «Амфитон 25У-002С». Аналогичная схема и в усилителе «Toshiba SY-C15».

Применение многополосного регулятора тембра (эквалайзера) оправдано в профессиональной аппаратуре, где необходимо скорректировать АЧХ воспроизведения для конкретного зала. В качестве вспомогательных приборов используют измерительный микрофон с усилителем, спектроанализатор и генератор розового шума.

**Примечание.**

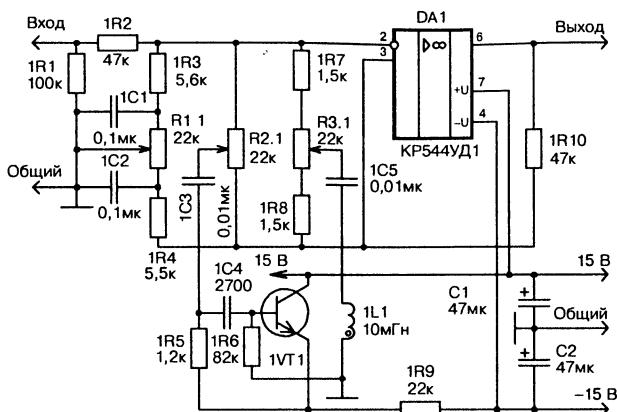
Розовый шум — сигнал, уровень спектральной плотности которого при повышении частоты снижается с постоянной крутизной 3 дБ/окт. во всем диапазоне измерений.

Оценить АЧХ на слух весьма проблематично. Поэтому большинство аудиолюбителей использует эквалайзер с результирующей характеристикой, соответствующей характеристике двухполосного регулятора тембра с крайним подъемом НЧ и ВЧ. Популярные гираторные эквалайзеры в подавляющем большинстве непригодны для обработки звукового сигнала, особенно на высоких частотах.

Предлагаемый трехполосный регулятор (рис. 4.45) выполнен по традиционной схеме и имеет обычный регулятор нижних частот и регуляторы частот 3,5 и 16 кГц. Частота 3,5 кГц выбрана для получения «эффекта присутствия» и более точной реализации характеристик тонкомпенсации.

Учитывая сложности с ферритовыми кольцами (их дефицитом и сложностью намотки), индуктивность регулятора средних частот выполнена на транзисторном эквиваленте — гираторе.





**Рис. 4.45.** Схема трехполосного регулятора тембра

В случае, если использование нормирующего усилителя (с целью упрощения) не предполагается, можно совместить функции регулятора тембра и нормирующего усилителя. В этом случае обратную связь необходимо взять не с выхода усилителя, а с делителя на выходе регулятора тембра. Коэффициент усиления будет равен коэффициенту деления.

#### Технические характеристики:

Коэффициент передачи в среднем положении	
двигжов переменных резисторов .....	1,0
Глубина регулировки, дБ:	
на частоте 100 Гц .....	±10
на частоте 3,5 кГц .....	±6
на частоте 16 кГц .....	±12
Входное сопротивление, кОм, не менее .....	40
Коэффициент гармоник, %, не более .....	0,01

#### Конструкция и детали

Переменные резисторы типа СПЗ-33-23П группы А, которые вплавляются непосредственно в плату. Дроссель 1L1 намотан на кольце К18х5х5 мм из феррита 2000НМ (НН, НМ1, НМ3 и т.п.) и содержит 100 витков провода ПЭВ-2 0,27. Вместо эквивалента индуктивности на транзисторном гираторе можно также включить дроссель индуктивностью 60 мГн — 245 витков провода ПЭВ-2 0,18 на таком же кольце. При этом конденсатор 1C3 емкостью 0,01 мкФ необходимо заменить на 0,033 мкФ.

При отсутствии колец дроссель 1L1 можно вообще исключить, при этом подъем ВЧ-составляющих сигнала будет в более широкой полосе частот.

## 4.18. Регулятор громкости

Существует множество всевозможных регуляторов, от простого переменного резистора до современного цифрового регулятора. Каждому из них присущи как определенные достоинства, так и недостатки. Достоинство простого резистора в том, что он не вносит искажений, а недостаток — то, что со временем (сильно зависит от конструкции) в процессе регулировки он начинает вносить помехи в виде потрескиваний. Наиболее сильно этот дефект мешает в магнитофонах — в регуляторах уровня записи. Электронные регуляторы свободны от этого дефекта, не требуют монтажных проводов, подверженных внешним паразитным наводкам, но, как правило, имеют ограниченный диапазон перегрузочной способности, вносят собственные шумы и переходные помехи из цепей управления, а также (в зависимости от выбранного управляемого элемента и схемы его включения: биполярные транзисторы, полевые транзисторы, фоторезисторы, аналоговые перемножители, умножающие цифро-аналоговые преобразователи и др.) вносят относительно большие искажения. Сразу оговоримся, что биполярные транзисторы из-за небольшого допустимого динамического диапазона мало пригодны в качестве регуляторов и коммутаторов. Неплохие результаты можно получить на оптронных фоторезисторах и прецизионных аналоговых перемножителях. Цифровые регуляторы свободны от недостатков двух первых, но достаточно сложны, поэтому оправданы лишь в аппаратуре с дистанционным управлением. В качестве управляемых резисторов в таких регуляторах используют МОП-транзисторы с резистивным затвором, в которых изменения входного сигнала не оказывают никакого влияния на величину сопротивления. Нелинейные искажения такого регулятора не превышают 0,01%. В престижной же аппаратуре для этой цели используют обычные резисторы с дистанционно управляемым электроприводом, кроме того, аналоговый регулятор громкости обладает более высоким разрешением на малой громкости.

Если в разработках прежних лет регулятор громкости преимущественно устанавливался на входе предусилителя, то с целью уменьшения шумов, особенно на малой громкости, в последнее время регулятор громкости преимущественно устанавливают непосредственно на входе УМЗЧ.

С целью уменьшения шумов в некоторых моделях своих усилителей фирма Marantz использует «двухступенчатую» регулировку, где помимо обычного регулятора громкости, который ослабляет уровень входного сигнала, с помощью второй ступени регулируется глубина ОС, причем малая громкость обеспечивается в основном за счет второй ступени, а не за счет ослабления входного сигнала, а значит и меньше увеличивается уровень шумов.

Если обратиться к кривым равной громкости [3], учитывающим физиологические особенности нашего слуха, то станет ясно, что обеспечить требуемую АЧХ при малой громкости с помощью про-

стых регуляторов тембра практически невозможно. Как показывает практика, большинство аудиофилов слушает музыку с крайним подъемом как высоких, так и низких частот. Правильно спроектированный тонкорректор (loudness) упрощает управление усилителем и позволяет существенно улучшить субъективно воспринимаемую звуковую картину, особенно при низких уровнях громкости.

В основу регулятора положен упрощенный вариант [42], который требует применения переменного резистора группы В, т.е. с логарифмической характеристикой.

Строго говоря, необходимая характеристика резистора несколько отличается от логарифмической. Для согласования с нагрузкой в качестве буферного каскада использован «суперэмиттерный» повторитель на транзисторах VT2...VT5. Сопротивление резистора R13 совместно с параллельно включенной нагрузкой (с входным сопротивлением УМЗЧ) должно быть равно сопротивлению R10. В этом случае ток транзистора VT4 = const, а значит постоянно и падение напряжения на его базо-эмиттерном переходе, что обеспечивает низкий коэффициент гармоник (< 0,001%). В регуляторе предусмотрена возможность отключения тонкоррекции, поскольку ее использование в ряде случаев связано с определенными проблемами [27]:

- при данном положении регулятора заранее неизвестно, какой в действительности окажется субъективная громкость;
- любая коррекция АЧХ вносит определенные фазовые искажения;
- многие музыкальные инструменты при исполнении на них громких и тихих пассажей издают звуки с разной тембральной окраской.

Подбором резистора R7 добиваются одинаковой громкости фонограммы при включенной и выключенной тонкомпенсации. В прототипе для увеличения глубины тонкомпенсации в области НЧ последовательно с резистором R2 включен конденсатор (ориентировочная величина емкости для данной схемы — 1,0 мкФ). Ее можно включить постоянно, т.е. не закорачивать при выключении тонкомпенсации.

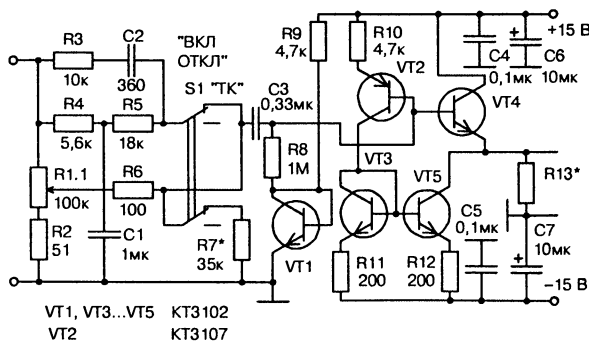
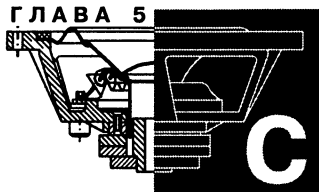


Рис. 4.46. Схема тонкомпенсированного регулятора громкости



# Соединительные кабели

Наконец, когда казалось бы все резервы по совершенствованию УМЗЧ были исчерпаны, взялись за соединительные кабели. Замечено, что сплошной одножильный проводник и однородное медное плетение вызывают так называемый «жирный и грязный» звук. Реальный звуковой сигнал носит импульсный характер, фронты которого имеют длительность несколько микросекунд. А как известно, на сигнале с крутыми фронтами даже на частотах звукового диапазона в значительной степени проявляется скин-эффект (от английского слова *skin* — наружный слой, оболочка) — эффект вытеснения тока, что приводит к возрастанию эффективного сопротивления соединительных кабелей. К примеру, нагрузочное устройство с выходным напряжением 2 В и частотой 20 кГц (форма сигнала прямоугольная), нагруженное на медный кабель сечением  $150 \text{ мм}^2$  и длиной 1 м (сопротивление  $0,018 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2 / 150 \text{ мм}^2 = 0,00012 \text{ Ом}$ ), выдало ток немногим более 100 А вместо ожидаемых 2000 А (с учетом сопротивления переходных контактов клемм и встречаемой в литературе глубине скин-эффекта на этой частоте 0,5 мм). Легко подсчитать, что сопротивление кабеля оказалось равным 0,02 Ом, вместо  $0,018 / 150 = 0,00012 \text{ Ом}$ , что эквивалентно примерно 1  $\text{мм}^2$  сечения кабеля, т.е. уменьшению сечения в 150! раз. Глубина скин-эффекта составила около 0,025 мм.

С этой точки зрения выигрывают посеребренные провода, даже если покрытие окислилось. Окись серебра является проводником, в отличие от окисла меди, который ближе к диэлектрикам, чем к проводникам. Очевидно, эта проблема в большей степени касается обычных транзисторных усилителей с выходом по напряжению. Отсюда и предложение некоторых разработчиков делать соединительные кабели из литцендрата (многопроводного кабеля, каждый отдельный проводник которого имеет изоляционный слой) или плоских проводников, в которых эффект вытеснения тока проявляется в меньшей степени. Другие предлагают соединение с АС выполнять отдельными коаксиальными кабелями.

Разные фирмы по-своему занялись решением этой проблемы. Разработаны уникальные технологии производства проводников, свободных от межкристаллических барьеров проводимости. Это и производство бескислородной меди OFC, OFHC (oxygen free cooper), и ориентированный прокат, и применение драгоценных металлов. Устранение кислорода из меди полезно тем, что присутствует он в основном в виде окислов меди. Широко применяются и гибридные технологии с использованием слоя структурированного графита, устраняющие нежелательные эффекты, присущие многожильным проводникам. Это, наконец, кабели, изготовленные целиком из графитного волокна, полностью свободные от металлов с их проблемами. Специально разработаны изолирующие материалы со стабильными и устойчивыми к любым воздействиям внешней среды свойствами. Улучшению звучания способствует и устройство компенсации сопротивления проводов [34]. В последнее время широко рекламируются специальные соединительные кабели в виде витой сбалансированной пары с «некристаллической» структурой и отдельной экранной оплеткой, которая соединена с общим проводом только одного разъема со стороны приемного порта, что позволяет эффективно устранить влияние на сигнал внешних электрических наводок и шумов. Золоченые контакты сводят на нет нелинейности контактных соединений. Ведь любой контакт металла с металлом, при наличии хотя бы тончайшей оксидной пленки, можно рассматривать как нелинейность электрической цепи. И эта нелинейность по утверждению [36] способна ухудшить звучание систем высокой верности. Весьма популярны и плетеные кабели — «косички». Перекрещивающиеся под прямым углом провода имеют меньшее влияние друг на друга.

Удельное сопротивление различных металлов приведено в табл. 5.1.

Удельное сопротивление некоторых металлов

Таблица 5.1

Материал	Удельное сопротивление Ом·мм <sup>2</sup> /м
Серебро	0,016
Медь	0,018
Золото	0,022
Алюминий	0,028
Олово	0,115
Графит	8,0

Колоночные кабели имеют следующие основные параметры:

Емкость ..... 18...80 пФ/м  
 Индуктивность ..... 0,66...1,9 мкГн/м  
 Сопротивление:  
     на постоянном токе ..... 0,0038...0,11 Ом/м  
     на частоте 1 кГц ..... 0,03...0,13 Ом/м

Причем верхнее значение соответствует обычной «лапше» — проводу общего применения, а суммарное значение параметра получают умножением значения соответствующего параметра на длину кабеля.

Из приведенных характеристик видно, что уже на частоте 1 кГц сопротивление кабелей возрастает в 1,2...13 раз по сравнению с сопротивлением на постоянном токе.

А теперь посмотрим, какой весовой вклад вносит каждый «элемент» соединительного кабеля в последовательной цепи. Индуктивность провода (единицы микрогенри) включена последовательно с индуктивностью динамической головки (в среднем единицы миллигенри). Частота среза провода как RLC-фильтра составляет сотни мегагерц, т.е. далеко за пределами звукового диапазона. Активное сопротивление кабеля включено последовательно с выходным сопротивлением усилителя и может влиять на коэффициент демпфирования транзисторного усилителя, но не лампового. Ясно, что даже метровый кабель из провода общего применения снизит коэффициент демпфирования как минимум вдвое. В эксперименте искусственно увеличивали сопротивление кабеля в 5...10 раз с помощью резисторов 0,1...0,5 Ом и снимали АЧХ АС. Заметных отклонений АЧХ, могущих повлиять на тембровую окраску, не обнаружили. Поставленный эксперимент не мог выявить изменение демпфирующих свойств усилителя. Для этого необходимо подавать прерывистый сигнал и наблюдать осциллограмму послезвучания в паузах между «пачками» сигнала. Разумеется, чем меньше относительная составляющая комплексного сопротивления проводов в последовательной цепи: выходное сопротивление усилителя, сопротивление проводов и разъемов, сопротивление АС — тем меньше проявление их нелинейности. Очевидно, что в более выгодном положении оказываются ламповые усилители, как усилители с высоким выходным сопротивлением.

По той же причине при работе АС с транзисторными усилителями в большей степени проявляются и «интерфейсные» искажения — искажения, связанные с резко выраженным реактивным характером нагрузки реальной АС, нагруженной через провода сопротивлением 0,2...1,0 Ом. Ток, потребляемый АС при подаче на нее мощных импульсных сигналов, в несколько раз превышает ток при подаче синусоидального сигнала той же амплитуды, что эквивалентно уменьшению комплексного сопротивления АС. Поэтому даже при пренебрежимо малых искажениях на выходе усилителя  $K_f$  на входе АС может достигать 0,25...0,5%. Для сведения к минимуму искажений этого вида рекомендуется подключать АС проводами как можно большего сечения и как можно меньшей длины. В противном случае желательно выносить компенсатор Буше (RC-цепочку из сопротивления 2...10 Ом и конденсатора около 0,1 мкФ) непосредственно в АС или применять устройство компенсации проводов [34]. Это подтверждают и исследования [36], где приведены сведения о том, что как бы не были малы искажения самого усилителя, они

оказываются ничто по сравнению с «термодинамическими скиноподобными искажениями», вносимыми соединительными кабелями и переходными контактами разъемов. Однако, применение специально разработанных и широко рекламируемых соединительных кабелей стоимостью, соизмеримой со стоимостью самого усилителя мощности, полностью не решило проблемы. И только использование устройства компенсации сопротивления проводов [34] позволило избавиться от дополнительных искажений. Для устранения этих искажений можно использовать и Диссипатор лаборатории ИНТЭКС — пассивный прибор, осуществляющий компенсацию термодинамических искажений электрического тракта вплоть до звуковой катушки громкоговорителя, в несколько раз снижает влияние ЭДС громкоговорителя на выход усилителя. Недостаток прибора — потери мощности. Этой же лабораторией разработаны и акустические кабели ИНТЭКС с микродиссипативными элементами, установленными в коннекторе. В таком кабеле термодинамические искажения снижены в 20...50 раз, что существенно повышает прозрачность звучания и точность формирования КИЗ.

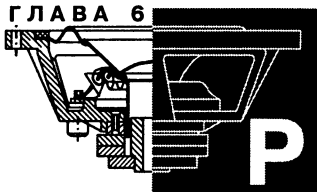
В последнее время стали популярными соединения УМЗЧ с низко- и средне-высокочастотными секциями АС отдельными парами проводов или кабелей (bi-wiring). Такое подключение позволяет существенно уменьшить взаимное влияние секций АС при уменьшении общего сечения проводников кабелей. При самостоятельном изготовлении кабеля пару для ВЧ (СЧ-ВЧ) лучше сделать из литцендрата, например, марок ЛЭШО или ЛЭЛД 105×0,1 (119×0,1; 120×0,071). Еще лучше для каждой динамической головки использовать свой усилитель (bi-amping).

Опыт показывает, что гораздо серьезней, чем смена кабелей, на восприятие звука сказывается:

- характеристика помещения (в первую очередь, время реверберации);
- правильность расстановки аппаратуры (может изменять АЧХ на низких частотах в пределах  $\pm 12$  дБ);
- наконец, даже наше настроение.

#### Выводы:

1. Акустические кабели (для подключения АС к УМЗЧ) должны иметь минимальное сопротивление и индуктивность, обладать минимальным скин-эффектом, а значит, при прочих равных условиях, иметь минимальную длину.
2. Если в акустической системе предусмотрены отдельные входы для НЧ и СЧ-ВЧ громкоговорителей, подключение последних лучше выполнить литцендратом или посеребренным проводом.
3. Межблочные кабели должны иметь минимальную емкость.



# Р а с ч е т Т Е П Л О Т В О Д О В

Учитывая, что температурный режим полупроводниковых приборов не только оказывает влияние на их параметры (при повышении температуры снижаются предельно допустимые значения тока, рассеиваемой мощности, напряжения транзисторов и диодов, изменяются почти все их параметры), но и определяет надежность их эксплуатации, следует стремиться к минимальному выделению тепла, предусматривать температурную стабилизацию режимов и защиту от тепловых перегрузок, а также применять эффективные методы отвода тепла. Эти требования особенно существенны для мощных транзисторов, диодов, тиристоров и др. приборов, которые работают при больших рассеиваемых мощностях.

Особенностью работы мощных транзисторов является работа этих приборов в режимах, близких к предельным по температуре коллекторного перехода. Напряжение на эмиттерном переходе невелико, соответственно, мала и рассеиваемая на нем мощность. Наиболее полное использование полупроводниковых приборов по мощности возможно лишь при использовании дополнительного теплоотвода.

Практика показывает, что при использовании транзисторов и диодов в облегченных режимах надежность их работы повышается в десятки раз по сравнению с надежностью в предельном режиме.

Защиту полупроводниковых приборов от тепловых перегрузок необходимо обеспечивать не только в процессе эксплуатации, но и на этапе монтажа. При лужении и пайке выводов необходимо принимать меры, исключающие повреждение приборов из-за их перегрева. Лужение и пайку выводов желательно производить не ближе 3 мм от корпуса прибора с применением теплоотвода. Время лужения выводов не более 2 с. Если пайка осуществляется без теплоотвода, то температура припоя не должна превышать 260°C, а время пайки не должно быть более 3 с.

Мощность, выделяемая транзистором [43]:

$$P_T = I_K \cdot U_{KЭ} + I_B \cdot U_{БЭ} \approx I_K \cdot U_{KЭ} \quad (6.1)$$



Мощность, выделяемая диодом:

$$P_d = I_d \cdot U_d \quad (6.2)$$

При установке активных элементов на теплоотвод, выделяемая ими мощность отводится посредством теплопроводности, конвекции и теплового (лучевого) излучения. Уравнение теплового баланса имеет вид:

$$P = P_T + P_K + P_L \quad (6.3)$$

где  $P_T$  — мощность, отводимая за счет теплопроводности;

$P_K$  — мощность, отводимая посредством конвекции;

$P_L$  — мощность, отводимая лучевым излучением.

**Теплопроводность.** Это способность тела передавать теплоту от точек с более высокой температурой к точкам с более низкой температурой.

**Мощность,** отдаваемая однородным телом за счет теплопроводности  $P_T$ , тепловое сопротивление  $R_T$  и разность температур  $\Delta T$  связаны между собой зависимостью:

$$P_T = \frac{\Delta T}{R_T}, \quad (6.4)$$

где  $R_T = l/(\alpha_T \cdot S)$ ;

$l$  — длина тела, м;

$\alpha_T$  — коэффициент теплопроводности, зависящий от физических свойств материала Вт/(м·°C);

$S$  — площадь поперечного сечения тела, м<sup>2</sup>.

Эта формула по своей структуре аналогична закону Ома для цепи с электрическим током  $I = \Delta U/R$ . Используя эту аналогию ( $\Delta T = P_T \cdot R_T \Rightarrow \Delta U = I \cdot R$ ; теплота  $\Rightarrow$  электрический ток, температура  $\Rightarrow$  электрическое напряжение, тепловое сопротивление  $\Rightarrow$  электрическое сопротивление), можно представить тепловую эквивалентную схему замещения транзистора в стационарном режиме одной из схем, приведенных на рис. 6.1.

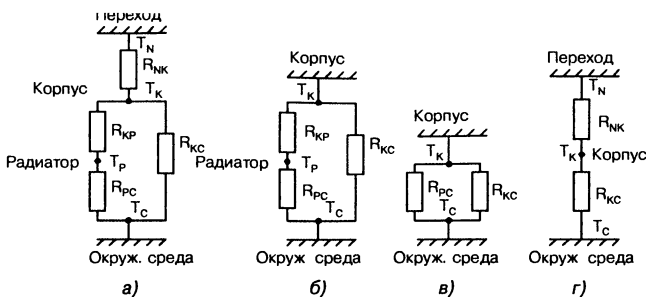
На рис. 6.1.а показана схема для случая, когда известна предельно допустимая температура перехода  $T_{\Pi}$  и тепловое сопротивление переход-корпус  $R_{\Pi K}$  и транзистор установлен на радиаторе с тепловым сопротивлением  $R_{PC}$  через изолирующую прокладку с тепловым сопротивлением  $R_{KP}$ . На рисунке также показано тепловое сопротивление корпуса самого транзистора  $R_{KC}$  (сопротивление корпус-среда) и температура на границах элементов схемы замещения:

$T_{\Pi}$  — температура перехода;

$T_K$  — температура корпуса;

$T_P$  — температура радиатора;

$T_C$  — температура окружающей среды.



**Рис. 6.1.** Тепловые эквивалентные схемы замещения транзистора в стационарном режиме: а — полная схема замещения; б — когда известна только предельно допустимая температура корпуса прибора; в — упрощенная схема теплового замещения транзистора в случае отсутствия изолирующей прокладки; г — схема теплового замещения транзистора без радиатора

В случае, когда известна только предельно допустимая температура корпуса прибора, схема замещения примет вид, показанный на рис. 6.1.б. На рис. 6.1.в показана упрощенная схема теплового замещения транзистора в случае отсутствия изолирующей прокладки. И, наконец, на рис. 6.1.г показана схема теплового замещения транзистора без радиатора.

В общем случае (рис. 6.1.а) полное (суммарное) тепловое сопротивление «переход-среда» можно подсчитать по формуле:

$$\Sigma R_{\text{пс}} = R_{\text{пк}} + (R_{\text{кп}} + R_{\text{пс}}) || R_{\text{кс}} \quad (6.5)$$

В этом случае формула (6.1) примет вид:

$$P_T = \frac{\Delta T}{\Sigma R_{\text{пс}}} = \frac{(T_{\text{п}} - T_{\text{с}})}{\Sigma R_{\text{пс}}}. \quad (6.6)$$

Ввиду достаточно большого сопротивления «корпус-среда»  $R_{\text{кс}}$  его влиянием можно пренебречь. В этом случае полное тепловое сопротивление мощного полупроводникового прибора:

$$R_{\text{пс}} = R_{\text{пк}} + R_{\text{кп}} + R_{\text{пс}} \quad (6.7)$$

Тепловое сопротивление  $R_{\text{пс}}$  показывает, на сколько градусов повышается температура полупроводника в области перехода при увеличении рассеиваемой на нем мощности на 1 Вт.

Для надежности температуру окружающей среды  $T_{\text{с}}$  принимают равной  $50^\circ\text{C}$ .

Требуемое тепловое сопротивление между радиатором и окружающей средой, при котором на транзисторе рассеивается мощность не

более заданной, при температуре окружающей среды  $T_c$ , можно определить по формуле:

$$R_{PC} = \frac{(T_{П.МАХ} - T_c)}{P_{МАХ}} - R_{ПК} - R_{КР}. \quad (6.8)$$

Тепловое сопротивление на границе раздела корпус прибора — теплоотвод является функцией площади контакта, степени неровности и плоскостности поверхностей, усилия, с которым соединены корпус прибора и теплоотвод, теплопроводности материала (теплопроводящей смазки), заполняющего зазоры между корпусом прибора и теплоотводом. В отсутствие смазки хорошие результаты дает использование прокладок из мягкой свинцовой фольги толщиной 0,08...0,1 мм.

Значения теплопроводности некоторых материалов приведены в табл. 6.1.

Значения теплопроводности часто используемых материалов Таблица 6.1

Материал	$\alpha$ , Вт/(м·°С)
Медь	390
Алюминий	208
Бериллиевая керамика	1,6
Слюда	0,58
КПТД-0,25	0,25
Воздух	0,025

В последнее время появился новый теплопроводный изоляционный материал типа КПТД-0,25, выпускаемый в Белоруссии (ТУ РБ14576608.003-96).

Тепловое сопротивление слюдяных прокладок для некоторых типов корпусов приведено в табл. 6.2.

Тепловое сопротивление слюдяных прокладок  
для некоторых типов корпусов

Таблица 6.2

Тип корпуса	Тепловое сопротивление слюдяной прокладки, °С/Вт			
	При $\delta = 50$ мкм		При $\delta = 100$ мкм	
	Без пасты	С пастой	Без пасты	С пастой
ТО-126, ТО-202	8	4	10	6
ТО-5, ТО-9	2,5	1	3	1,5
ТО-3	1,25	0,35	1,5	0,6

В табл. 6.3 приведен коэффициент  $k$  [27], показывающий во сколько раз возрастает тепловое сопротивление контакта в зависимости от способа крепления транзистора на радиатор.

Значение коэффициента  $k$  в зависимости  
от способа крепления транзистора на радиатор

Таблица 6.3

Корпус	Паста КТП-8	Монтаж прижимом		Монтаж на винтах	
		Без изоляции	Шайба 50 мкм	Без изоляции	Шайба 50 мкм
ТО-126 (КТ-27)	Нет Есть	3,0 1,0	6,0 3,0	1,0 0,5	6,0 3,0
ТО-220 (КТ-28)	Нет Есть	1,4 0,3	5,2 2,2	1,4 0,5	3,0 1,4
ТО-3 (КТ-9)	Нет Есть	— —	— —	— —	1,0 0,3

Как видно из таблицы применение теплопроводящей пасты уменьшает тепловое сопротивление контакта в 2...3 раза.

Среднее тепловое сопротивление и максимальная рассеиваемая мощность некоторых типов корпусов полупроводниковых приборов приведены в табл. 6.4.

Среднее тепловое сопротивление и  
максимальная рассеиваемая мощность  
некоторых типов корпусов полупроводниковых приборов

Таблица 6.4

Корпус	$R_{пк1}$ °С/Вт	$R_{кр1}$ °С/Вт	$R_{кc1}$ °С/Вт	$P_{мак1}$ с радиатором, Вт	$P_{мак1}$ без радиатора, Вт
ТО-18 (КТ-1-7)	130...220	—	320	0,75	0,3
ТО-92 (КТ-26)	175...200	—	210	—	0,45
ТО-126 (КТ-27)	4...15	2,5	110	10	1,0
ТО-220 (КТ-28)	1,7...5,0	0,5	70	50	1,5
ТО-218 (КТ-43)	1,6	0,35	50	125	2,0
ТО-3 (КТ-9)	0,5...6,0	0,2	30	125	3,0

Тепловые характеристики некоторых типов транзисторов приведены в табл. 6.5.

Тепловые характеристики некоторых типов транзисторов

Таблица 6.5

Тип прибора	Предельная температура перехода	$R_{пк1}$ ( $R_{пс}$ ) °С/Вт	$R_{кр1}$ °С/Вт	Максимальная мощность при температуре корпуса			
				$P_{мак1}$ Вт	$T_{кo1}$ °С	$P_{мак11}$ Вт	$T_{к1}$ °С
ГТ403	85	15,0	1,3	5	25	—	—
П213...П215	85	3,5	0,5	10	—	—	—
П216, П217	85	2,0	0,5	24	—	—	—
П605	85	15,0	0,5	3,0	25	0,7	70
ГТ806	85	2,0	0,25	30	25	—	—
КТ602	125	45, (150)	—	0,85	25	0,16	125

Табл. 6.5 (продолжение)

Тип прибора	Предельная температура перехода	$R_{\text{пк1}} (R_{\text{пс}})$ °C/Вт	$R_{\text{кр1}}$ °C/Вт	Максимальная мощность при температуре корпуса			
				$P_{\text{макс1}}$ Вт	$T_{\text{ко1}}$ °C	$P_{\text{макс1}}$ Вт	$T_{\text{к1}}$ °C
КТ605	125	(300)		0,4	25	0,17	100
КТ608	125	(200)		0,5	25	0,12	85
КТ626	125	10	2,2	6,5	25	—	—
КТ639	150	10, (115)	2,2	1,0	35	—	—
КТ814, КТ815	125	8	2,2	10	25	—	—
КТ816, КТ817	125	1,8	2,2	25	25	—	—
КТ818, КТ819	125	1,67	0,5	60	25	—	—
2Т818, 2Т819	150	1,25	0,3	100	25	—	—
П701	150	10,0	0,5	10	50	—	—
П702	150	2,5	0,25	40	50	12,0	120
КТ802	150	2,5	0,4	50	50	—	—
КТ803	150	1,6	0,25	60	50	—	—
КТ805	150	3,3	0,25	30	50	—	—
КТ807	150	8,0	0,25	10	—	—	—
КТ808	150	2,0	0,4	50	50	—	—
КТ809	150	2,5	0,4	40	50	—	—
КТ903	150	3,33	0,4	30	50	9,0	120
КТ908	150	2,0	0,25	50	50	—	—
КТ972	150	15,6	2,2	8	85	—	—
КТ912	150	1,66	0,5	30	100	—	—
КТ825	175	1,2	0,21	125	25	—	—
КТ827	200	1,4	0,25	125	25	25	125

Как видно из таблицы, предельно допустимая температура перехода  $T_{\text{п макс}}$  для германиевых транзисторов составляет 85°C, а для кремниевых — 125...200°C. При этом максимально допустимая постоянно рассеиваемая мощность  $P_{\text{макс}}$  приведена при температуре корпуса прибора  $T_{\text{ко}}$ .

В ТУ на прибор, как правило, указывается снижение максимально допустимой рассеиваемой мощности прибора при увеличении температуры окружающей среды от 25 до 100°C. Например, для транзистора КТ814 она линейно снижается на 0,01 Вт/°C без теплоотвода и на 0,1 Вт/°C с теплоотводом, для транзисторов КТ825 — 0,008 Вт/°C без теплоотвода и 0,24 Вт/°C с теплоотводом; для КТ818 в металлическом корпусе — 0,008 Вт/°C без теплоотвода и 0,32 Вт/°C с теплоотводом, для КТ818 в пластмассовом корпусе — 0,015 Вт/°C без теплоотвода и 0,6 Вт/°C с теплоотводом.

Допустимая рассеиваемая мощность транзистора КТ818 с теплоотводом:

$$P_{\text{макс1}} = (150 - T_{\text{к1}})/1,25 - \text{с теплоотводом};$$

$$P_{\text{макс1}} = (150 - T_{\text{к1}})/41,6 - \text{без теплоотвода.}$$

В общем случае, при температуре корпуса  $T_{K1}$ , превышающей  $T_{KO}$ , допустимую рассеиваемую мощность определяют по формуле:

$$P_{MAX1} = \frac{(T_{П-MAX} - T_{K1})}{R_{ПК}}. \quad (6.9)$$

Допустимая температура радиатора  $T_{P-MAX}$  равна:

$$T_{P-MAX} = T_{П-MAX} - P_{MAX1} \cdot R_{ПР} = T_{П-MAX} - P_{MAX1} \cdot (R_{ПК} + R_{КР}). \quad (6.10)$$

При выборе мощных транзисторов необходимо также учитывать, что с нагревом перехода уменьшается допустимое напряжение коллектор-эмиттер  $U_{КЭ}$ . Так, например, при нагреве транзистора 2Т825В до  $100^{\circ}\text{C}$  его допустимое напряжение уменьшается с 80 до 65 В.

### Конвекция

Количество теплоты, передаваемой за счет естественной конвекции, определяется законом Ньютона:

$$P_K = 1,16 \cdot \alpha_K \cdot S \cdot (T - T_C), \quad (6.11)$$

где  $\alpha_K$  — коэффициент теплообмена между поверхностью и окружающей средой,  $\text{Вт}/\text{м}^2 \cdot ^{\circ}\text{C}$ ;

$T$  — температура поверхности;

$T_C$  — температура окружающей среды;

$S$  — площадь поверхности,  $\text{м}^2$ .

Как видно из формулы, увеличить эффективность теплоотдачи радиатора можно в основном за счет увеличения площади его поверхности  $S$ , а это, в свою очередь, можно сделать увеличением объема радиатора или оптимальной конструкцией, оптимальными соотношениями по толщинам оснований и ребер (штырей и т.п.), шагу между ребрами, высотой ребер, формой их поперечного сечения и т.п. Т.о., главный параметр радиатора, связанный с его рассеивающей мощностью — его объем.

Значение  $\alpha_K$  зависит от большого количества факторов. В зависимости от характера движения теплоносителя различают несколько режимов теплообмена. Пленочный режим характерен для тел с плавными очертаниями при небольших температурных перепадах. При этом у поверхности образуется почти неподвижная пленка нагретого теплоносителя и теплообмен происходит за счет теплопроводности и радиации.

Более интенсивный теплообмен имеет место при ламинарном и локонообразном движении теплоносителя, и максимальный — при вихревом, который имеет место при принудительном охлаждении с помощью вентилятора.

### Тепловое излучение (радиация)

Всякое нагретое тело отдает часть выделенной в нем теплоты в виде электромагнитного излучения, которое зависит от излучательной способности поверхности, ее площади и разности четвертых степеней абсолютных температур (закон Стефана-Больцмана). Если оно окружено другими телами, которые не являются абсолютно черными, то часть получаемой ими тепловой энергии отражается. В зависимости от конфигурации и размеров тел часть отраженной энергии попадает обратно на теплоизлучающее тело. Такой процесс может повторяться многократно.

Мощность, отдаваемая за счет лучистой энергии, Вт:

$$P_{\text{л}} = \varepsilon_{\text{л}} \cdot C_0 \cdot S \cdot \left[ \left( \frac{T}{100} \right)^4 - \left( \frac{T_c}{100} \right)^4 \right], \quad (6.12)$$

где  $\varepsilon_{\text{л}}$  — приведенный коэффициент черноты;

$C_0 = 5,67 \text{ Вт/м}^2 \cdot \text{К}^4$  — коэффициент излучения  
абсолютно черного тела;

$S$  — площадь поверхности тела,  $\text{м}^2$ ;

$T$  — температура нагретого тела, К;

$T_c$  — температура окружающей среды, К.

Коэффициент  $\varepsilon_{\text{л}}$  зависит от относительной степени черноты  $\varepsilon$  теплоизлучающих и окружающих тел, а также от их конфигурации и размеров.

Значения относительной степени черноты  $\varepsilon$  для некоторых поверхностей приведены в табл. 6.6.

Таблица 6.6

Поверхность	Относительная степень черноты $\varepsilon$
Полированный алюминий	0,05
Алюминиевая краска	0,25...0,67
Анодированный алюминий	0,7...0,9
Масляная краска (любого цвета)	0,89...0,96
Эмаль холодной сушки (любого цвета)	0,92...0,96

На практике часто имеет место случай, когда лучистый теплообмен идет между двумя плоскопараллельными пластинами (например, между пластинами радиатора). В этом случае  $\varepsilon_{\text{л}} \approx \varepsilon_1 \cdot \varepsilon_2$ . Поэтому близко расположенные ребра теплоотвода имеют небольшую эффективную поверхность теплоотвода, т.к. экранируют друг друга.

## Радиаторы

Отвод тепла от мощных полупроводниковых приборов может осуществляться различными способами: поглощением тепла массивным корпусом аппаратуры, охлаждением с помощью специальных жидких или газообразных теплоносителей, а также с помощью радиаторов, осуществляющих теплообмен с окружающей средой — обычно воздухом.

**Радиаторами** называют устройства, предназначенные для отвода теплоты от полупроводниковых приборов в окружающее пространство с целью поддержания температуры перехода не выше допустимой.

Минимальное тепловое сопротивление имеют радиаторы из материала с хорошей теплопроводностью и имеющие монолитную конструкцию. Чтобы тепловая энергия, отдаваемая радиатором в окружающее пространство, не ухудшала условия работы других ЭРЭ, радиаторы желательно размещать вне корпуса, т.е. на его наружной стенке.

Наиболее простые радиаторы представляют собой пластины из листового алюминия (дюралюминия), а также отрезки алюминиевого профиля (уголка, швеллера и т.п.). Простейшие пластинчатые радиаторы довольно громоздки и неудобны в использовании. Обычно их применяют при условии  $S = 200 \text{ см}^2$ , т.е. с стороны не более 150 мм. При необходимости рассеяния значительных мощностей используют радиаторы более сложной формы — односторонние и двухсторонние ребристые, игольчато-штыревые и другие. Для мелкосерийного производства удобно изготавливать радиаторы, используя различный прокат ребристого профиля.

Для массового производства в соответствии с ОСТ4 ГО.865.000 выпускаются игольчато-штыревые, как односторонние, так и двухсторонние радиаторы с креплением за лапки, или за основание. Материал радиаторов АЛ2 или АЛ9, покрытие — АН.Окс.хр, Хим.Окс.Фос или эмаль ПФ-115 черная, приведенный коэффициент черноты  $\epsilon_{\text{п}} = 0,85$ . Чаще всего в качестве изолирующей прокладки используют сляду толщиной 0,025...0,05 мм или триацетатную пленку толщиной 0,07 мм.

Наибольшая эффективность теплоотвода достигается при соблюдении следующих условий:

- ♦ минимально возможное тепловое сопротивление в месте контактирования источника тепловой энергии (например, корпуса транзистора) с радиатором, для чего соединяемые поверхности должны быть плоскими и гладкими, а площадь контакта должна быть максимально возможной. Сверление в радиаторе общего для всех выводов транзистора отверстия не допускается. Под каждый вывод должны быть просверлены отдельные отверстия и возможно меньшего диаметра.
- ♦ радиатор должен обладать максимальным отношением площади поверхности к объему.



- ♦ тепловое сопротивление радиатора должно быть минимальным (в значительной степени зависит от конструкции и степени черноты). Чернение радиаторов из алюминия и его сплавов методом анодирования уменьшает тепловое сопротивление радиаторов примерно на 15...20% по сравнению с нечерненными.
- ♦ для обеспечения тепловой инерционности, радиатор должен быть достаточно массивным в месте крепления прибора.

Зависимость температуры перехода полупроводникового прибора от теплового сопротивления радиатора выражается формулой:

$$T_{\pi} = T_c + P_{\pi\pi} \cdot \left( \frac{R_{pc}}{\theta} + R_{\pi k} + R_{kp} \right), \quad (6.13)$$

где  $T_c$  — температура окружающей среды;  
 $P_{\pi\pi}$  — мощность, рассеиваемая полупроводниковым прибором;  
 $R_{pc}$  — тепловое сопротивление радиатора (радиатор-среда);  
 $\theta$  — средний коэффициент неравномерности распределения температуры по радиатору;  
 $R_{\pi k}$  — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом прибора (задается в ТУ), °C/Вт;  
 $R_{kp}$  — тепловое сопротивление корпус-радиатор, °C/Вт.

Минимальное сопротивление в месте контактирования достигается соответствующей механической обработкой посадочного места, а также применением пасты КПТ-8 или полиметилсилоксановой жидкости с вязкостью от 200 до 1000 сПз (сантипуазов).

Если схема и конструкция позволяют, то следует при необходимости изолировать сам радиатор от шасси изделия, а прибор крепить к радиатору без изоляционных прокладок. Когда на одном радиаторе устанавливаются приборы разной мощности, маломощные приборы следует располагать ближе к основанию теплоотвода, а мощные — монтировать выше.

При установке транзистора на радиатор без прокладки и пасты тепловое сопротивление  $R_{kp}$ , °C/Вт:

$$R_{kp} \approx \frac{2,2}{S_k}, \quad (6.14)$$

где  $S_k$  — площадь контактной поверхности, см<sup>2</sup>.

Превышение температуры корпуса транзистора над температурой радиатора в месте установки:

$$\Delta T = P \cdot R_{kp}. \quad (6.15)$$

### Расчет пластинчатого радиатора [27]

Мощность, рассеиваемую пластиной толщиной  $d$  (см), размером  $a \times b$  в см и площадью  $S$  (см<sup>2</sup>) при конвекционном охлаждении с обеих сторон можно рассчитать по приближенным формулам:

$$P = \frac{\Delta T}{R_{PC}}, \quad (6.16)$$

где  $R_{PC}$  — суммарное тепловое сопротивление радиатор-среда, равно:

$$R_{PC} = \frac{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2}{2 \frac{a}{b}} \cdot R_1 + R_2, \quad (6.17)$$

$R_1 = 560/0,94S$ , °C/Вт — для горизонтального расположения пластины;

$R_1 = 475/0,94S$ , °C/Вт — для вертикального расположения пластины;

$R_2 \approx 0,25/d$ , °C/Вт.

При  $a = b$ :

$$R_{PC} = R_1 + R_2$$

Толщину пластины  $d$  рекомендуется выбирать не менее 1/30...1/40 ее длины.

Сопротивление контакта при использовании пасты можно принять равным  $R_{KP} = 0,3$  °C/Вт.

При одностороннем рассеянии тепла расчетная мощность рассеяния должна быть вдвое больше; при горизонтальном монтаже пластины — на 15...30% больше, а в случае чернения — на 15...20% меньше.

### Расчет игольчато-штыревых радиаторов

Игольчато-штыревые радиаторы в соответствии с ОСТ4 ГО.865.000 выпускают с шагом штырей 5, 7 и 9 мм и длиной штырей 12,5; 15; 20 и 38 мм. При принудительном охлаждении можно использовать все типы радиаторов, при естественной конвекции рекомендуется использовать радиаторы с шагом не менее 7 мм, т.к. с меньшим шагом она будет затруднена. Габаритные размеры радиатора  $L$  (высота) и  $B$  (ширина) выбирают по конструктивным соображениям с учетом теплового сопротивления кратными шагу штырьков:

$$L = N\tau; B = n\tau$$

где  $N$  — число штырьков по высоте,

$n$  — число штырьков по ширине,

$\tau$  — шаг штырьков.

Величину, обратную тепловому сопротивлению, называют **тепловой проводимостью**.

Проводимость заготовки игольчато-штыревого радиатора по [44] определяют по формуле:

$$\frac{1}{R_3} = n \frac{1}{R} + \frac{1}{R_5}, \quad (6.18)$$

где величину  $1/R$  — проводимость элементарной однорядной вертикальной полоски — определяют из графиков рис. 6.2 (для одностороннего радиатора) или рис. 6.3 (для двухстороннего),  $1/R_5$  — проводимость боковой стороны заготовки.

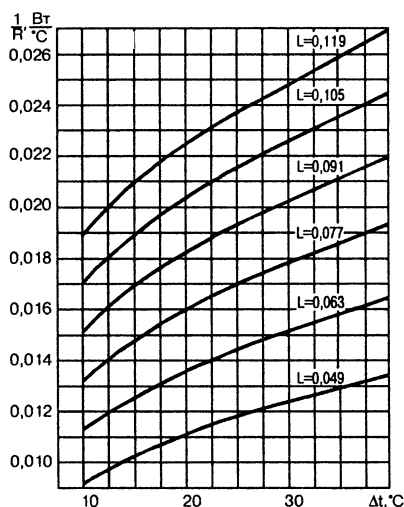


Рис. 6.2. Проводимость элементарной однорядной вертикальной полоски одностороннего радиатора

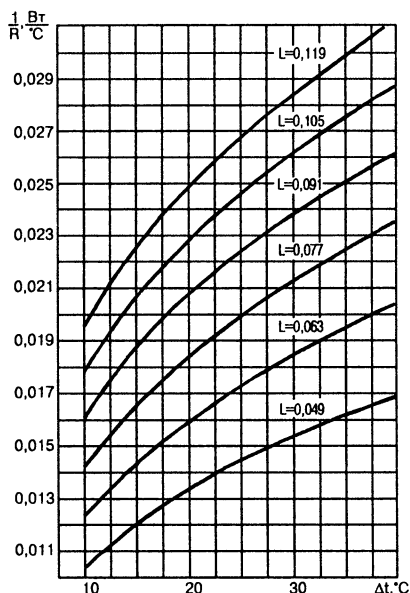


Рис. 6.3. Проводимость элементарной однорядной вертикальной полоски двухстороннего радиатора

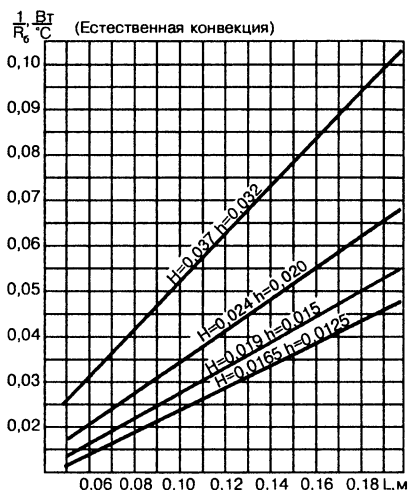
На рис. 6.4 и 6.5 изображены графики тепловой проводимости боковых частей заготовок, соответственно, односторонних и двухсторонних радиаторов.

Если прибор (транзистор, диод и т.п.) устанавливается на односторонний радиатор с неоребренной стороны, то в этом случае тепловое сопротивление радиатора  $R_{PC}$  равно тепловому сопротивлению заготовки  $R_3$ .

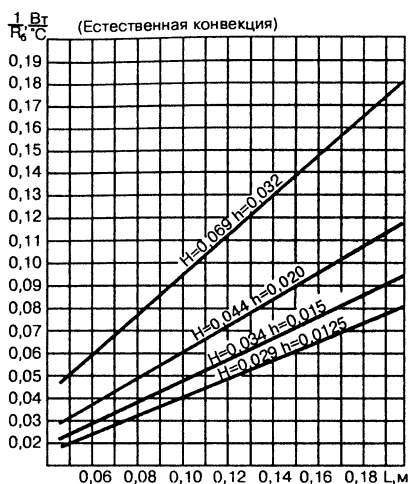
Проводимость радиатора с учетом поправки на выборку под прибор:

$$\frac{1}{R_{PC}} = \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_{ВЫБ}} = n \frac{1}{R} + \frac{1}{R_5} - k \frac{1}{R_0}, \quad (6.19)$$

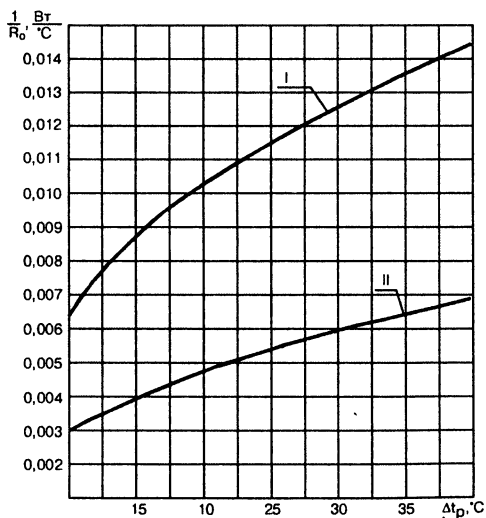
где  $k$  и  $1/R_0$  выбираются из графика на рис. 6.6.



**Рис. 6.4.** График тепловой проводимости боковых частей заготовок односторонних радиаторов



**Рис. 6.5.** График тепловой проводимости боковых частей заготовок двухсторонних радиаторов



$$\frac{1}{R_{\text{выб}}} = K \cdot \frac{1}{R_0}$$

$h, \text{м}$	0,0125	0,015	0,020	0,032
$K$	1	1,2	1,65	2,7

I — для П210 и Д238

II — для всех остальных типов транзисторов

**Рис. 6.6.** График проводимости выборки  $1/R_0$  и поправочного коэффициента  $K$  для некоторых типов полупроводниковых приборов

Приведенные графики рассчитаны для среднего диаметра штырька  $d = 2$  мм, шага 7 мм, толщины основания  $\delta = 4$  мм, температуры окружающей среды  $50^\circ\text{C}$  и приведенного коэффициента черноты  $\epsilon_{\text{пр}} = 0,85$ .

Для выбранных габаритов радиатора  $L$  и  $B$  и рассчитанного перегрева  $\Delta T_{\text{доп}}$  должно выполняться условие:

$$\frac{1}{R_{\text{PC}}} \geq \frac{1}{R_{\text{PC.доп}}} \quad \text{или} \quad R_{\text{PC}} \leq R_{\text{PC доп}}.$$

В случае несоответствия выбирают другие габаритные размеры или конструкцию радиатора и снова определяют тепловое сопротивление радиатора  $R_{\text{PC}}$ .

### Примеры расчета

#### Пример расчета 1

**Дано:** мощность, рассеиваемая предвыходными транзисторами УМЗЧ типа КТ816, КТ817 равна 3 Вт. Из табл. 6.5:  $T_{\text{п макс}} = 125^\circ\text{C}$ ,  $R_{\text{ПК}} = 1,8^\circ\text{C/Вт}$ ,  $R_{\text{КР}} = 2,2^\circ\text{C/Вт}$ . Рассчитать радиатор из пластины толщиной 5 мм.

#### Решение.

Выберем крепление транзисторов прижимом на винтах с пастой. Тогда, в соответствии с табл. 6.3:  $R_{\text{КР}} = 2,2 \cdot 0,5 = 1,1^\circ\text{C/Вт}$ , т.к.  $k = 0,5$ .

Тепловое сопротивление переход-радиатор  $R_{\text{ПР}} = R_{\text{ПК}} + R_{\text{КР}} = 1,8 + 1,1 = 2,9^\circ\text{C/Вт}$ .

Предельно допустимая температура радиаторов по формуле (6.10):

$$\begin{aligned} T_{\text{Р-МАХ}} &= T_{\text{П-МАХ}} - P_{\text{МАХ1}} \cdot R_{\text{ПР}} = T_{\text{П МАХ}} - P_{\text{МАХ1}} \cdot (R_{\text{ПК}} + R_{\text{КР}}) = \\ &= 125 - 3 \cdot 2,9 \approx 116^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Допустимый перегрев радиатора:

$$\Delta T = T_{\text{Р МАХ}} - T_{\text{C}} = 116 - 50 = 66^\circ\text{C}.$$

Из соображений надежности выберем  $\Delta T = 50^\circ\text{C}$ .

Рассеиваемая радиатором мощность по формуле (6.16):  $P = \Delta T / R_{\text{PC}}$ . Откуда  $R_{\text{PC}} = \Delta T / P = 50 / 3 = 16,6^\circ\text{C/Вт}$ .

Тепловое сопротивление равностороннего радиатора из пластины по формуле (6.17):

$$R_{\text{PC}} = R_1 + R_2 = 16,6^\circ\text{C/Вт},$$

где  $R_1 = 475 / 0,94S$  для вертикальной установки радиатора;

$$R_2 \approx 0,25/d = 0,25/0,5 = 0,5^\circ\text{C/Вт}.$$

Откуда площадь радиатора  $S$  равна:

$$S = 475 / 0,94 \cdot (16,6 - 0,5) = 31,4 \text{ см}^2.$$

Для уменьшения габаритов радиатора выберем способ обработки пластины — чернение. Тогда площадь пластины можно уменьшить на 20%, т.е.  $S = 0,8 \cdot 31,4 = 25,12 \text{ см}^2$ .

Для упрощения пренебрежем площадью торцевых поверхностей. Тогда размеры пластины при двухстороннем охлаждении равны:

$$a = b = \sqrt{\frac{25,12}{2}} = 3,54 \text{ см.}$$

### **Пример расчета 2**

**Дано:** имеется двухсторонний игольчато-штыревой радиатор с внешними размерами 84×53 мм, длина штырей 15 мм, шаг 7 мм.

**Определить:** рассеиваемую радиатором мощность при перегреве его на 40°C; предельно-допустимую мощность транзистора типа КТ818 в пластмассовом корпусе, установленного на такой радиатор.

**Решение.**

Проводимость радиатора по формуле (6.19):

$$\frac{1}{R_{PC}} = \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_{БЫБ}} = n \frac{1}{R} + \frac{1}{R_Б} - k \frac{1}{R_0} =$$

$$= 0,017 \cdot 12 + 0,04 - 1,2 \cdot 0,006 = 0,237 \text{ Вт/}^\circ\text{C},$$

где: по графику рис. 6.3 для перегрева  $\Delta T = 40^\circ\text{C}$  значение

$$1/R = 0,017 \text{ Вт/}^\circ\text{C};$$

по графику рис. 6.5 значение

$$1/R_Б = 0,04 \text{ Вт/}^\circ\text{C};$$

по графику и таблице на рис. 6.6

$$1/R_0 = 0,006 \text{ Вт/}^\circ\text{C}; k = 1,2.$$

Откуда  $R_{PC} = 1/0,237 = 4,2^\circ\text{C/Вт}$ .

Рассеиваемая радиатором мощность по формуле (6.4):

$$P_{PC} = \Delta T/R_{PC} = 40/4,2 \approx 9,5 \text{ Вт.}$$

Суммарное тепловое сопротивление по формуле (6.5):

$$2SR_{PC} = R_{ПК} + R_{КР} + R_{PC} = 1,67 + 0,5 + 4,2 = 6,37^\circ\text{C/Вт},$$

где значения  $R_{ПК}$  и  $R_{КР}$  из табл. 6.5.

Распределение нагрева пропорционально тепловым сопротивлениям (аналогично напряжению в цепи постоянного тока).

Температура корпуса транзистора равна:

$$T_K = T_C + P_T \cdot (R_{PC} + R_{КР}) = 50 + 9,5 \cdot (4,2 + 0,5) = 50 + 45 = 95^\circ\text{C}.$$

Снижение предельно допустимой мощности транзистора составляет  $0,6 \text{ Вт/}^\circ\text{C}$  (см. примечание после табл. 6.5) и равно:  $(95 - 25) \cdot 0,6 = 42 \text{ Вт}$ .

Предельно допустимая рассеиваемая мощность транзистора:  $P_{\text{MAXI}} = 60 - 42 = 18 \text{ Вт}$ , что больше мощности, рассеиваемой радиатором  $P_{\text{PC}} = 9,5 \text{ Вт}$ .

При КПД  $\approx 50\%$  рассеиваемая мощность каждым плечом усилителя примерно равна  $1/2$  выходной мощности.

**Вывод:** с учетом индуктивного характера нагрузки, когда наибольшие токи в нагрузке приходится на нулевое напряжение на выходе, т.е. при наибольших напряжениях на эмиттерно-коллекторных переходах транзисторов, такой радиатор можно использовать для охлаждения выходных транзисторов УМЗЧ, работающего в классе АВ с выходной мощностью до  $20 \text{ Вт}$ .

### *Пример расчета 3*

Необходимо рассчитать радиаторы, служащие боковыми стенками корпуса стереофонического усилителя класса АВ с выходной мощностью  $60 \text{ Вт}$  на транзисторах КТ825, КТ827.

По табл. 6.5:  $P_{\text{MAX}} = 125 \text{ Вт}$ ,  $T_{\text{II MAX}} = 175^\circ\text{C}$ ,  $R_{\text{ПК}} = 1,2^\circ\text{C/Вт}$ ; по табл. 6.2:  $R_{\text{KP}} = 0,35^\circ\text{C/Вт}$  (с прокладкой  $\delta = 50 \text{ мкм}$  и с пастой).

**Решение.**

При КПД  $= 50\%$  и с учетом реактивного характера нагрузки примем мощность, рассеиваемую транзисторами, равной выходной мощности. Отсюда мощность, рассеиваемая радиатором, равна  $60 \text{ Вт}$ , а каждым транзистором —  $30 \text{ Вт}$ .

Допустимая температура радиатора по формуле (6.10):

$$T_{\text{P MAX}} = T_{\text{II MAX}} - P \cdot (R_{\text{ПК}} + R_{\text{KP}}) = 175 - 30 \cdot (1,2 + 0,35) = 128,5^\circ\text{C}.$$

Допустимый перегрев радиатора:

$$\Delta T = T_{\text{P MAX}} - T_{\text{C}} = 128,5 - 50 = 78,5^\circ\text{C}.$$

Выберем максимальный перегрев радиатора по графику рис. 6.3:  $\Delta T = 40^\circ\text{C}$ . При такой температуре радиатора температура корпусов транзисторов:

$$T_{\text{KI}} = T_{\text{P}} + P \cdot R_{\text{KP}} = 90 + 30 \cdot 0,35 = 100,5^\circ\text{C}.$$

Допустимая рассеиваемая мощность транзисторов при таком перегреве по (6.9):

$P_{\text{MAXI}} = (T_{\text{II MAX}} - T_{\text{KI}})/R_{\text{ПК}} = (175 - 100,5)/1,2 = 74,5/1,2 = 62 \text{ Вт}$ , что превышает необходимую ( $30 \text{ Вт}$ ) более, чем в 2 раза.

Необходимая проводимость радиатора при перегреве  $40^\circ\text{C}$  и рассеиваемой мощности  $60 \text{ Вт}$  равна:

$$1/R_{\text{PC}} = P_{\text{MAX}}/\Delta T = 60/40 = 1,5 \text{ Вт/}^\circ\text{C}.$$

Из конструктивных соображений выберем высоту радиатора равной 100 мм.

Проводимость элемента заготовки такого радиатора из графика рис. 6.3:

$$1/R = 0,029 \text{ Вт/}^\circ\text{С.}$$

Проводимость боковых стенок из графика рис. 6.5:

$$1/R_b = 0,05 \text{ Вт/}^\circ\text{С.}$$

Уменьшение проводимости радиатора из-за выборки под установку одного транзистора по графику и таблице на рис. 6.6:  $1/R_{\text{выб}} = 1,2 \cdot 0,007 = 0,0084 \text{ Вт/}^\circ\text{С.}$  Для двух выборок под два транзистора —  $0,0168 \text{ Вт/}^\circ\text{С.}$

Проводимость радиатора по формуле (6.19):

$$\frac{1}{R_{\text{PC}}} = \frac{1}{R_3} - \frac{1}{R_{\text{выб}}} = n \frac{1}{R} + \frac{1}{R_b} - k \frac{1}{R_0}.$$

Подставив в формулу найденные значения, получим:

$$1,5 = 0,029 \cdot n + 0,05 - 2 \cdot 0,0084.$$

Откуда:

$$n = (1,5 - 0,05 + 0,0168) / 0,029 = (1,5 - 0,0332) / 0,029 = 50.$$

Ширина радиатора равна:  $B = n \cdot \tau = 50 \cdot 7 = 350 \text{ мм.}$

Предположим, что нет возможности найти заготовку для игольчато-штыревого радиатора необходимых размеров, а все корпусные детали уже заготовлены и ничего не остается сделать, как выполнить боковые стенки из сплошной пластины толщиной 1 см таких же габаритов  $35 \times 10 \text{ см.}$  Тогда по формуле (6.17) ее тепловое сопротивление при одностороннем охлаждении равно:

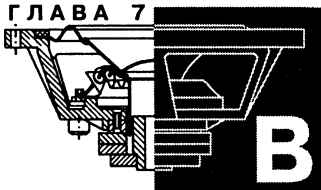
$$R_{\text{PC}} = \frac{1 + \left(\frac{a}{b}\right)^2}{2 \frac{a}{b}} \cdot R_1 + R_2 = \frac{1 + \left(\frac{35}{10}\right)^2}{2 \frac{35}{10}} \cdot \frac{475}{0,94 \cdot 35 \cdot 10} + \frac{0,25}{1} = 1,694 \text{ }^\circ\text{С/Вт.}$$

Выберем вид обработки боковых стенок — чернение. Тогда их тепловое сопротивление будет на 20% меньше, т.е.  $1,694 \cdot 0,8 = 1,355 \text{ }^\circ\text{С/Вт.}$  По формуле (6.16) определим перегрев радиатора при рассеиваемой мощности 60 Вт:

$$\Delta T = 60 \cdot 1,355 = 81,3^\circ\text{С},$$

что несколько больше допустимого перегрева  $78,5^\circ\text{С,}$  найденного ранее. С целью увеличения эффективной площади поверхности радиаторов, а также из соображений дизайна в боковых стенках можно профрезеровать горизонтальные пазы глубиной 5...6 мм.





# В

## ыключатель сети с режимом SLEEP и защитой АС

В настоящее время почти вся аудиоаппаратура оснащается выключателями с автоматическим отключением. Принципы работы таких выключателей могут быть самыми разными. Например, в телевизионных приемниках автоматические выключатели срабатывают по пропаданию несущей. Магнитолы и бумбоксы, как правило, снабжают программируемым таймером до 30 минут с полным автостопом.

Ни один аудиокomплекс не обходится без УМЗЧ, к которому подключены такие источники сигнала, как магнитофон, тюнер, различные проигрыватели, и т.п. Поэтому, с целью упрощения коммутации всей аппаратуры комплекса, целесообразно иметь на задней стенке УМЗЧ как минимум две-три розетки, подключаемых через его выключатель. В этом случае автоматически подключаются и отключаются все потребители.

В бестрансформаторных блоках питания УМЗЧ сетевой выпрямитель (СВ) нагружен на конденсатор до 220 мкФ и более, что вызывает необходимость установки в цепи его заряда токоограничительного резистора не менее 6,2 Ом, что снижает КПД. Один из путей повышения КПД СВ до уровня 0,97...0,98 является шунтирование токоограничительного резистора с помощью реле, тиристора или транзистора после заряда конденсатора СВ и запуска преобразователя.

## 7.1. Выключатель сети

Схема предлагаемого выключателя показана на рис. 7.1.

В качестве электронного ключа применен симистор. Схема работает следующим образом. При кратковременном нажатии переключателя S2 (П2К без фиксации) вторая группа его контактов шунтирует симистор VS1 через токоограничительный резистор R15. Как только преобразователь запустится и во вторичных цепях появится напряжение, переключатель и резистор блокируются симистором, который



При обычной работе с выхода коммутатора входов через конденсатор C1 на вход детектора на транзисторе VT1 поступает звуковой сигнал одного из каналов. При переходе в режим SLEEP (размыкании внешнего переключателя) конденсатор C2 с одной стороны заряжается через резистор R5, с другой, при наличии сигнала на входе, поддерживается в разряженном состоянии транзистором VT1. Делиитель R2, R3 обеспечивает необходимый порог чувствительности 0,3...0,4 В. В случае отсутствия входного сигнала конденсатор C2 заряжается через резистор R5 и как только напряжение на нем достигнет уровня лог. 1, триггер опрокинется. Постоянная времени цепи R5, C2 с указанными на схеме номиналами обеспечивает поддержание УМЗЧ во включенном состоянии около 5 минут.

Вторую половину триггера можно использовать для включения/выключения тонкомпенсации или любого другого режима усилителя, где используются электронные коммутаторы, оптоэлектронные или электромеханические реле.

Слабое место как симисторов так и тиристоров — самопроизвольное включение при скачкообразном нарастании на них напряжения. Для уменьшения этой вероятности предназначен конденсатор С7, который уменьшает скорость нарастания напряжения на симисторе в момент включения вилки в розетку сети.

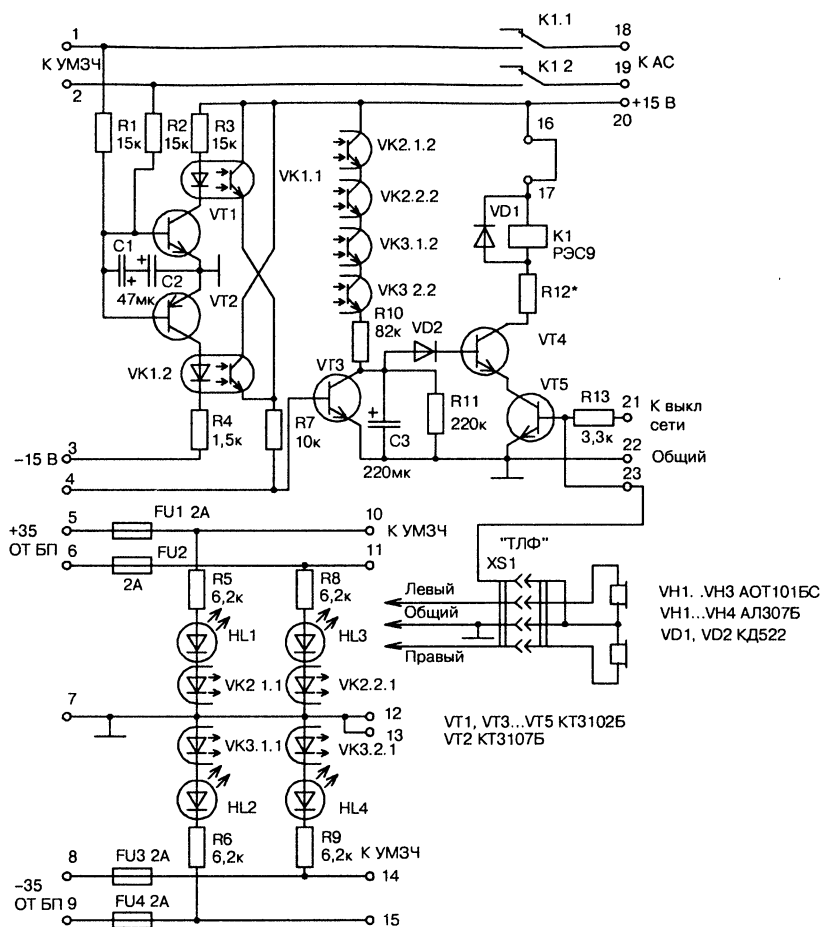
В качестве симистора можно применить симистор типа ТС106-10 класса 3 и выше, а также ТС112-10, ТС112-16, КУ208Г. При отсутствии указанных симисторов, с некоторым усложнением схемы, можно использовать тиристоры КУ202Н, Т112-10, Т112-16. Подобные схемы с тиристором в диагонали моста неоднократно публиковались на страницах журнала «Радио». Резистор R15 желательно применить проволочный типа С5-5, С5-25, С5-17В, С5-37 или С5-42 мощностью 3...5 Вт. В крайнем случае, можно использовать резистор типа МЛТ-2. Переключатель S1 типа ПКн-61-2 с фиксацией, S2 — типа П2К без фиксации. Конденсатор С7 типа К73-17 на напряжение 630 В.

При отсутствии оптопар и симисторов можно использовать обычное реле с напряжением коммутации не менее 220 В и током нагрузки не менее 2 А.

## 7.2. Защита АС

Как при включении, так и при выключении питания практически все УМЗЧ, пожалуй, за исключением усилителей с незаземленной средней точкой, имеют переходные процессы, приводящие к «хлопкам» в АС. Поэтому при включении питания целесообразно подключать АС к выходу УМЗЧ с некоторой задержкой, а при выключении — мгновенно отключать. Кроме того, устройство подключения АС должно нести и такие защитные функции, как отключение АС при появлении постоянной составляющей на выходе УМЗЧ, так и неподключение (мгновенное отключение) при перегорании одного или нескольких предохранителей источника питания. Для этой цели предназначено устройство, схема которого показана на рис. 7.2. В основу разработки положена схема, приведенная в [45]. Схема доработана транзисторным ключом на транзисторе VT5 и дополнительными оптопарами VK2, VK3 контроля напряжений питания. Светодиоды HL1...HL4 служат для индикации исправности предохранителей.

Устройство работает следующим образом. В момент включения питания конденсатор С3 разряжен, диод VD2 и транзистор VT4 закрыты. С появлением вторичных напряжений сигнал лог. 1 с эмиттера



**Рис. 7.2.** Схема защиты АС от переходных процессов УМЗЧ и от постоянной составляющей

транзистора VT2 (рис. 7.1) поступает через резистор R13 в базу транзистора VT5 и открывает его. Оптопары VK2, VK3 открываются и через их транзисторы и резистор R10 заряжается конденсатор C3. Как только напряжение на нем достигнет порога открывания транзистора VT4 (около 2 В) включится реле K1 и подключит АС к УМЗЧ. Время задержки зависит от постоянной времени цепи R10, C3 и с указанными на схеме номиналами составляет около 5 секунд. В случае отсутствия одного или нескольких питающих напряжений последовательная цепь транзисторов оптопар разомкнута, что блокирует включение реле. При нормальной работе УМЗЧ, благодаря интегрирующим цепям R1,

C1, C2 и R2, C1, C2 на базах транзисторов VT1, VT2 поддерживается напряжение, близкое к нулю. При этом транзисторы VT1, VT2 и оптопары VK1.1, VK1.2 закрыты, закрыт и транзистор VT3. С появлением постоянной составляющей сигнала в одном из каналов, в зависимости от знака, откроется первый или второй входной транзистор, который откроет оптопару и через резистор R7 — транзистор VT3. Транзистор VT4 выключится и реле обесточится.

Вход 23 можно использовать для автоматического отключения АС при подключении наушников. Для этого достаточно иметь в вилке (например, типа ОНЦ) один свободный контакт, который необходимо соединить с общим проводом, а одноименный контакт розетки соединить с контактом 23 платы.

### Конструкция и детали

Возможный вариант печатной платы схемы защиты АС показан на рис. 7.3 (70×80 мм), расположение элементов — на рис. 7.4. Плата рассчитана на установку специальных держателей предохранителей для печатного монтажа.

Транзисторы VT4, VT5 при использовании указанного реле типа РЭС9 с током включения 30 мА должны быть с коэффициентом передачи тока не менее 200. При этом падение напряжения на ключах не превышает 0,3...0,4 В. Плата рассчитана на отдельные выпря-

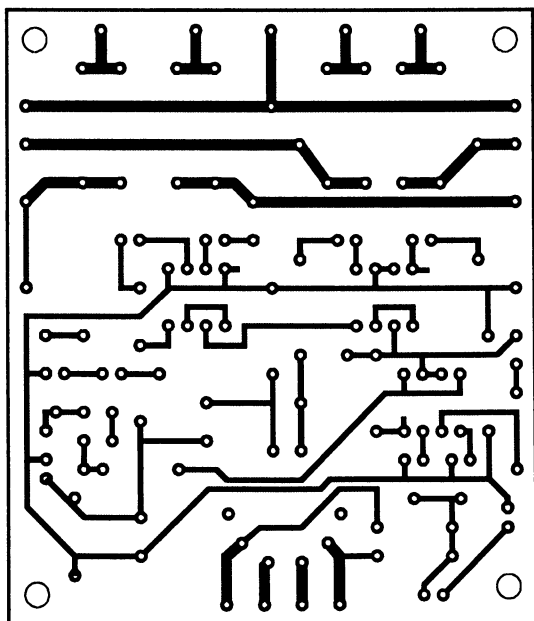
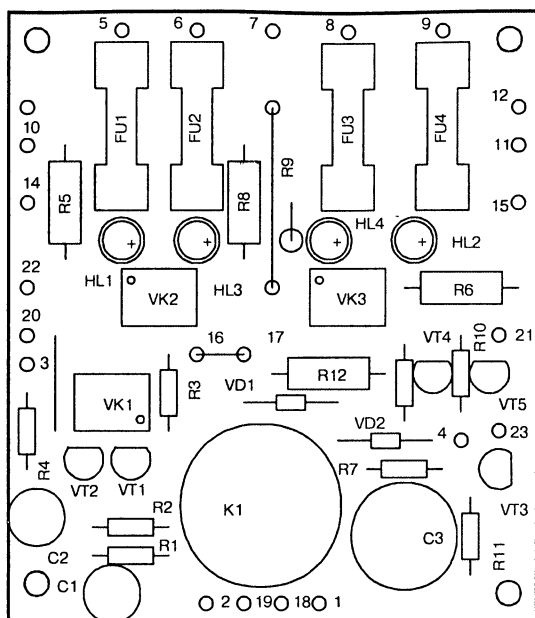


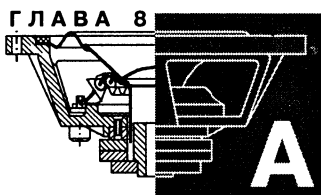
Рис. 7.3. Печатная плата устройства защиты АС



**Рис. 7.4.** Сборочный чертёж устройства защиты АС

мители БП, в случае общего источника питания для обоих каналов входы необходимо объединить. Вместо РЭС9 лучше использовать реле с большими значениями максимально допустимых токов контактов, например, РЭС6, РЭС22, РЭС32, РСМ1 с соответствующим паспортом. При отсутствии оптопар АОТ101БС в качестве оптопар VK1...VK3 можно использовать диодные оптопары типа АОД101Б, АОД101Г. В этом случае печатную плату придется переработать.

Резистор R12 предназначен для подбора оптимального тока срабатывания реле. Питание реле может быть и от источника с другим (больше или меньше) выходным напряжением в зависимости от имеющихся в наличии реле.



# Акустическая система (АС)

Громкоговоритель, или как его еще называют акустическая система, предназначен для преобразования электрических колебаний в звуковые и, в простейшем случае, состоит из корпуса и динамической головки (однополосная система), а в случае 2-х и более полосной системы, предназначенной для работы от одного усилителя, содержит еще и кроссовер (разделительный фильтр). Многие современные АС, во избежание циркуляции токов, имеют отдельные платы кроссоверов для каждой полосы и отдельные пары клемм для подключения к УМЗЧ отдельными проводами (bi-wiring или tri-wiring для 2- и 3-полосных АС, соответственно).

## 8.1. Технические характеристики

В рекламных проспектах, как правило, указывают следующие основные параметры АС:

- ♦ электрическая мощность (Power handling);
- ♦ эффективный рабочий диапазон частот (Frequency response);
- ♦ номинальное сопротивление (impedance);
- ♦ характеристическая чувствительность (Sensitivity, Efficiency).

Причем не всегда указывают, какая мощность фигурирует в описании. Стандартами и рекомендациями МЭК оговорены следующие виды мощностей:

- ♦ максимальная (предельная) шумовая (паспортная) мощность (power handling capacity), характеризующая устойчивость АС к тепловым и механическим повреждениям при длительной (в течение 100 ч) работе с шумовым сигналом типа «розовый шум», спектр которого приближается к спектру реальных музыкальных сигналов;

- ♦ максимальная (предельная) синусоидальная мощность (rated maximum sinusoidal power) — мощность синусоидального сигнала той или иной частоты, при подаче которой на АС она может работать без повреждений в течение 1 ч;
- ♦ максимальная (предельная) долговременная мощность (long-term maximum input power) — электрическая мощность шумового сигнала, при которой АС может работать без повреждений в течение 1 мин, при десятикратных испытаниях с интервалом 2 мин;
- ♦ максимальная (предельная) кратковременная шумовая мощность (short-term maximum input power) — электрическая мощность шумового сигнала, при которой АС может работать без повреждений в течение 1 с, при шестидесятикратных испытаниях с интервалом 1 мин.

Многие фирмы в рекламных целях приводят значение «музыкальной» (пиковой) мощности (P.M.P.O — peak music power output), которая определяется по немецкому стандарту DIN 45500, в соответствии с которым на АС подается кратковременный сигнал (2 с  $\pm 50$  мс) частотой ниже 250 Гц такой мощности, при которой нет заметных на слух искажений. Эта мощность, как правило, превышает максимальную синусоидальную в десять и более раз.

Электрическую мощность потребители считают одной из главных характеристик АС, отвечающей за качество и громкость звучания. На самом деле создаваемое системой максимальное звуковое давление в большей степени зависит от ее характеристической чувствительности.

Характеристическая чувствительность (или попросту — отдача) — среднее звуковое давление, развиваемое АС на рабочей оси на расстоянии 1 м при подводимой к ней мощности 1 Вт в определенной полосе частот. АС с чувствительностью на 3 дБ/Вт<sup>1/2</sup> · м выше (в 1,4 раза) требует в 2 раза меньшей подводимой мощности для получения одинаковой громкости звучания. Различие АС по чувствительности в 6 дБ/Вт<sup>1/2</sup> · м требует разной мощности в 4 раза!

Нижняя воспроизводимая частота современных АС, в зависимости от класса, лежит в пределах 20...50 Гц, верхняя, как правило, не ниже 20...45 кГц, в ряде зарубежных АС Tehnics достигает 70 кГц, а в последних разработках фирмы SONY — 100 кГц. Реже указывают такие параметры АЧХ, как ее неравномерность и спад на краях диапазона.

Номинальное электрическое сопротивление  $R_{ном}$  — активное сопротивление, которым можно заменить АС при определении подводимой к ней электрической мощности. Величина номинального электрического сопротивления обычно определяется минимальным значением модуля полного электрического сопротивления АС в диапазоне частот выше частоты основного резонанса и представляет отношение напряжения на входе громкоговорителя к току, протекающему в нем. Редко указывают минимальное и максимальное отклоне-



ние входного сопротивления. В полосе воспроизводимых частот входное сопротивление громкоговорителя в зависимости от акустического оформления, количества полос и добротности головок может иметь от одного до трех всплесков сопротивления до 40 Ом и более (в отдельных случаях до 100 Ом). Отсюда и неприятный момент, с которым сталкиваются аудиолюбители, когда «западают» на лампу — это чувствительность усилителя к капризам импеданса акустики.

Часто вне поля зрения оказывается характеристика направленности АС (Directivity, radiation pattern), а ведь именно от нее во многом зависит передача пространственной атмосферы. При узкой диаграмме направленности звук сильно «привязан» к АС. Характеристика направленности АС — АЧХ по звуковому давлению, измеренная под углами до  $\pm 60^\circ$  ( $\pm 90^\circ$ ) в горизонтальной плоскости и до  $\pm (5...10)^\circ$  в вертикальной плоскости.

Не всегда указывают и коэффициент нелинейных искажений (Distortion, Total Harmonic, Т.Н.Д), а также интермодуляционных.

Гармонические искажения АС определяются суммарным характеристическим коэффициентом гармоник на заданной частоте  $f_i$  или в полосе частот по формуле:

$$K_r^i = K_r \cdot \frac{p_i}{p}, \quad (8.1)$$

где  $K_r$  — полный коэффициент гармонических искажений;

$p_i$  — давление, развиваемое АС на частоте  $f_i$ , Па;

$p$  — среднее звуковое давление, развиваемое АС в заданном диапазоне частот, Па.

Не менее важное влияние на качество звучания оказывают переходные характеристики и групповое время задержки (ГВЗ), которое характеризует наклон фазовой характеристики:  $t_{ГВЗ} = \Delta\phi/\Delta f$ . Чем прямее кривая ФЧХ, тем стабильнее ГВЗ во всем диапазоне частот.

Преобразование одного вида энергии в другой, в частности, электрической в акустическую, практически не происходит без искажений. Основными видами искажений являются: амплитудно-частотные (АЧИ), фазочастотные (ФЧИ), нелинейные (НИ), интермодуляционные (ИИ) и переходные искажения (ПИ). Первые два вида искажений относят к линейным.

Принято считать, что качество звучания громкоговорителя почти целиком определяется его АЧХ по звуковому давлению, ее неравномерностью в диапазоне воспроизводимых частот и коэффициентом гармоник.

Во-первых, АЧХ снимается на оси громкоговорителя и не несет информации о направленности излучения, а ведь именно направленность излучения во многом отвечает за объемность и целостность звукового образа.

Во-вторых, одной цифрой невозможно оценить характер поведения нелинейных искажений во всем диапазоне частот и во всем динамическом диапазоне.

В третьих, основные искажения проявляются не на стационарном синусоидальном сигнале, а на сложном, где в большей степени проявляются переходные характеристики АС.

Более полную информацию об акустике дают объемные трехмерные графики следующих характеристик:

- ♦ частотно-угловая, где по оси  $X$  отражена частота, Гц; по оси  $Y$  — звуковое давление, дБ; по оси  $Z$  — угол от 0 до  $\pm 90^\circ$  от оси громкоговорителя;
- ♦ частотно-переходная, где по оси  $X$  отражена частота, Гц; по оси  $Y$  — амплитуда призвука, дБ; по оси  $Z$  — длительность призвука от 0 до 4 мс;
- ♦ зависимость нелинейных искажений от частоты и уровня подводимой мощности, где по оси  $X$  отражена частота, Гц; по оси  $Y$  — коэффициент гармоник, %; по оси  $Z$  — мощность.

Но даже такой график нелинейных искажений не дает полную картину, т.к. не несет информации о спектре излучаемых гармоник на каждой частоте в отдельности.

Подводя обзор характеристик, можно выделить следующие основные параметры АС в порядке значимости, влияющие на качество звучания:

- ♦ тембральные и пространственные характеристики;
- ♦ отсутствие резонансов, призвуков;
- ♦ динамический диапазон (микро- и макродинамика).

## 8.2. Виды искажений

Остановимся более подробно на основных видах искажений и их причинах.

### Амплитудно-частотные искажения (АЧИ)

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) звукового давления — графическая или численная зависимость звукового давления от частоты. АЧХ громкоговорителей снимают в условиях свободного поля на расстоянии 1 метр от рабочего центра при подаче синусоидального сигнала напряжением 2 В ( $U_M = 2,83$  В).

Диапазон воспроизводимых частот — диапазон, в пределах которого частотная характеристика звукового давления АС не выходит за пределы заданного поля допусков ( $-10$  дБ в области нижних частот и  $-6$  дБ в области верхних частот).

Неравномерность частотной характеристики звукового давления — разность максимального и минимального значений уровней звукового давления в децибелах (отношение максимального звукового давления к минимальному). Неравномерность в полосе от  $f_H$  до  $1,5 \cdot f_H$  не более 10 дБ и от  $0,66 \cdot f_B$  до  $f_B$  не более 6 дБ, в остальной части — не более 2 дБ. Пики и провалы частотной характеристики уже  $1/8$  октавы не учитываются.

АЧИ хорошо видны на АЧХ громкоговорителя. Основные причины — частотные зависимости сопротивления излучения и механических сопротивлений элементов и их комбинаций, а также зависимость от частоты электрического входного сопротивления преобразователя. АЧХ головки в «открытом» оформлении спадает в области НЧ с крутизной 6 дБ/окт, что эквивалентно фильтру первого порядка.

Слух наиболее сильно реагирует на неравномерность АЧХ в области 1...4 кГц (область наибольшей чувствительности). По утверждению «слухачей», дисбаланс от средних частот к высоким, превышающий 1 дБ, как в пользу высоких частот, так и в пользу средних частот хорошо заметен на слух [46].

Психофизиологические исследования влияния направленности на субъективное восприятие показали, что АС, имеющие «хорошую» осевую АЧХ (т.е. с минимальной неравномерностью), но «плохую» характеристику направленности (т.е. узкую, с резкими изменениями ширины при изменении частоты), звучат жестко, утомительно, т.к. стереобраз смещается с изменением спектрального состава сигнала.

Локальные понижения чувствительности (протяженностью меньше половины октавы) редко замечаются слухом при воспроизведении музыкальных фрагментов. Узкие же подъемы АЧХ приводят к ощущению призвука на данной частоте и классифицируются как окрашивание. Хорошо выделяется слухом даже незначительная разность средних чувствительностей в широких частотных диапазонах, таких, например, как области средних и высоких частот. Такой дисбаланс дает ощущение измененного колорита.

Подъем характеристики на низких частотах, особенно, если он сопряжен с лишней добротностью НЧ-головки (после прекращения электрического сигнала диффузор продолжает какое-то время колебаться на своей резонансной частоте), повышает относительную роль басов в спектре акустического сигнала, усугубляя их маскирующее действие на средние частоты. Следует отметить, что воспроизведение звуков нижних частот сильно зависит как от акустического оформления, так и от расположения акустических систем в помещении: от расположения по высоте; от расстояния до стены, углов. Внешняя конфигурация ящика оказывает влияние на АЧХ в области частот до 600...1000 Гц, вследствие эффекта дифракции (огибание волной препятствия). Потери дифракции в свободном пространстве на частотах

50...100 Гц и ниже в результате излучения в пространство  $2\pi$  достигают 6 дБ. Искажения АЧХ различных форм корпусов показаны в [35]. Наиболее благоприятная форма ящика с точки зрения дифракционных искажений — шарообразная, наиболее неблагоприятная — продолговатая (например, в виде трубы), с расположением НЧ-головки в торце. В реальном помещении потери дифракции проявляются в меньшей степени (до 4 дБ) и в значительной степени зависят от расположения в помещении.

Использование активного сабвуфера позволяет сделать бас глубже и мощнее и разгрузить усилители фронтальных АС, что делает звук отчетливее и динамичнее.

АЧХ АС в значительной степени зависит от удачного сопряжения частотных поддиапазонов (бас-середина-верх) с помощью кроссовера: правильность расчета фильтров, сопряжения полос; выравнивание головок по звуковому давлению с помощью аттенюаторов, трансформаторов или автотрансформаторов. Несовершенство динамиков может быть усугублено акустическим оформлением: слабая заглушенность внутреннего объема, высокая изгибная податливость стенок, неправильная настройка фазоинвертора и т.п.

Основные причины этого вида искажений: частотные зависимости сопротивления излучения и механических сопротивлений элементов преобразователей и их комбинаций, а также зависимость от частоты электрического входного сопротивления АС.

Сила взаимодействия переменного тока, протекающего по звуковой катушке, и магнитного поля приводит в осевое колебательное движение катушку и жестко соединенный с нею диффузор. Количественно эта сила (в Ньютонах) равна:

$$F = B \cdot l \cdot I, \quad (8.2)$$

где  $B$  — магнитная индукция в кольцевом зазоре, Тл;

$l$  — длина проводника звуковой катушки, м;

$I$  — сила тока, А.

Как видно из формулы, эта сила пропорциональна току в катушке. А поскольку импеданс громкоговорителя носит индуктивный характер, ток в катушке на фронтах импульсов и обертонов при работе АС от УМЗЧ с выходом по напряжению не повторяет подводимое к головке напряжение (чего не скажешь о ламповых усилителях, работающих с высоким выходным сопротивлением, т.е. по существу с выходом по току). Отсюда, какой бы широкополосный усилитель не был, возникает потребность в компенсации тока на фронтах сигнала с помощью регуляторов тембра, что в свою очередь неизбежно ведет к дополнительным фазовым искажениям и нарушению тонального баланса. Обработка же сигнала с помощью гираторных эквалайзеров приводит к распушенному звучанию, наподобие подвозбуда.

Следует иметь в виду, что входное сопротивление многополосной АС имеет как минимум 2-3 подъема до 20...50 Ом и более. Очевидно, что и падение напряжения на АС при работе от источника с высоким выходным сопротивлением будет повторять характер входного сопротивления и приводить к соответствующему изменению АЧХ воспроизведения. В этом и заключается одна из причин различного звучания ламповых и транзисторных усилителей.

Высокая стабильность входного импеданса АС позволяет ей хорошо работать с любым качественным, как ламповым, так и транзисторным усилителем.

### Фазочастотные искажения

Сущность ФЧИ проявляется в сдвиге фазы между подводимым электрическим напряжением и развиваемым преобразователем звуковым давлением. Наибольшая чувствительность к фазовому сдвигу в звуковом сигнале обнаруживается в полосе частот 200...1600 Гц (т.е. в области наибольшей чувствительности к направленности звука) и составляет 10°...15° (порог). ФЧХ, в зависимости от характеристик разделительных фильтров и самих головок, в звуковом диапазоне может иметь сдвиг фазы почти до 700° (табл. 8.7). Важно, чтобы наклон характеристики имел плавный характер без локальных (в диапазоне 0,5...1 октавы) выбросов, как это имело место в 35АС-1 первых выпусков (рис. 8.1). Явный «выброс» на частоте 5 кГц (около 90° от 3,5 до 7 кГц, т.е. в пределах целой октавы). А также нехороший перегиб на частоте 500 Гц (от 400 до 600 Гц, меньше октавы, и выброс около 40°...45°). Выбросы очевидно на частотах раздела кроссовера.

Основными причинами ФЧИ в АС является сложный диспергирующий характер колебательных процессов в подвижных системах динамических головок (на частоте основного резонанса НЧ-головки опережение по фазе составляет 90°, а уже к частотам 400...700 Гц, в зависимости от конструктивных особенностей конкретной головки, — запаздывание достигает 90°), частотно-зависимые фазовые сдвиги в кроссоверах, а также фазовые сдвиги из-за пространственного расположения динамических головок в корпусе АС. О фазочастотной характеристике однополосного громкоговорителя косвенно можно су-

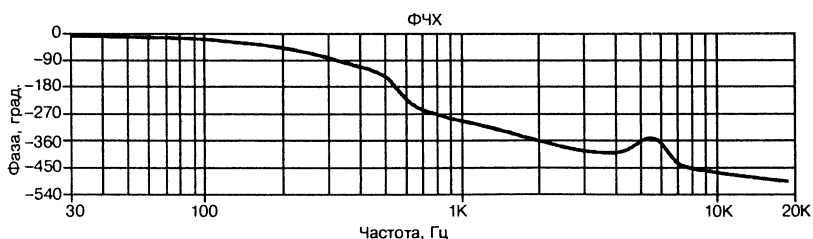


Рис. 8.1. ФЧХ громкоговорителя 35АС-1

доть по зависимости модуля входного сопротивления от частоты. Чем меньше отклонения сопротивления от номинального, тем меньше и дополнительные фазовые сдвиги.

Поскольку любой кроссовер является комбинацией «реактивных» элементов (конденсаторов и катушек индуктивности), он неизбежно приводит к смещению фазы электрического колебания, т.е. вносит фазовые искажения еще до прихода сигнала на динамики АС. Поэтому важно не только иметь ровную АЧХ, но и линейную фазочастотную характеристику (ФЧХ) фильтра. Наиболее линейную ФЧХ имеют фильтры первого порядка. Однако их применение ограничено несовершенством головок — недостаточным запасом по частоте относительно частоты раздела. Конденсаторы лучше использовать полипропиленовые — с малыми диэлектрическими потерями, а индуктивности лучше мотать проводом прямоугольного сечения — меньше межвитковая паразитная емкость. При этом параметры фильтра будут максимально близки к расчетным.

Не следует забывать и о том, что расчетные фазочастотные характеристики кроссовера обеспечиваются при нулевом выходном сопротивлении усилителя. От этого сопротивления зависят и фазовые характеристики головок громкоговорителя. На краях звукового диапазона в большинстве ламповых усилителей из-за разделительного трансформатора происходит спад АЧХ: на высоких частотах из-за индуктивности рассеяния и скин-эффекта, на низких — из-за недостаточной габаритной мощности. Вот еще одна из причин в различии звучания ламповых и транзисторных УМЗЧ.

Однако куда более серьезные искажения сигнала обусловлены нелинейностью электродинамического преобразователя — динамической головки (до 5% и более нелинейные искажения [6] и до 25% интермодуляционные [7]) и его взаимодействия с акустикой помещения.

### **Нелинейные искажения**

Нелинейные искажения проявляются в том, что в излучаемом звуке появляются частоты кратные подводимой частоте (гармоники) или в целое число раз меньше (унтертоны или субгармоники). Основная причина — смещение, скорость и ускорение диффузора не пропорциональны приложенным силам. Заметность гармонических составляющих существенно зависит от их порядка. Заметность гармонических искажений третьего порядка примерно вдвое выше, чем второго, а пятого и других нечетных порядков — в 6...10 раз. Частотная область максимальной чувствительности находится в пределах 1...2 кГц. Гармонические составляющие играют огромную роль в спектре звука любого инструмента, и во многом определяет особенность его звучания. Влияет также и скорость нарастания и спада фронтов сигнала и его гармоник. Одна и та же нота, сыгранная на скрипке, звучит совершенно по-разному при воспроизведении в прямом и обратном направлении.

Нелинейные искажения подразделяются:

- ♦ гармонические низших порядков (второго, третьего);
- ♦ субгармонические и комбинационные субгармонические;
- ♦ гармонические высших порядков;
- ♦ интермодуляционные и частотно-модулированные (эффект Доплера).

**Гармонические искажения** второго и третьего порядков преимущественно зависят от технологии изготовления и конструкции гофрированных подвесов и шайб.

**Субгармонические** искажения возникают в основном из-за «потери динамической устойчивости» диафрагмы, что приводит к появлению изгибных колебаний с частотой  $f_0/n$ , проявляющихся как «призвук» или боковых полос вокруг основной частоты, и субгармонических составляющих, проявляющихся на слух как «дребезг». Повышенные нелинейные (гармонические) искажения могут косвенно отражаться на качестве самых разных аспектов звукового изображения: изменение тембров инструментов, снижение прозрачности, ухудшение локализации, и т.д.

Даже незначительные изменения гармонических составляющих (амплитуды, частоты, фазы) спектра, могут регистрироваться как неясные искажения тембра.

Основные меры борьбы: сдвиг спектра паразитных излучений в ультразвуковую область повышением жесткости диафрагмы, различные меры демпфирования в подвесах и диффузорах. С целью симметрирования распределения индукции в зазоре в современных головках используют специальные конструкции кернов и фланцев, в НЧ-головках используют высоту намотки, в 2...3 раза превышающую высоту зазора. Для уменьшения искажений в виде второй гармоники, обусловленной изменением индуктивности звуковой катушки при перемещении подвижной системы, асимметрией магнитной системы, применяют индуктивно связанные с катушкой коротко-замкнутые витки (обычно медные колпачки толщиной 0,2...0,3 мм по всей длине керна) или слоистые полюсные вставки из магнито-мягкого материала типа Fe-Ni и др. Одним из источников нелинейных искажений может служить нелинейная упругость замкнутого объема воздуха в подколпачковом пространстве. Поэтому ряд головок имеет отверстие в керне.

**Интермодуляционные и частотно-модулированные (ЧМ) искажения.** Особую роль играют искажения взаимной модуляции, неприятной спецификой которых является возникновение в спектре сигнала компонент, с частотой ниже и выше частоты модулирующего колебания (равных сумме и разности подводимых частот). Поэтому при равенстве энергий гармонических и интермодуляционных искажений, последние оказываются заметнее.

В соответствии с определением, данным в рекомендациях МЭК 268-5, «интермодуляционные искажения — это проявление ампли-

тудной нелинейности, выраженное в виде модуляционных продуктов, появляющихся при подаче сигнала, состоящего из сигналов с частотами  $f_1$  и  $f_2$  (где  $f_1 < f_2/8$ ). Количественно интермодуляционные искажения определяются по спектральным компонентам с частотами  $f_2 \pm (n - 1) \cdot f_1$ , где  $n = 2, 3, \dots$ . Существование интермодуляционных искажений явилось одной из причин создания многополосных систем воспроизведения звука.

Основная причина интермодуляционных искажений — нелинейность упругих характеристик подвижных систем. Меры борьбы — создание многополосных систем, использование для изготовления элементов подвижных систем соответствующих материалов, наполнителей и пропиток. Уменьшению нелинейных искажений, в том числе и интермодуляционных, способствует обтекаемая форма корпуса.

Эффект Доплера проявляется в частотной модуляции, возникающей в случае, если источник, излучающий сигнал с частотой  $f_s$ , совершает колебания относительно точки измерения с частотой  $f_p$ , что имеет место при одновременном воспроизведении высокой и низкой частот одним громкоговорителем (т.е. одной динамической головкой).

Основные меры борьбы с ЧМ-искажениями — использование головок в ограниченном диапазоне частот, снижение амплитуд смещения на частоте резонанса (для НЧ-головок с помощью фильтра ВЧ второго порядка, для ВЧ-головок — использованием режекторного фильтра), использование СЧ- и ВЧ-головок в изолированных корпусах.

### Переходные искажения (ПИ)

Реальный звуковой сигнал носит импульсный характер, т.е. представляет собой непрерывный переходный процесс. Хорошая акустическая система должна иметь такие переходные характеристики, которые обеспечивали бы ее способность точно преобразовывать электрический импульс в звуковой, т.е. сохранять форму и продолжительность импульса.

Переходные искажения заключаются в том, что при подведении к преобразователю напряжения развиваемое им звуковое давление, не сразу достигает определенного значения, а нарастает постепенно и не сразу спадает до нуля при выключении подводимого напряжения. Причина ПИ — инерция и упругость элементов преобразователей. Свободная составляющая колебаний подвижной системы головок неизбежно порождает призвук. Заметность этого призвука зависит от его продолжительности — временного интервала, в течение которого амплитуда свободной составляющей колебания уменьшается в 20 раз.

Продолжительность призвука связана с добротностью головки и частотой ее механического резонанса следующим выражением [47]:

$$t_{\pi} = \frac{3 \cdot Q_r}{\pi \cdot f_s} \approx \frac{Q_r}{f_s}.$$



Для СЧ-головок продолжительность призвука не должна быть более 0,2 мс, для НЧ-головок — не более 5 мс.

**Эффект Хааса (Haas).** В случае прихода к ушам 2-х одинаковых звуковых сигналов с временным интервалом между ними 5...40 мс слух воспринимает их как один сигнал, при интервале более 40...50 мс (это значение колеблется у разных авторов от 30 до 300 мс) — раздельно.

Переходные характеристики АС зависят от степени электромеханического демпфирования подвижной системы динамических головок. Демпфирование подразделяют на несколько видов: электрическое, механическое, акустическое. Из них механическое демпфирование обеспечивается за счет трения в подвижной системе. Акустическое демпфирование выполняется заполнением пространства вблизи головки звукопоглощающим материалом — эффективно действует от самых низких звуковых частот до 4...5 кГц. Однако наибольший вклад в демпфирование вносит выходное сопротивление усилителя, особенно транзисторного. Чем меньше выходное сопротивление, тем больше наведенный в катушке ток, а соответственно, и тормозящая сила. Это в значительной степени и определяет разность звучания одной и той же АС с различными усилителями.

Каждый электрический импульс звукового сигнала выводит диффузор динамической головки из положения равновесия, чем вызывает его дополнительные затухающие колебания на частоте механического резонанса. Следовательно, преобразование электрического сигнала в акустический сопровождается специфическими искажениями из-за наложения на звуковой сигнал собственных колебаний диффузора. При колебаниях диффузора в механически связанной с ним звуковой катушке наводится ЭДС, мгновенное значение которой (в вольтах) равно:

$$e = B \cdot l \cdot v, \quad (8.3)$$

где  $B$  — индукция в зазоре магнитной системы головки, Тл;

$l$  — длина провода звуковой катушки, м;

$v$  — мгновенное значение скорости звуковой катушки головки, м/с.

Так как контур замкнут, то в нем наводится ток, мгновенное значение которого (в амперах) равно:

$$i = \frac{e}{R_K + R_{ВЫХ}} = \frac{B \cdot l \cdot v}{R_K + R_{ВЫХ}}, \quad (8.4)$$

где  $R_K$  — сопротивление звуковой катушки, Ом;

$R_{ВЫХ}$  — выходное сопротивление усилителя, Ом.

Так как мгновенное значение тормозящей силы пропорционально мгновенному значению наведенного тока ( $F = B \cdot l \cdot i$ ), то с точки зрения ускорения-успокоения диффузора головки выгодно иметь малое выходное сопротивление усилителя.

В отличие от НЧ-головок, у которых частота резонанса находится внутри воспроизводимого ими диапазона частот, резонансные частоты СЧ- и ВЧ-головок, как правило, лежат ниже воспроизводимого диапазона, и чем ниже, тем лучше. Поэтому при снятии АЧХ громкоговорителя по звуковому давлению (т.е. при плавном изменении частоты сигнала и постоянном его уровне) резонансные свойства СЧ- и ВЧ-головок никак не проявляются и на результирующей АЧХ не отражаются. Реальный звуковой сигнал носит импульсный характер с широким динамическим диапазоном. Поэтому при резком изменении сигнала возникают условия для продолжения колебаний на частоте механического резонанса. Таким образом, резонансные свойства СЧ- и ВЧ-головок, в зависимости от схемы кроссовера и удаления от частоты раздела, могут существенно влиять на качество звуковоспроизведения. Переходные искажения, обусловленные высокой добротностью подвижной системы головки на частоте основного резонанса, особенно заметны на слух на средних частотах. Они приданию звучанию металлический оттенок, лишают его прозрачности.

В СЧ- и ВЧ-головках эффективные меры снижения ПИ следующие:

- увеличение демпфирования в диффузорах (вибропоглощающие покрытия, пропитки, спецматериалы и т.п.);
- увеличение жесткости диффузора правильным выбором формы образующей и распределением толщины диафрагмы.

### 8.3. Акустическое оформление

Акустическое оформление отличается большим разнообразием: щит (акустический экран, Infinity Baffle), открытый ящик (свернутый щит, Free Air), закрытый ящик (Closed Box, Dosed box — прямоугольной формы, трапециевидальной формы, шар, труба, коническая труба, бочкообразной формы, трапециевидальной формы с треугольно-овальным сечением, улитка и т.п.), закрытый ящик с фазоинвертором (ФИ, Vented Box, Ported Box, Bass Reflex), «закрытый» фазоинвертор (Single-Tuned Bandpass Box), двойной «закрытый» фазоинвертор (Parallel Double-Tuned Bandpass Box, Series Double-Tuned Bandpass Box), закрытый ящик с пассивным излучателем (ПИ, Passive Radiator Box), панель акустического сопротивления (ПАС, Aperiodic Membrane), лабиринт, рупор и т.д. С целью расширения направленности СЧ- и ВЧ-головок их располагают диффузором вверх (вниз), а соосно с ними закрепляют отражающие конусы специальной формы. Другой способ расширения диаграммы направленности заключается в установке нескольких ВЧ-головок под углом друг к другу. Для этой же цели применяют акустические линзы, концентраторы и специальные рассеиватели. Иногда для уменьшения габаритов трехполосных АС НЧ-головку устанавливают на широкой задней стенке, при этом переднюю панель выполняют трехгранной, а СЧ- и ВЧ-головки устанавливают на узкой средней

грани. Такое расположение НЧ-головок благоприятно сказывается на уменьшении дифракционных искажений.

Наибольшее распространение получили закрытый ящик, фазоинвертор, закрытый ящик с пассивным излучателем. В последнее время все чаще используют новые разновидности ФИ («закрытый» ФИ и двойной «закрытый» ФИ), а также всенаправленные системы, приближающиеся к точечному источнику звука.

Из-за сложности расчета и конструктивного выполнения наименьшее распространение получили рупорные громкоговорители. Они же, как правило, являются и наиболее громоздкими. По конструктивному исполнению рупорные громкоговорители подразделяются на конические (воронки), гиперболические, параболические и экспоненциальные. Из них экспоненциальные считаются самыми музыкальными.

Для воспроизведения самых низких частот расчетная длина рупора должна составлять около 10 м. Для большей музыкальности внутренние поверхности корпуса покрывают слоем натурального воска. В качестве громкоговорителей хорошо подходят такие широкополосные головки: английские Lowther EX3 или EX4, немецкие типа AER mk1, а также японские типа Fostex чувствительностью 98...102 дБ/Вт<sup>1/2</sup> · м.

### Основные параметры НЧ-головок для расчета акустического оформления

Исходными данными для расчета акустического оформления под имеющуюся в наличии НЧ-головку являются следующие ее параметры:

- ♦ резонансная частота  $f_s$ ;
- ♦ полная добротность  $Q_{TS}$ ;
- ♦ эквивалентный объем головки  $V_{AS}$ .

Если они неизвестны, то их необходимо определить следующим образом. Собирают схему согласно рис. 8.2. Генератор желательно с выходным сопротивлением не более 50 Ом. Сопротивление резистора может быть в пределах 1...2 кОм. Вольтметр высокоомный, входное сопротивление не менее 30 кОм. Головку кладут диффузором вверх на стоящий в середине комнаты табурет. Плавное перестраивая частоту генератора вблизи ожидаемой резонансной частоты  $f_s$  и поддерживая его выходное напряжение постоянным (например, 1 В), определяют частоту резонанса по максимуму напряжения  $U_s$  на головке. При использовании резистора 1 кОм и поддержании напряжения генератора 1 В напряжение на головке в милливольтах примерно равно сопротивлению головки в омах на данной частоте. Затем, увеличивая частоту генератора, по минимуму напряжения на головке находят частоту  $f_{MIN}$  и фиксируют соответствующее ей напряжение  $U_{MIN}$ . После этого, вычислив вспомогательное напря-

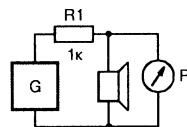
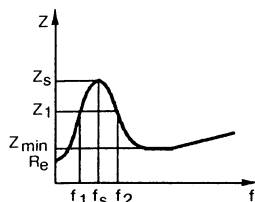


Рис. 8.2. Схема измерения основных параметров электродинамической головки

жение  $U_1 = \sqrt{U_S \cdot U_{MIN}}$ , находят частоты ниже и выше  $f_S$  (на рис. 8.3  $f_1$  и  $f_2$ , соответственно), при которых напряжение на головке равно  $U_1$  и определяют механическую добротность по формуле:

$$Q_{MS} = \frac{f_S \cdot \sqrt{\frac{U_S}{U_{MIN}}}}{f_2 - f_1}. \quad (8.5)$$



**Рис. 8.3.** Зависимость модуля полного сопротивления головки от частоты

Электрическая добротность головки без оформления равна:

$$Q_{ES} = \frac{Q_{MS}}{Z_S - 1}, \quad (8.6)$$

где  $Z_S = (R_E + R_{ES})/R_E = R_S/R_E \approx U_S/U_{MIN}$ ;

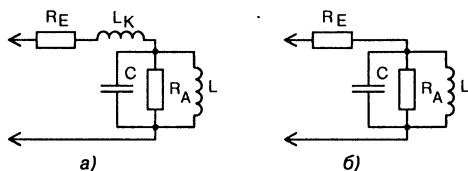
$R_E$  — электрическое сопротивление головки на постоянном токе;

$R_{ES}$  — механическое сопротивление головки на резонансной частоте.

**Примечание редактора.** При определении параметров головки принимается допущение, что головка полностью описывается своей эквивалентной схемой замещения в соответствии с рис. 8.4.а. Здесь  $R_E$  и  $L_K$  — соответственно, сопротивление и индуктивность звуковой катушки головки, емкость  $C$  представляет собой электрический эквивалент массы  $m$  подвижной системы головки, индуктивность  $L$  — электрический эквивалент гибкости  $G$  подвижной системы головки, а  $R_A$  — электрический эквивалент потерь на излучение и трение узла подвеса. Численные значения эквивалентов пересчитаны к электрическому входу головки. В области нижних частот, на которых и определяются параметры головки, влиянием индуктивности  $L_K$  звуковой катушки головки на частотную и временную характеристику можно пренебречь. В результате эквивалентная схема головки упрощается и принимает вид, представленный на рис. 8.4.б. Поэтому  $R_{ES}$  в формуле (8.6) представляет собой электрический эквивалент потерь на излучение и трение узла подвеса и равно  $R_A$  (рис. 8.4). На рис. 8.3 этому сопротивлению соответствует разность  $Z_S - R_E$ .

Полную добротность рассчитывают по формуле:

$$Q_{TS} = \frac{Q_{MS} \cdot Q_{ES}}{Q_{MS} + Q_{ES}}. \quad (8.7)$$



**Рис. 8.4.** Эквивалентная схема головки:

а — полная, б — без учета индуктивности звуковой катушки

Полную добротность можно определить и из кривой полного сопротивления головки (рис. 8.3) по формуле [48]:

$$Q_{TS} = \frac{f_1 \cdot f_s \cdot \sqrt{\frac{Z_{MIN}}{Z_s}}}{f_s^2 - f_1^2} = \frac{f_1 \cdot f_s \cdot \sqrt{\frac{U_{MIN}}{U_s}}}{f_s^2 - f_1^2}. \quad (8.8)$$

Результаты вычислений  $Q_{TS}$  по (8.7) и (8.8) совпадают, однако (8.8) более критична к точности измерений  $f_s$  и  $f_1$ .

Следует иметь в виду, что на электрическую добротность  $Q_{ES}$  влияет электрическое сопротивление дросселя фильтра:

$$Q_{ES}^1 = Q_{ES} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_E}\right), \quad (8.9)$$

где  $R$  — сопротивление дросселя.

Поэтому при расчете АС полную добротность головки необходимо считать с учетом сопротивления дросселя.

Соотношение полных добротностей и резонансных частот головок в закрытом корпусе и без оформления связаны выражением:

$$\frac{Q_{TC}}{Q_{TS}} = \frac{f_c}{f_s} = \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V}} = \sqrt{1 + \frac{G_o}{G_b}} = \sqrt{1 + \frac{S_b}{S_o}}, \quad (8.10)$$

где  $G_o$  и  $G_b$  — гибкость подвижной системы головки и воздуха в ящике, соответственно;

$S_o$  и  $S_b$  — упругость подвижной системы головки и воздуха в ящике, соответственно.

Гибкость подвижной системы головки  $G_o$  (в метрах на Ньютон):

$$G_o = \frac{\delta}{W}, \text{ м/Н,}$$

где  $W$  — вес дополнительного немагнитного груза, положенного на диффузор, Н (обычно в пределах 2...4 Н или 0,2...0,4 кг),

$\delta$  — смещение диффузора в м.

Более точно  $G_o$  можно определить по следующей формуле:

$$G_o = \frac{\left(\frac{f_s}{f_s'}\right)^2 - 1}{(2\pi f_s')^2 \cdot M}, \text{ м/Н,} \quad (8.11)$$

где  $M$  — масса прикрепленного вблизи звуковой катушки груза, кг (обычно пластилин массой 5...10 г);

$f_s'$  — резонансная частота головки с дополнительным грузом, Гц.

Объем ящика  $V$  связан с гибкостью воздуха в нем  $G_B$  и эффективным диаметром диффузора  $D_d$  следующим соотношением:

$$V = 0,875 \cdot G_B \cdot D_d^4, \text{ дм}^3. \quad (8.12)$$

Откуда гибкость воздуха в ящике:

$$G_B = \frac{V}{0,875 \cdot D_d^4}, \text{ м/Н}. \quad (8.13)$$

«Упругость воздуха» и «упругость подвижной системы» являются обратными величинами «гибкости воздуха» и «гибкости подвижной системы» головки, соответственно.

Для определения эквивалентного объема головки последовательно определяют ее резонансную частоту без оформления  $f_s$  и далее резонансную частоту  $f_c$  этой же головки, помещенной в закрытое оформление известного объема  $V$ . Тогда эквивалентный объем  $V_{AS}$  можно определить по формуле:

$$V_{AS} = V \left( \frac{f_c^2}{f_s^2} - 1 \right) = V(t^2 - 1). \quad (8.14)$$

Относительный объем оформления:

$$n = \frac{V_{AS}}{V} = t^2 - 1, \quad (8.15)$$

где  $t = f_c/f_s$  — относительная частота.

Таким образом, зная эквивалентный объем динамической головки и ее резонансную частоту, можно рассчитать резонансную частоту головки  $f_c$  в закрытом оформлении заданного объема  $V$ :

$$f_c = f_s \sqrt{1 + \frac{V_{AS}}{V}} = f_s \sqrt{1 + n} = f_s \frac{Q_{TC}}{Q_{TS}}. \quad (8.16)$$

Из формулы (8.16) вытекает, что частота резонанса головки, установленной в закрытый корпус объемом  $V_{AS}$ , возрастает в 1,41 раза, т.е.  $f_c = 1,41 \cdot f_s$ , а в корпусе вдвое меньше  $V_{AS}$  — в 1,73 раза, и т.д.

**Эквивалентный объем головки  $V_{AS}$**  — такой объем закрытого ящика, гибкость которого  $G_B$  равна гибкости подвижной системы головки  $G_O$ , т.е.  $G_B = G_O$ .

Чем больше гибкость подвеса головки, тем больше эквивалентный объем  $V_{AS}$  и тем больших размеров требуется корпус АС с ФИ.

Параметры наиболее распространенных НЧ-головок производства стран СНГ приведены в табл. 8.1.

Сопротивление звуковой катушки на постоянном токе  $R_E$  примерно на 10...15% меньше номинального сопротивления. Значения параметров головки 35ГДН-1 (25ГД-26Б) приведены из разных источников.

Наименование		Частота резонанса $f_s$ , Гц	Добротность			Эквивалентный объем $V_{\text{экв}}$ , л	Номинальное сопротивление, Ом
Новое	Старое		$Q_{\text{мс}}$	$Q_{\text{сб}}$	$Q_{\text{тс}}$		
10ГДН-1-4	6ГД-6	80 ±20	—	—	1,0 ±0,5	11	4
10ГДШ-1-4	10ГД-36	38	—	—	0,8	60	4
20ГДН-1-8	10ГД-30Г	32 ±8	6,1	—	1,0 ±0,5	60	8
25ГДН-1-4	10ГД-34	80 ±20	—	—	0,45 ±0,1	11	4
25ГДН-3-4	15ГД-14	55 ±10	—	—	0,5 ±0,1	8	4
25ГДН-3-8	15ГД-14	40 ±10	—	—	0,4 ±0,1	30	8
25ГДН-4-4	15ГД-17	38...39	—	—	0,37 ±0,1	26	4
35ГДН-1-4	25ГД-26Б	33 ±1	5,31	0,56	0,503	50,6	4
35ГДН-1-4	25ГД-26Б	30 ±5	4,72	0,38	0,35	30	4
35ГДН-1-8	25ГД-26Б	30 ±5	5,8	0,44	0,4	45	8
35ГДН-1-8	—	30 ±5	—	—	1,0 ±0,5	50,6	8
50ГДН-3-4	—	30 ±3	—	—	0,45 ±0,3	100	4
—	8ГД-1	30	8,95	0,85	0,82	—	8
75ГДН-1-4	30ГД-2	28 ±3	3,25	0,225	0,35 ±0,1	80	4
75ГДН-3-4	30ГД-11	25 ±5	—	—	0,25 ±0,1	100	4
74ГДН-5-4	—	25 ±5	—	—	0,4 ±0,1	80	4
—	50ГД-4	25	—	—	0,3	150	8
—	100ГД-1	12,8	7,08	0,206	0,2	446	8

Для определения подходящего акустического оформления для имеющих в наличии НЧ-головок следует руководствоваться соотношениями:

$$f_s/Q_{\text{тс}} < 50 \text{ — закрытый ящик;}$$

$$f_s/Q_{\text{тс}} > 90 \text{ — фазоинвертор.}$$

Открытое акустическое оформление рекомендуется для головок с  $Q_{\text{тс}} > 1$ .

Для закрытых АС пригодны головки с  $Q_{\text{тс}} < 0,8...1,0$ ; для ФИ (фазоинвертора) — менее 0,6.

Импеданс головки или АС можно измерить и с помощью магазина сопротивлений. В данном случае, подавая сигнал на головку (АС) через магазин сопротивлений и одновременно измеряя напряжение на головке (АС) и на магазине, устанавливают такое сопротивление магазина, при котором напряжения равны (или  $U_{\text{г}} = U_{\text{гех}}/2$ ) — это и есть модуль электрического сопротивления головки на данной частоте.

Характеристику входного сопротивления громкоговорителя можно снять и подавая сигнал от УМЗЧ через сопротивление  $R = 5...10$  Ом. Полное сопротивление рассчитывают по формуле:

$$Z = R \cdot \frac{U_{\text{г}}}{U_{\text{вых}} - U_{\text{г}}}, \text{ Ом,} \quad (8.17)$$

- где  $R$  — сопротивление резистора, включенного последовательно с головкой;  
 $U_r$  — падение напряжения на головке (АС);  
 $U_{вых}$  — выходное напряжение усилителя.

### 8.3.1. Закрытый ящик

Закрытый ящик эквивалентен акустическому ФВЧ второго порядка (крутизна спада в области НЧ — 12 дБ/окт., из них 6 дБ/окт. дает корпус и 6 дБ/окт. — сама НЧ-головка). Потенциал динамической головки в области НЧ используется только на 25...40%. Упругость воздуха, заключенного в закрытом ящике, повышает основную резонансную частоту головки тем больше, чем больше диаметр диффузора головки и меньше объем ящика. Поэтому в таком оформлении желательно использовать головки с диаметром диффузора до 200 мм. Объем закрытого ящика, мало сдвигающего частоту основного резонанса, можно рассчитать по формуле:

$$V = 125 \cdot D_d^2, \text{ см}^3, \quad (8.18)$$

где  $D_d$  — эффективный диаметр диффузора, см (без гофра).

Полная добротность НЧ-головок (с учетом сопротивления индуктивности кроссовера, соединительного кабеля и выходного сопротивления УМЗЧ), предназначенных для закрытых АС, не должна превышать 0,8...1,0. В противном случае она будет раздмпфированной. Минимальная неравномерность АЧХ закрытой АС имеет место при добротности  $Q_{TC} = 1/\sqrt{2} \approx 0,71$ .

Для закрытой АС небольшого объема ( $V_{AS}/V > 4$ ), т.е. «компрессионного» типа, частота резонанса головки  $f_s$  должна быть всегда ниже резонанса в системе  $f_c$  не менее, чем в 2 раза; полная добротность  $Q_{TS}$  также должна быть как минимум в 2 раза ниже добротности головки в системе  $Q_{TC}$  [48]. При этом  $Q_{TC}$  достигает относительно большого значения ( $Q_{TC} = 1...2$ ).

*Преимущество:* более низкая граничная частота на низших частотах.

*Недостаток:* ухудшение переходной характеристики (склонность к колебаниям) и возникающее «подчеркивание» звуков середины диапазона низких частот вследствие небольшого демпфирования.

Довольно часто для получения глубокого баса и выравнивания характеристики используют 2 НЧ-головки, расположенные рядом. Две однотипные головки эквивалентны одной с диаметром в 1,4 раза большим и гибкостью вдвое меньшей. При параллельном соединении, благодаря взаимной связи, резонансные частоты обоих головок сливаются в одну:

$$f = \sqrt{\frac{f_1^2 + f_2^2}{2}}. \quad (8.19)$$



При последовательном соединении этого не происходит, что способствует расширению области низших частот. На самых низших частотах отдача двух головок почти удваивается. При этом звуковое давление (пропорционально квадрату площади диффузора) возрастает в 4 раза.

Иногда для уменьшения четных гармоник одну из спаренных головок устанавливают тыльной стороной наружу. При этом электрически их включают в противофазе. Образование четных гармоник связано с захождением звуковой катушки в области пониженной однородности магнитной индукции в двух крайних точках ее траектории. Включение головок таким образом, в значительной степени компенсирует четные гармоники. Кроме того, установка головок одна над другой в вертикальной плоскости делает более острой направленность в вертикальной плоскости, что способствует минимизации отражений от пола и потолка.

Без заполнения процесс сжатия-расширения воздуха внутри оформления адиабатический, а с заполнением — изотермический, что эквивалентно увеличению объема. Добавляя звукопоглощающий материал, определяют резонансную частоту. Как только частота резонанса перестает снижаться, добавление материала прекращают. Следует иметь в виду, что заполнять объем оформления можно до 60%, выше нецелесообразно.

Заполнение закрытого корпуса звукопоглощающим материалом:

- увеличивает гибкость воздуха в корпусе (максимально на 25%), что эквивалентно увеличению объема (максимально в 1,4 раза);
- снижает резонансную частоту закрытой АС в пределе на 20%;
- приводит к увеличению КПД (максимально на 15%);
- вносит дополнительные потери, что способствует уменьшению механической добротности  $Q_{ms}$  примерно в 2 раза;
- может приводить к увеличению присоединенной массы подвижной системы до 20% за счет колебаний части материала, близко расположенного возле тыльной стороны диффузора.

Звукопоглощающий материал должен быть пористым, например, вата (хлопчатобумажная, минеральная, стеклянная, капроновая), листовой поролон (пенополиуретан, при толщине 10 мм поглощение звука до 60%), войлок, дакрон (синтепон) малой плотности и т.п. Толщина звукопоглощающего покрытия в виде матов, наносимых на внутренние поверхности, кроме панели с головками, должна быть не менее 20...30 мм. Хорошие результаты дает подвешивание звукопоглотителя в виде валика или шара в центре ящика.

Многие любители музыки считают, что закрытые АС лучше чем ФИ передают характер звучания акустических музыкальных инструментов в низкочастотном спектре. Бесспорным достоинством закрытых систем является простота их конструкции, не требует настройки, по сравнению с ФИ-системами имеет меньшие фазовые и переход-

ные искажения, имеют меньшую амплитуду смещения подвижной системы головки в области инфранизких частот.

Для достаточно хорошего воспроизведения низших частот закрытые АС требуют большого объема оформления, что приводит к большим габаритам и весу. Например, определим объем закрытого оформления для головки 35ГДН-1-4, имеющей частоту основного резонанса  $f_s = 33$  Гц, полную добротность  $Q_{TS} = 0,503$  и эквивалентный объем  $V_{AS} = 50,6$  л.

Для получения оптимального значения  $Q_{TC} = 0,71$  получим из (8.16):

$$f_c = \frac{f_s \cdot Q_{TC}}{Q_{TS}} = \frac{33 \cdot 0,71}{0,503} = 46,6 \text{ Гц.}$$

Оптимальный объем корпуса  $V$  из (8.14):

$$V = \frac{V_{AS}}{\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 - 1} = \frac{50,6}{\left(\frac{46,6}{33}\right)^2 - 1} = 50,9 \text{ л.}$$

С учетом демпфирующего материала объем корпуса может быть уменьшен в 1,15...1,2 раза, т.е. до  $\dot{V} = V/1,2 = 50,9/1,2 = 42,5$  л.

В значительной степени этого недостатка можно избежать в АС с ФИ.

### 8.3.2. АС с фазоинвертором (ФИ)

Принцип действия АС с ФИ заключается в том, что, благодаря наличию дополнительного акустического колебательного контура, настроенного в пределах  $\pm 2/3$  октавы относительно резонанса головки, звуковое давление в отверстии сдвинуто на угол, близкий к  $180^\circ$ , по отношению к давлению от задней стенки диффузора. ФИ — аналог акустического ФВЧ третьего порядка (18 дБ/окт.). Иногда, в зависимости от конструктивного исполнения, может быть близок к фильтру второго порядка («закрытый» ФИ или ФИ с закрытой НЧ-головкой — корпус АС разбит на два объема с помощью перегородки, в которой установлена НЧ-головка, а в одном из отсеков — труба фазоинвертора) или к фильтру четвертого порядка (двойной «закрытый» ФИ, в котором труба фазоинвертора установлена в каждом отсеке, а НЧ-головка установлена на перегородке внутри корпуса). Импульсная характеристика обычного ФИ несколько хуже, чем у закрытого корпуса, требует применения в УМЗЧ ФВЧ, срезающего инфранизкие частоты (subsonic filter). «Закрытый» ФИ имеет достоинства обычного ФИ при сохранении переходных характеристик закрытого ящика. Достоинство двойного «закрытого» ФИ — максимальная отдача (повышенный КПД) при малых смещениях подвижной системы. Многие известные в области электроакустики фирмы: Jamo, Paradigm, KEF, Electro-Voice, JBL, Bose, Peavey и др. используют

такое оформление как для создания сабвуферов, так и для полных АС, воспроизводящих весь спектр подводимого сигнала.

Поведение АС с ФИ на низких частотах определяется в основном тремя параметрами:

- полной добротностью НЧ-головки  $Q_{TC}$  с учетом сопротивления индуктивностей разделительного фильтра, выходного сопротивления УМЗЧ и акустического оформления, т.е. степенью ее демпфирования;
- отношением эквивалентного объема головки  $V_{AS}$  к объему корпуса АС  $V$ ;
- отношением частоты настройки фазоинвертора  $f_\phi$  к резонансной частоте головки  $f_s$ .

Управлять демпфированием можно:

- изменением выходного сопротивления УМЗЧ, например, ПОС по току для уменьшения или комбинированной ООС по току и напряжению для увеличения выходного сопротивления;
- применением ЭМОС;
- размещением определенным образом вблизи задней поверхности диффузора звукопоглощающего материала.

Бытует мнение, что системы с ФИ «бубнят», имеют «размытый» бас. Наиболее частые причины: использование головок с большей чем допустимо добротностью ( $Q_{TS} > 0,6$ ) и настройка частоты фазоинвертора без учета соотношения эквивалентного объема головки  $V_{AS}$  и объема ящика  $V$ . Неправильно сконструированная труба фазоинвертора, даже будучи настроенной на необходимую частоту, также может служить источником дополнительных искажений и потерь. Дополнительные призвуки возникают в случае, если скорость потока в трубе ФИ превышает 5% скорости звука, т.е. больше 17 м/с. В этом случае поток воздуха становится турбулентным. Минимальный диаметр трубы, отвечающей этим требованиям, рассчитывают по формуле:

$$d_{MIN} = \sqrt{f_\phi \cdot V_D} , \quad (8.20)$$

где  $V_D$  — объемное смещение, м<sup>3</sup> (для головки 35ГДН-1-4(8) (25ГД-26Б)  $V_D = 1,21 \cdot 10^{-4}$  м<sup>3</sup>).

Поскольку этот параметр, как правило, неизвестен, то в первом приближении его можно считать пропорциональным квадратному корню из паспортной мощности. Другими словами, для 50-ваттной головки  $V_D$  увеличится (по сравнению с  $V_D$  для 25ГД-26Б) в  $\sqrt{2} = 1,41$  раза, а для 10-ваттной — уменьшится в  $\sqrt{2,5} = 1,58$  раза.

Частота настройки ФИ  $f_\phi$  связана с площадью отверстия  $S$  и объемом корпуса  $V$  зависимостью:

$$f_{\phi} = \frac{c \cdot \sqrt[16]{k}}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{S}{l_g \cdot V}} = 5478 \cdot \sqrt[16]{k} \cdot \sqrt{\frac{S}{l_g \cdot V}}, \quad (8.21)$$

где  $c = 34400$  см/с — скорость звука при  $20^{\circ}\text{C}$  и нормальном атмосферном давлении 760 мм. рт. ст. (при  $0^{\circ}\text{C}$   $c = 331$  м/с);

$l_g$  — эффективная длина трубы, см. Складывается из фактической длины трубы  $l$  и дополнительной части, образуемой за счет краевых эффектов:

$$l_g = l + 0,825 \cdot \sqrt{S}, \quad (8.22)$$

где  $l$  — фактическая длина трубы, см;

$S$  — площадь отверстия, см<sup>2</sup> (для конического отверстия за диаметр отверстия принимают средний диаметр  $D_{cp} = (D + d)/2$ );

$V$  — внутренний объем корпуса АС, см<sup>3</sup>;

$k$  — отношение сторон отверстия.

Для круглого и квадратного отверстия  $k = 1$ ; для отверстия в виде щели вокруг НЧ-головки  $k = \pi \cdot [(D + d)/(D - d)]$ , где  $D$  и  $d$  — внешний и внутренний диаметры, соответственно. В случае выполнения ФИ из нескольких одинаковых труб в качестве эффективной длины берут эффективную длину одной трубы, а за площадь отверстия — сумму площадей всех отверстий.

Чувствительность передаточной функции фазоинверсной системы к расстройке ФИ довольно высока. Поэтому после сборки почти всегда возникает необходимость точной подстройки. Как правило, настройку фазоинвертора предусматривают либо изменением длины трубы (например, с помощью резьбового соединения), либо с помощью шторки (в случае короткого отверстия). Увеличение длины трубы до  $l = \sqrt{S}$  позволяет вдвое уменьшить объем корпуса. С другой стороны, во избежание образования стоячих волн в трубе, длина трубы не должна быть более  $c/f_s$ .

Звукопоглощающего материала вблизи внутреннего отверстия фазоинвертора не должно быть (свободное пространство объемом 3...5 л организуют с помощью проволочных каркасов), т.к. чрезмерное демпфирование может привести к прекращению действия ФИ.

Настраивают ФИ в домашних условиях следующим образом. Снимают характеристику полного сопротивления АС описанным выше способом. Настройка заключается в том, чтобы оба пика полного сопротивления (рис. 8.5) были примерно одинаковы по высоте. Кривая имеет минимум вблизи частоты настройки фазоинвертора  $f_{\phi}$ .  $R_M$  — сопротивление, обусловленное потерями в корпусе.

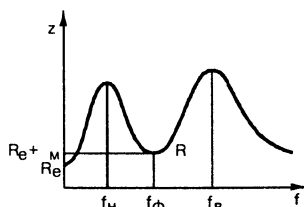


Рис. 8.5. Модуль входного сопротивления АС с ФИ

Правильно сделанный и настроенный ФИ не только улучшает частотную характеристику звуковоспроизведения в области низших частот по сравнению с закрытой АС того же объема, но и способствует уменьшению искажений (нелинейных и интермодуляционных, обусловленных конструкцией подвеса диффузора) компрессионных головок вблизи частоты основного резонанса, вследствие уменьшения амплитуды смещения диффузора головки в результате значительного акустического сопротивления ФИ на частоте резонанса. Искажения же обычных головок, вызванные недостаточной жесткостью диффузора, наоборот, увеличиваются.

Следует отметить, что при сближении отверстия и головки суммарное сопротивление излучения возрастает и тем самым увеличивается создаваемое системой звуковое давление (возрастает КПД). В этом смысле, идеальный вариант конструкции, когда головка расположена внутри отверстия фазоинвертора.

Выполнение фазоинвертора отличается большим разнообразием: от простой трубы с выходом на переднюю панель, заднюю стенку или в днище, до щели между стенками корпуса и полом. В последнем случае значительно упрощается настройка фазоинвертора и заключается в подборе толщины резиновых подкладок-ножек. Иногда, когда расчетная длина трубы соизмерима с глубиной корпуса, а по соображениям дизайна не хотят делать выход отверстия в днище или на боковую стенку, трубу выполняют в виде изогнутого воздуховода. С целью уменьшения завихрений воздуха и связанного с ним шума часто края отверстия делают закругленными, а сам туннель коническим, расширенным концом наружу.

Фазоинвертор, работающий вниз, на акустический рассеиватель, делает звуковое поле круговым, обеспечивая более равномерное распределение волны в комнате и уменьшая дифракционные эффекты.

Оптимальные параметры АС с ФИ в зависимости от добротности НЧ-головок  $Q_{TS}$ , отношения эквивалентного объема головки  $V_{AS}$  к объему ящика  $V$  и отношения  $f_\phi/f_s$  приведены в табл. 8.2.

При добротности головки 0,7 и выше и отношении  $n = V_{AS}/V = 1$  и более имеет место подъем на частотах от 1,6 до  $2,5f_s$ . Причем, чем больше  $n$ , тем выше частота, на которой наблюдается подъем и тем выше величина подъема. При этом ФИ практически не поддается настройке.

С помощью табл. 8.2 можно решать следующие задачи:

1. Имея головку с известными параметрами, определить оптимальный для нее объем оформления.
2. Имея готовый корпус, подобрать головку с оптимальной добротностью и определить частоту настройки ФИ.

Пример расчета ФИ для головки 35ГДН-1-8 со следующими параметрами:  $f_s = 30$  Гц,  $Q_{MS} = 5,8$ ;  $Q_{ES} = 0,44$ ;  $Q_{TS} = 0,4$ ;  $V_{AS} = 45$  л,  $R_E = 7$  Ом,  $V_D = 1,21 \cdot 10^{-4}$  м<sup>3</sup>.

N п/п	$Q_{тз}$	$n = V_{AS}/V$	$f_0/f_s$	$f_r^*/f_s$	Пик АЧХ, дБ
1	0,1	0,5	1,66	1,3	8,0
2	0,1	1,0	1,66	1,3	7,0
3	0,1	2,0	1,66	1,3	6,0
4	0,1	3,0	1,66	1,3	5,0
5	0,209	7,262	1,73	2,28	—
6	0,225	6,21	1,75	2,28	—
7	0,259	4,46	1,42	1,77	—
8	0,275	3,98	1,51	1,77	—
9	0,3	0,5	0,7	0,7	5,0
10	0,3	1,0	0,83...1,0	0,7...0,8	—
11	0,3	2,0	1,0...1,33	1,0...1,2	—
12	0,3	3,0	1,33	1,3	—
13	0,383	1,414	1,00	1,0	—
14	0,4	1,06	1,00	1,0	—
15	0,5	0,5	0,67...0,83	0,5...0,7	1,0
16	0,5	1,0	0,83	0,7...0,8	—
17	0,5	2,0	0,83 или 1,33	1,0	1,0
18	0,5	3,0	0,67...0,83	1,2	2,0
19	0,518	0,559	0,757	0,641	0,25
20	0,575	0,335	0,704	0,641	0,25
21	0,575	0,485	0,716	0,6	0,55
22	0,608	0,214	0,686	0,67	0,55
23	0,707	0,5	0,67...0,75	0,5	1,0
24	0,707	1,0	0,67...0,75	0,7	2,0
25	0,707	2,0	0,67...0,75	0,8	2,5
26	0,707	3,0	0,67...0,75	1,4	3,5

$f_r^*$  — граничная частота, на которой АЧХ снижается на 8 дБ.

Возьмем в качестве разделительного фильтра фильтр не выше 2-го порядка. Сопротивление дросселя  $R < 0,1 \cdot R_E = 0,7$  Ом.

Тогда в соответствии с (8.9):

$$Q_{ES}' = Q_{ES} \cdot (1 + R/R_E) = 0,44 \cdot (1 + 0,7/7) = 0,48.$$

В соответствии с (8.7):

$$Q_{TS}' = Q_{ES}' \cdot Q_{MS}' / (Q_{ES}' + Q_{MS}) = 0,48 \cdot 5,8 / (0,48 + 5,8) = 0,44.$$

Полученная добротность находится между значениями строк 14 и 16 табл. 8.2, которые имеют максимально плоскую АЧХ.

Объем корпуса АС:  $V = V_{AS}/n = 45/1 = 45$  л.

Частота настройки ФИ из табл. 8.2 должна быть между  $0,83 \cdot f_s$  и  $f_s$ . Примем  $0,9 \cdot f_s$ . Тогда частота настройки фазоинвертора равна:

$$f_\phi = 0,9 \cdot f_s = 0,9 \cdot 30 = 27 \text{ Гц.}$$

Минимальный диаметр трубы ФИ из (8.20):

$$d_{\min} = \sqrt{f_{\phi} \cdot V_d} = 10^{-2} \cdot \sqrt{27 \cdot 1,21} = 0,057 \text{ м} = 57 \text{ мм.}$$

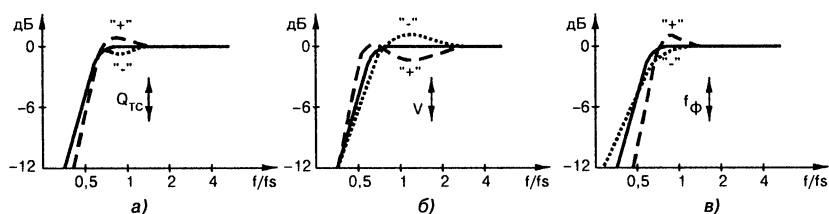
Площадь отверстия:

$$S = \frac{\pi \cdot d^2}{4} = \frac{3,14 \cdot 5,7^2}{4} = 25,5 \text{ см}^2.$$

Из (8.21) и (8.22) определим длину трубы ФИ, соответствующую выбранному диаметру и частоте настройки:

$$l = \frac{5478^2 \cdot S}{V \cdot f_{\phi}^2} - 0,825 \cdot \sqrt{S} = \frac{5478^2 \cdot 25,5}{45 \cdot 10^3 \cdot 27^2} - 0,825 \cdot \sqrt{25,5} = 19,1 \text{ см.}$$

Поведение параметров АС в зависимости от изменений на  $\pm 20\%$  полной добротности  $Q_{TC}$  объема корпуса  $V$  и частоты настройки ФИ  $f_{\phi}$  показаны на рис. 8.6.



**Рис. 8.6.** Изменение формы АЧХ фазоинверсной системы при изменении основных параметров громкоговорителя: а) полной добротности  $Q_{TC}$ , б) изменении объема корпуса  $V$ , в) изменении частоты настройки фазоинвертора

Применение ФИ совместно с фильтром ВЧ второго порядка с частотой среза 30 Гц на входе УМЗЧ позволяет уменьшить амплитуду колебаний НЧ-головки и тем самым снизить нелинейные и интермодуляционные искажения, вносимые динамической головкой, особенно при проигрывании покорбленных пластинок.

В заключение рассмотрим возможный вариант сабвуфера (двойной «закрытый» ФИ или ФИ с двойной настройкой). Акустическое оформление представляет собой корпус с расположенной в нем, и делящей его на два объема, акустической панелью с установленной на ней НЧ-головкой. Оба объема снабжены фазоинверторами, настроенными на разные частоты (35 и 88 Гц).

Корпус АС для использования головок 75ГДН-1-4 (30ГД-2), 75ГДН-3-4 (30ГД-11) имеет, в соответствии с принципом динамической симметрией (этот принцип подразумевает определенные соотношения размеров сторон ящика (глубины, ширины и высоты), например:  $1 : \sqrt{2} : 2$  и т.д.), следующие габариты: 580×410×290 мм (высота, глубина и ширина). Перегородка, имеющая в центре отверстие диаметром 230 мм для установки НЧ-головки, выполнена из ДСП тол-

щиной 20 мм и установлена на расстоянии 160 мм от верхней стенки. Задняя стенка выполнена съемной, на ней размещен кроссовер и клеммы для подключения, крепится шурупами через поролоновую прокладку. Фазоинверторы представляют собой трубы внутренним диаметром 75 мм и толщиной не менее 3 мм. Длина трубы, установленной в меньшем отсеке, равна 50 мм, в большем — 250 мм. Трубы размещены на вертикальной оси передней стенки на расстоянии 90 мм от края сверху и снизу (по оси отверстия). Диапазон эффективно воспроизводимых частот 25...150 Гц.

### 8.3.3. АС с пассивным излучателем (ПИ)

Одна из разновидностей фазоинверсной АС — АС с пассивным излучателем. Принцип действия тот же, только масса воздуха в трубе ФИ заменена массой подвижной системы ПИ (в простейшем случае — подвижной системой НЧ-головки без магнитной цепи). Изменяя массу подвижной системы пассивного излучателя (например, с помощью пластилина), можно значительно проще изменять его резонансную частоту  $f_{\Pi}$  по сравнению с ФИ, где для этого приходится менять размеры отверстия (диаметр или длину трубы).

В ряде случаев ПИ может оказаться предпочтительней ФИ, особенно при использовании НЧ-головок с большим диаметром диффузора. В качестве пассивного излучателя хорошо использовать полноценную головку. В этом случае удобно производить настройку ПИ электрическим способом — изменением сопротивления резистора, включенного параллельно звуковой катушке ПИ.

Частота резонанса  $f_{\Pi}$  связана с массой ПИ  $m$ , гибкостью его подвеса  $G_o$  и гибкостью объема воздуха  $G_b$  следующим выражением:

$$f_{\Pi} = \frac{\sqrt{G_b + G_o}}{2\pi} \cdot \frac{m}{1} . \quad (8.23)$$

Гибкость объема воздуха  $G_b$  прямо пропорциональна квадрату эффективной площади диффузора (обычно 50...60% конструктивной площади) и обратно пропорциональна внутреннему объему оформления  $V$ .

В отличие от ФИ ПИ настраивают на частоту в 2...3 раза ниже резонансной частоты головки  $f_s$ . При этом добротность используемых головок должна быть в пределах 0,2...0,8. Чем меньше объем оформления, тем меньше должна быть добротность головки.

### 8.3.4. Конструктивные особенности корпуса АС

При разработке АС приходится сталкиваться с проблемами паразитных излучений корпуса и изгибных колебаний, нарушающих синфазность движений диффузоров динамических головок. При чрез-



мерной вибрации корпуса снижается звуковое давление от системы и увеличивается суммарный коэффициент гармоник в области низких частот. Кроме того, вибрации корпуса порождают призвуки, искажающие основной сигнал. Для борьбы с вибрациями рекомендуется устанавливать НЧ-головку на мягкую кольцевую прокладку (например, из автомобильной камеры). При этом крепящие болты не должны соприкасаться с диффузордержателем, под их головки необходимо подложить резиновые шайбы. Это позволяет снизить уровень вибрации корпуса в области низких частот на 15...20 дБ [48].

Одним из основных способов борьбы с вибрацией корпусов является увеличение толщины их стенок. При увеличении толщины стенок с 4 до 8 мм средний уровень ускорений на низких частотах уменьшается на 40...45 дБ, а при увеличении с 14 до 20 мм это уменьшение составляет всего 5 дБ. Оптимальная толщина стенок зависит как от мощности НЧ-головки, так и от размеров корпуса. Увеличение толщины стенок оказывает наибольшее влияние на вибрации верхней и задней стенок.

Внешняя форма корпуса существенно влияет на акустические характеристики. Наиболее оптимальная форма корпуса — шар. Такая форма обладает хорошей жесткостью и способствует наименьшей неравномерности АЧХ вследствие дифракционных эффектов. Наибольшую неравномерность имеют наиболее распространенные АС прямоугольной формы. Поэтому сегодня все чаще в АС класса Hi-End корпуса средне- и высокочастотных громкоговорителей делают в виде отдельных блоков обтекаемой формы. Такое построение позволяет экспериментально подобрать смещение головок относительно друг друга по глубине. Для этого на АС подают сигнал типа «меандр» частотой  $0,7 \cdot f_p$  (где  $f_p$  — частота раздела) и наблюдая переходной процесс сигнала, снимаемого с измерительного микрофона, установленного на акустической оси головок, смещением громкоговорителей добиваются наилучшей формы сигнала. При проектировании АС, с целью расширения диаграммы направленности и уменьшения дифракционных пиков-провалов АЧХ, переднюю панель делают как можно более узкой (по размеру НЧ-головки). В отдельных моделях с этой целью переднюю панель выполняют скошенной с боков и сверху, т.е. в сторону СЧ- и ВЧ-головок.

Корпус каплевидной формы в горизонтальном сечении запатентованный под названием Ногнфлекс, изготавливается из листов МДФ, склеенных вибропоглощающим компаундом. На направленные свойства головок АС влияют линейные размеры диффузоров динамических головок. Условием точечности источника звука является:

$$\frac{b}{\lambda} < 1, \quad (8.24)$$

где  $b$  — линейный размер диффузора головки;

$\lambda$  — длина звуковой волны.

Расстояние между ВЧ- и СЧ-головками также существенно влияет на направленные свойства АС, т.к. вблизи частоты раздела, где одновременно излучают обе головки, размеры эквивалентной головки увеличиваются, и характеристика направленности в вертикальной плоскости резко сужается. Для уменьшения этого эффекта головки располагают вплотную. Кроме того, во избежание искажений характеристики направленности в горизонтальной плоскости, головки необходимо располагать одну над другой в вертикальной плоскости. В реальных АС ширина главного лепестка характеристики направленности составляет примерно  $\pm 50^\circ$  до частоты 1 кГц, а на высоких частотах — менее  $\pm 20^\circ$ .

Характер передаточной функции АС, даже в случае идеальности головок ( $AЧХ = \text{const}$ ,  $FЧХ = 0$ ), зависит от передаточных функций фильтров, характеристик направленности головок и линейно зависящих от частоты фазовых набегов, обусловленных соизмеримым с длиной излучаемых волн расстоянием между головками в корпусе АС.

Критерием оптимальности пространственного выравнивания «акустических центров» головок является не только совпадение абсолютных значений  $FЧХ$  разделяемых каналов, но и крутизны (скорости изменения)  $FЧХ$  (т.е. группового времени запаздывания — ГВЗ) в области частот разделения. При этом вовсе не обязательно, чтобы пространственно катушки головок находились в одной плоскости.

Таким образом, сложная внешняя конфигурация современных АС категории Hi-End, наряду с эстетическими соображениями, функционально обусловлена техническими требованиями к параметрам и качеству звучания АС.

Уменьшению дополнительных призвуков от воздействия АС на пол способствуют шипы. Для сравнения представим себе, что мы ударяем по полу просто молотком или через острый гвоздь. Хорошими вибропоглощающими свойствами обладает песок. Поэтому его часто используют в подставках под АС, а также засыпают в многослойные (двухслойные) стенки корпуса.

Наиболее доступным и подходящим материалом для изготовления корпуса АС в домашних условиях являются древесно-стружечные плиты (ДСП или MDF) толщиной не менее 16 мм. Прекрасным материалом для стационарных АС является мрамор. Из древесины для корпуса АС подходят лиственные породы дерева: дуб, бук, ясень, орех. Иногда используют клен, но он более капризен. Толщина стенок должна быть 25 мм и более. Причем древесина должна быть зимней рубки (гарантирует отсутствие вредителей) и высушена до распиловки под навесом в течение 6...8 лет для снятия внутренних напряжений.

Другой способ борьбы с вибрациями заключается в нанесении вибропоглощающих покрытий на внутреннюю поверхность корпуса громкоговорителя. В качестве таких покрытий применяют автомобильные противозумные мастики (толщиной 3...6 мм, которые нано-

сят слоями в несколько приемов, чтобы каждый слой успел отвердеть), синтетический линолеум (наклеивают клеем 88, линолеум с тканевой основой приклеивают гладкой стороной), рубероид (наклеивают клеем 88 или растворенным керосином битумом), гидростеклоизол — стеклоткань с нанесенным с двух сторон битумом (наносят, предварительно размягчив керосином).

Хорошие результаты дает предварительное оклеивание стенок достаточно жестким пористым пенопластом толщиной 6...12 мм. Хорошо демпфируют резонансы и многослойные свинцовые прокладки.

Практическое представление о декременте затухания стенок корпуса дает звонкость и длительность их звучания после того как по ним ударяют суставом пальца. Короткий и глухой звук говорит о хорошем демпфировании.

Для лучшего демпфирования панели динамические головки необходимо крепить на резиновые кольца (например, из автомобильной камеры), под головки винтов также необходимо подкладывать мягкие резиновые шайбы.

Использование композиционных материалов на основе углеродистого волокна по технологии АСТ (или А.С.Т., Advanced Composite Technology) для изготовления панелей корпуса АС в сочетании с наклонными переборками внутри корпуса, а также совершенная форма корпуса (в сечении овально-треугольная) позволяют сместить частоты резонанса стенок корпуса выше 30 кГц, т.е. далеко за пределы слышимого диапазона частот. В качестве примера такой АС можно привести «А.С.Т. One Loudspeaker» британской компании Wilson Benesch.

## 8.4. Кроссовер

Поскольку на сегодняшний день еще не создано простых и эффективных широкополосных преобразователей, имеющих равномерную АЧХ во всем звуковом диапазоне, для повышения линейности преобразования используют 2-х и более полосные системы.

Кроссовер (разделительный фильтр) — важнейший компонент современной АС, с помощью которого можно синтезировать требуемые электроакустические параметры.

Так как наибольшая чувствительность слуха лежит в области частот 1...4 кГц, частоты раздела двух и трехполосных АС стараются выбирать вне этой зоны. Как правило, частоту раздела НЧ-СЧ выбирают в пределах 150...800 Гц, а СЧ-ВЧ — 4,5...8 кГц. Хотя и здесь не без исключений. Некоторые фирмы, с целью расширения диаграммы направленности, используют частоту раздела в районе 2 кГц, используя при этом разделительный фильтр первого порядка, имеющий линейную АЧХ и ФЧХ. В этом случае СЧ-головка должна иметь достаточный запас по перегрузочной способности НЧ-составляющими сигнала.

Динамические головки, а отсюда и разделительные фильтры для АС, рассчитаны для работы от источника с нулевым выходным сопротивлением (нагружены с одной стороны), т.е. в режиме короткого замыкания. Применение же фильтров существенно нарушает демпфирование головок в полосе пропускания и особенно за ее пределами, где сопротивление фильтра резко возрастает и может приводить к работе головок вблизи резонансной частоты в режиме холостого хода. Наиболее удачными следует признать фильтры, у которых СЧ- и ВЧ-головки зашунтированы по постоянному току индуктивностью.

До недавнего времени фильтрам отводилась лишь роль ослабления сигнала за пределами рабочей полосы частот динамических головок. В ранних работах расчет разделительных фильтров АС основывался на теории пассивных фильтров верхних и нижних частот с активной нагрузкой. При расчете разделительных фильтров исходили из того, что динамические головки обладают плоской АЧХ, не вносят фазовых сдвигов в воспроизводимый сигнал и имеют активное входное сопротивление. При этом пренебрегали направленными свойствами головок и их физическим расположением в корпусе АС. В результате фильтры, обеспечивающие требуемые характеристики в идеализированных условиях, оказывались совершенно непригодными при работе с реальными головками, имеющими собственные как частотные, так и фазовые искажения, комплексное входное сопротивление и обладающие направленными свойствами.

В простейшем случае к средне-низкочастотной головке через разделительный конденсатор подключают ВЧ-головку. При этом емкость конденсатора выбирают из условия равенства емкостного сопротивления полному сопротивлению ВЧ-головки на частоте раздела:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z}, \quad (8.25)$$

где  $f$  — частота раздела, Гц;

$Z$  — модуль полного сопротивления ВЧ-головки на частоте раздела.

Примером простейшей 2-полосной системы с достаточно высокими акустическими характеристиками является ES12 британской фирмы Epos, которая имеет лишь один фильтр I порядка, ограничивающий доступ средних частот на высокочастотную головку. Естественный спад характеристики средне-низкочастотной головки никак электрически не корректируется.

На основании вышеизложенного можно сформулировать следующие основные требования к кроссоверам:

- ♦ малая неравномерность суммарной АЧХ (с учетом АЧХ используемых головок);
- ♦ линейная ФЧХ в полосе пропускания;
- ♦ минимальные вносимые нелинейные искажения;

- ♦ низкое сопротивление индуктивностей постоянному току, особенно касается индуктивностей ФНЧ (во избежание ухудшения электрического демпфирования суммарное сопротивление индуктивностей должно быть не более 5...10% номинального сопротивления НЧ-головки);
- ♦ крутизна фильтров должна выбираться исходя из номинального диапазона частот имеющихся в наличии головок из следующих соображений: при запасе номинального диапазона в сторону соседней полосы относительно частоты раздела на 1 октаву и менее крутизна фильтра должна быть 12 дБ/окт. и более, при запасе 2 октавы и более крутизна фильтра может быть 6 дБ/окт. и более;
- ♦ СЧ- и ВЧ-головки должны быть также в меру электрически задемпфированы. Чрезмерное демпфирование на средних частотах может приводить к жесткому, металлическому звучанию, что имеет место при использовании усилителя с отрицательным выходным сопротивлением, с завышенным ограничением действия ПОС по частоте. С другой стороны, при недостаточном демпфировании головка может быть «раздемпфированной»;
- ♦ малое время установления.

Наиболее известны следующие фильтры:

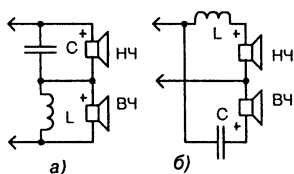
- ♦ «постоянного входного сопротивления»;
- ♦ «всепропускающего» типа.

Датская фирма System Audio разработала высококачественные двухполосные АС в корпусе каплевидной формы (Hornflex) объемом 8 литров с разделительными фильтрами 4-го порядка по схеме Линквица-Райли (частота раздела 3 кГц) с цепями фазовой коррекции и выравнивания чувствительностей головок.

### 8.4.1. Фильтры

#### «постоянного входного сопротивления»

Эти фильтры имеют постоянное входное сопротивление в случае равенства и активного характера сопротивлений нагрузки на частоте раздела. Фильтры четных порядков этого типа имеют выброс около 3 дБ, что необходимо учитывать при их расчете (например, несколько раздвигать частоты среза фильтров или использовать для компенсации естественный спад АЧХ головок).



**Рис. 8.7.** Схема кроссовера первого порядка: а) с последовательным включением головок; б) с параллельным включением головок

Фильтры первого порядка имеют две схемы включения НЧ- и ВЧ-головок: рис. 8.7.а — последовательное включение и рис. 8.7.б — параллельное. Обе схемы

рассчитаны на головки с одинаковым полным сопротивлением на частоте раздела и имеют одинаковое входное сопротивление, равное полному сопротивлению одной головки. Емкость конденсатора и индуктивность дросселя определяют из условия, что их сопротивления (емкостное и, соответственно, индуктивное) на частоте раздела равны полному сопротивлению головки:

$$Z = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C} . \quad (8.26)$$

Отсюда емкость конденсатора определяют по формуле (8.25), а индуктивность дросселя по формуле:

$$L = \frac{Z}{2 \cdot \pi \cdot f} . \quad (8.27)$$

Предпочтительнее, на взгляд автора, схема с последовательным включением, т.к. ВЧ-головка на частоте механического резонанса и на постоянном токе зашунтирована дросселем. В схеме с параллельным включением ВЧ-головка отделена от усилителя конденсатором. Предположим, частота раздела 4,5 кГц, а частота механического резонанса 1,5 кГц. Очевидно, что в первом случае на частоте резонанса сопротивление дросселя, включенного параллельно ВЧ-головке, будет в три раза меньше полного сопротивления ВЧ-головки на частоте раздела, а сопротивление конденсатора, наоборот, — в три раза больше. Суммарная АЧХ и ФЧХ таких фильтров линейна. Иногда для выравнивания АЧХ в области ВЧ используют частотно зависимый RL-делитель.

Часто для защиты твиттеров от сигналов с частотой, близкой или равной частоте механического резонанса системы купол-подвес, во избежание неприятного «дребезжания» («жужжания») мембраны, применяют режекторную LC-цепочку, настроенную на резонансную частоту головки  $f_s$ . Фильтр третьего порядка, часто применяемый для этой цели, имеет выходное сопротивление, растущее с понижением частоты, что увеличивает электрическую добротность ВЧ-головки и тем самым может приводить к ее «раздемпфированию».

Для последовательного LC-контура существуют следующие соотношения:

$$2 \cdot \pi \cdot f_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} ; \quad (8.28)$$

$$Z_k = \sqrt{\frac{L}{C}} ; \quad (8.29)$$

где  $f_o = f_s$  — резонансная частота режекторного фильтра;

$Z_k$  — характеристическое сопротивление контура, которому по отдельности равняются емкостное и индуктивное сопротивления, соответственно, конденсатора и дросселя на частоте резонанса, т.е.:

$$Z_K = 2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot L = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_o \cdot C}. \quad (8.30)$$

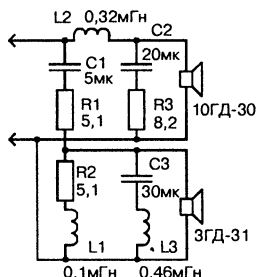
$$f_o = \sqrt{\frac{25,3}{L \cdot C}}, \text{ кГц}; \quad (8.31)$$

где  $L$  — индуктивность дросселя, мГн;

$C$  — емкость конденсатора, мкФ.

В качестве примера удачной разработки кроссовера с параллельным включением головок можно привести кроссовер, схема которого приведена на рис. 8.8 [49]. Частотно-зависимый делитель  $R1, R2, L1$  одновременно выполняет две функции:

- ♦ выравнивает чувствительности головок;
- ♦ корректирует АЧХ ВЧ-головки в диапазоне 10...20 кГц.



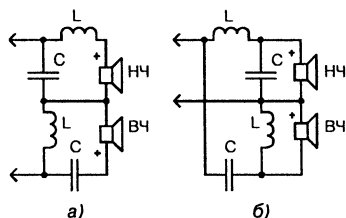
**Рис. 8.8.** Схема кроссовера с режекторным фильтром на частоте механического резонанса ВЧ-головки

RC-цепочка  $R3, C2$  служит для выравнивания полных входных сопротивлений на частоте раздела 4 кГц.

Для демпфирования (шунтирования) ВЧ-головки на частоте механического резонанса применен последовательный LC-контур, настроенный на частоту резонанса (1400 Гц).

Акустическое оформление — фазоинвертор объемом 25 дм<sup>3</sup>. Фазоинвертор — труба внутренним диаметром 40 и длиной 120 мм. Частота настройки фазоинвертора 32 Гц. Для выравнивания АЧХ в диапазоне частот 50...100 Гц применен УМЗЧ с отрицательным выходным сопротивлением, т.е. с ПОС по току.

По утверждению авторов, благодаря малой неравномерности АЧХ и ФЧХ, громкоговоритель достаточно хорошо воспроизводит прямоугольные импульсы и, по сравнению с 35АС-1, обеспечивает более слитное и «прозрачное» звучание.



**Рис. 8.9.** Схема кроссовера второго порядка: а) с последовательным соединением головок; б) параллельным соединением головок

Для сокращения области одновременной работы головок на частоте раздела применяют фильтры второго порядка. Такие фильтры дают затухание около 12 дБ/окт. На рис. 8.9.а приведена схема с последовательным включением головок. Номиналы емкостей и индуктивностей рассчитывают по формулам:

$$C = \frac{1,41}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z}, \text{ Ф;} \quad (8.32)$$

$$L = \frac{Z}{2,82 \cdot \pi \cdot f}, \text{ Гн.} \quad (8.33)$$

Как видно из схемы рис. 8.9.а, электрическое демпфирование ВЧ-головки ухудшено наличием разделительного конденсатора. Поэтому предпочтение следует отдать схеме рис. 8.9.б с параллельным включением головок. Номиналы емкостей и индуктивностей рассчитывают по формулам:

$$C = \frac{1}{2,82 \cdot \pi \cdot f \cdot Z}, \text{ Ф,} \quad (8.34)$$

$$L = \frac{1,41 \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot f}, \text{ Гн.} \quad (8.35)$$

АЧХ АС с фильтром второго порядка имеет выброс около 3 дБ вблизи частоты разделения. Фильтры этого типа практически непригодны для трех и более полосных систем из-за фазовых характеристик. Из-за этих недостатков в последнее время они практически не применяются.

#### 8.4.2. Фильтры «все пропускающего типа»

В настоящее время это наиболее перспективные фильтры. Отличительной чертой фильтров «все пропускающего типа» является:

- плоская суммарная АЧХ по напряжению;
- симметричные характеристики направленности АС в вертикальной плоскости в области частот раздела, благодаря идентичности фазочастотных характеристик разделяемых каналов;
- низкая чувствительность к изменению значений элементов;
- малый уровень фазовых искажений.

Фильтры четных порядков обеспечивают симметричную ориентацию главного лепестка характеристики направленности, поэтому их применение предпочтительнее.

На рис. 8.10 представлена схема лестничного фильтра-прототипа нижних частот шестого порядка. Фильтры более высокого порядка применяются довольно редко. Нормированные значения элементов фильтров «все пропускающего типа» с плоской АЧХ 1...6 порядка сведены в табл. 8.3.

Схемы фильтров-прототипов меньших порядков образуются путем отбрасывания соответствующих элементов  $m$  (начиная с больших). Например, фильтр-прототип первого порядка состоит из одной индуктивности  $m_1$ .

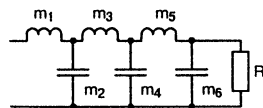


Рис. 8.10. Схема лестничного фильтра-прототипа нижних частот шестого порядка



Порядок фильтров	Нормированные коэффициенты $m$					
	$m_1$	$m_2$	$m_3$	$m_4$	$m_5$	$m_6$
1	1,0	—	—	—	—	—
2	2,0	0,50	—	—	—	—
3	1,5	1,3333	0,50	—	—	—
4	1,8856	1,5909	0,9428	0,3536	—	—
5	1,5451	1,6944	1,3819	0,8944	0,3090	—
6	1,80	1,8518	1,4727	1,1204	0,7273	0,50

### Фильтр НЧ

Каждый элемент  $m_i$ -индуктивность фильтра-прототипа переводится в реальную индуктивность по формуле:

$$L_i = \frac{m_i \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot f}, \text{ Гн.} \quad (8.36)$$

Каждый элемент  $m_i$ -емкость переводится в реальную емкость по формуле:

$$C_i = \frac{m_i}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z}, \text{ Ф.} \quad (8.37)$$

### Фильтр ВЧ

Каждый элемент  $m_i$ -индуктивность фильтра-прототипа заменяется реальной емкостью, рассчитываемой по формуле:

$$C_i = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot m_i \cdot Z}, \text{ Ф.} \quad (8.38)$$

Каждый элемент  $m_i$ -емкость заменяется реальной индуктивностью, рассчитываемой по формуле:

$$L_i = \frac{Z}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot m_i}, \text{ Гн.} \quad (8.39)$$

### Полосовой фильтр (ПФ)

Каждый элемент  $m_i$ -индуктивность заменяется на последовательный контур, состоящий из реальных  $L$  и  $C$  элементов, рассчитываемых по формулам:

$$L_i = \frac{m_i \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot (f_B - f_H)}, \text{ Гн,} \quad (8.40)$$

$$C_i = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_O^2 \cdot L_i}, \text{ Ф,} \quad (8.41)$$

где  $f_0 = \sqrt{f_H \cdot f_B}$  — средняя частота полосового фильтра;  
 $f_B$  — верхняя частота среза;  
 $f_H$  — нижняя частота среза.

Каждый элемент  $m_i$ -емкость заменяется на параллельный контур, состоящий из реальных  $L$  и  $C$  элементов, рассчитываемых по формулам:

$$C_i = \frac{m_i}{2 \cdot \pi \cdot Z \cdot (f_B - f_H)}, \Phi, \quad (8.42)$$

$$L_i = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C_i}, \text{ Гн.} \quad (8.43)$$

Такой фильтр применяют для СЧ-головок. Иногда для выравнивания чувствительностей головок последовательно с СЧ-головкой приходится включать резистор или использовать аттенуатор. В этом случае и резистор, и аттенуатор должны быть учтены в суммарном сопротивлении нагрузки фильтра.

Номиналы расчетных индуктивностей в миллигенри и емкостей в микрофарадах для фильтров «все пропускающего» типа 1...4 порядков, рассчитанных на сопротивление нагрузки 8 Ом для трехполосных АС при частотах раздела 500 и 5000 Гц и двухполосных АС при частоте раздела 4000 Гц, приведены в табл. 8.4. При увеличении сопротивления нагрузки пропорционально увеличивают индуктивности и уменьшают емкости конденсаторов, и наоборот.

Номиналы расчетных индуктивностей в миллигенри и емкостей в микрофарадах для фильтров «все пропускающего типа» 1...4 порядков, рассчитанных на сопротивление нагрузки 8 Ом Таблица 8.4

ЭРЭ	ФНЧ				ФСЧ (ПФ)				ФВЧ			
	Частоты раздела 500 и 5000 Гц											
	I	II	III	IV	I	II	III	IV	I	II	III	IV
L1	2,5	5,1	3,8	4,8	0,28	0,57	0,42	0,53	—	0,51	0,19	0,16
L2	—	—	1,27	2,4	—	4,6	1,75	1,5	—	—	—	0,72
L3	—	—	—	—	—	—	0,14	0,27	—	—	—	—
L4	—	—	—	—	—	—	—	6,3	—	—	—	—
C1	—	20	53	63	36	18	25	19	3,9	1,9	2,6	2,1
C2	—	—	—	14	—	2,2	5,8	7	—	—	7,9	4,2
C3	—	—	—	—	—	—	76	36	—	—	—	—
C4	—	—	—	—	—	—	—	1,6	—	—	—	—
Частота раздела 4 кГц												
L1	0,3	0,62	0,48	0,6	—	—	—	—	—	0,62	0,24	0,2
L2	—	—	0,16	0,3	—	—	—	—	—	—	—	0,9
C1	—	2,5	6,6	7,9	—	—	—	—	5.0	2,5	3,3	2,7
C2	—	—	—	1,8	—	—	—	—	—	—	10,0	5,3

**Пример расчета фильтра второго порядка** (рис. 8.11) для трехполосной системы, приведенной в табл. 8.4.

Фильтр НЧ:

$$L1 = \frac{m_1 \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot f_1} = \frac{2 \cdot 8}{2 \cdot 3,14 \cdot 500} = 5,1 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} = 5,1 \text{ мГн};$$

$$C1 = \frac{m_2}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot Z} = \frac{0,5}{2 \cdot 3,14 \cdot 500 \cdot 8} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Ф} = 20 \text{ мкФ}.$$

Фильтр СЧ:

$$L1 = \frac{m_1 \cdot Z}{2 \cdot \pi \cdot (f_2 - f_1)} = \frac{2 \cdot 8}{2 \cdot 3,14 \cdot (5000 - 500)} = 5,7 \cdot 10^{-4} \text{ Гн} = 0,57 \text{ мГн};$$

$$C1 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot L1} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 500 \cdot 5000 \cdot 0,57 \cdot 10^{-3}} = 1,8 \cdot 10^{-5} \text{ Ф} = 18 \text{ мкФ};$$

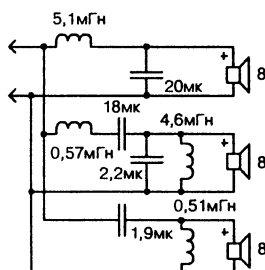
$$C2 = \frac{m_2}{2 \cdot \pi \cdot Z \cdot (f_2 - f_1)} = \frac{0,5}{2 \cdot 3,14 \cdot 8 \cdot (5000 - 500)} = 2,2 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 2,2 \text{ мкФ};$$

$$L2 = \frac{1}{4 \cdot \pi^2 \cdot f_0^2 \cdot C2} = \frac{1}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 500 \cdot 5000 \cdot 2,2 \cdot 10^{-6}} = 4,6 \cdot 10^{-3} \text{ Гн} = 4,6 \text{ мГн}.$$

Фильтр ВЧ:

$$C1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot m_1 \cdot Z} = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 5000 \cdot 2 \cdot 8} = 1,9 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 1,9 \text{ мкФ};$$

$$L1 = \frac{Z}{2 \cdot \pi \cdot f_2 \cdot m_2} = \frac{8}{2 \cdot 3,14 \cdot 5000 \cdot 0,5} = 5,1 \cdot 10^{-4} \text{ Гн} = 0,51 \text{ мГн}.$$



**Рис. 8.11.** Схема акустической системы с идеальными электродинамическими головками

Если рассчитать фильтр на полное сопротивление НЧ-головки на частоте раздела, то из-за большого сопротивления индуктивности переменному току снизится КПД НЧ-головки, увеличится ее полная добротность, а значит, ухудшится и демпфирование.

С целью компенсации индуктивной составляющей головки (стабилизации модуля электрического сопротивления головки) в простейшем случае применяют компенсирующие RC-цепи, включаемые параллельно головке. При этом, сопротивление резистора выбирают равным номинальному сопротивлению голов-

ки, а емкость включаемого последовательно с резистором конденсатора рассчитывают по формуле:

$$C = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_1 \cdot Z_{ном}}, \quad (8.44)$$

где  $f_1$  — частота, на которой модуль электрического сопротивления увеличивается в 1,41 раза (3 дБ) по сравнению с номинальным.

Ориентировочные значения индуктивности головок номинальным сопротивлением 8 Ом: НЧ-головок около 3 мГн, СЧ-головок — 0,5 мГн.

Коррекция ВЧ-головок практически не применяется, т.к. индуктивность большинства ВЧ-головок в рабочем диапазоне частот (а тем более на частоте раздела) пренебрежимо мала, и ею можно пренебречь.

Отношение мощности вещательного сигнала в ВЧ-канале к общей мощности громкоговорителя от частоты (в соответствии с публикацией МЭК N268-1С) приведена в табл. 8.5.

Отношение мощности вещательного сигнала в ВЧ-канале к общей мощности громкоговорителя

Таблица 8.5

Частота раздела, Гц	63	160	400	500	800	1000	1600	2000	3150	4000	5000	6300
Мощность сигнала в ВЧ-канале, %	91	72	50	44	32	22	17	12	5,7	3,9	2,5	1,4

Как правило, динамические головки имеют разные уровни характеристической чувствительности (УХЧ). В этом случае их выравнивают с помощью делителей (резисторных, трансформаторных, автотрансформаторных). Предположим, в двухполосной АС 4-омная НЧ-головка имеет характеристическую чувствительность 84 дБ/Вт<sup>1/2</sup>·м, а ВЧ-головка — 90 дБ/Вт<sup>1/2</sup>·м, т.е. на 6 дБ/Вт<sup>1/2</sup>·м выше, что соответствует разности по звуковому давлению в 2 раза, а по мощности в 4 раза (2<sup>2</sup> = 4 раза). В этом случае приведенная мощность ВЧ-головки в 4 раза выше. В случае одинаковых сопротивлений головок, для выравнивания чувствительностей головок, достаточно с помощью делителя снизить напряжение, подаваемое на ВЧ-головку в 2 раза, что снизит и мощность, подводимую к ВЧ-головке в 4 раза. Если сопротивление ВЧ-головки равно 8 Ом, то для выравнивания чувствительностей необходимо уменьшить подводимое к ней напряжение в  $\sqrt{2} = 1,41$  раза (3 дБ), а если сопротивление ВЧ-головки равно 16 Ом, то она автоматически согласуется по чувствительности с НЧ-головкой сопротивлением 4 Ом и чувствительностью 84 дБ/Вт<sup>1/2</sup>·м. В отдельных случаях, когда ВЧ-(СЧ-)головка имеет меньшую характеристическую чувстви-

тельность, чем НЧ-головка, вместо делителя используют повышающий автотрансформатор. При расчетах следует учитывать и потери в разделительных фильтрах, которые можно принять равными 1...1,5 дБ.

В старых справочниках указано среднее стандартное звуковое давление (ССД), на расстоянии 1 м от центра излучателя, при подведении к нему 100 мВт электрической мощности на частоте 1 кГц.

Для сравнения в табл. 8.6 приведено соответствие некоторых значений УХЧ значениям ССД.

Фильтры «всепропускающего» типа нашли широкое применение как в любительских разработках, так и в АС промышленного производства, например, АС типа 100АС-003, 25АС-033 и др. Номиналы индуктивностей и емкостей отличаются от расчетных в результате компьютерной оптимизации под реальные параметры головок и акустического оформления.

Соответствие некоторых значений УХЧ значениям ССД

Таблица 8.6

УХЧ, дБ/Вт <sup>1/2</sup> ·м	84	87,5	90	92	93,5	95	96
ССД, Па	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3	0,35	0,4

### 8.4.3. Фазировка головок

Фильтр нижних частот  $n$ -го порядка вносит на частоте раздела запаздывание по фазе на  $n \cdot 45^\circ$ . В свою очередь, ФВЧ  $n$ -го порядка — опережение на  $n \cdot 45^\circ$ . Полосовой фильтр (ПФ) на нижней частоте раздела ведет себя как ФВЧ, а на верхней — как ФНЧ. Поэтому при определении фазировки головок берут суммарную разность, которая равна:

$$\varphi = \frac{\pi}{4} n_1 + \frac{\pi}{4} n_2 = \frac{\pi}{4} (n_1 + n_2), \quad (8.45)$$

где  $n_1$  и  $n_2$  — порядки фильтров соседних полос.

Следует заметить, что при определении фазировки необходимо учитывать не только ФЧХ фильтров, но ФЧХ реальных головок.

На частоте раздела АЧХ фильтров «всепропускающего» типа имеет спад: нечетных порядков  $-3$  дБ, четных  $-6$  дБ. Формулы по расчету элементов фильтров рассчитаны на использование всех фильтров одного порядка, при этом суммарная АЧХ линейна. При использовании комбинированных фильтров нечетных порядков, когда на границе раздела

ФНЧ	ФСЧ	ФВЧ	$\Delta\varphi$ , в полосе частот 0,03...20 кГц	$\Delta\varphi$ , в полосе частот 0,2...1,6 кГц
<b>Двухполосные АС</b>				
I (+)	—	I (+)	0	0
I (+)	—	III (—)	140	25
II (+)	—	II (—)	156	38
IV (+)	—	IV (+)	327	61
<b>Трехполосные АС</b>				
I (+)	I (+)	I (+)	$\pm 7$	6
III (+)	I (—)	III (—)	307	120
II (+)	II (—)	II (+)	324	139
III (+)	III (+)	III (+)	660	271
IV (+)	IV (+)	IV (+)	668	294

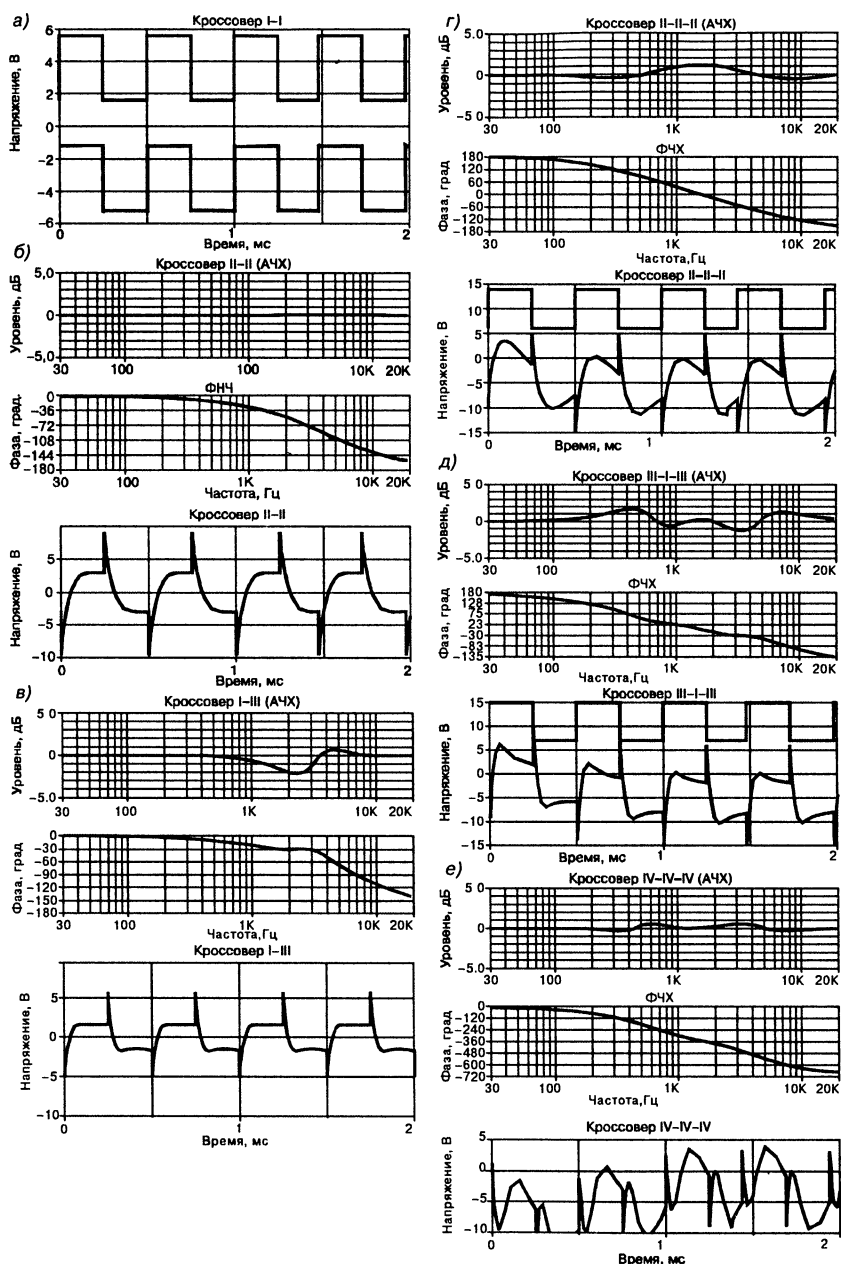
фазовый сдвиг составляет  $180^\circ$ , будет иметь место подъем на 3 дБ (как и в фильтрах второго порядка «постоянного входного сопротивления»). Устраняют этот недостаток небольшим раздвиганием полос.

Примеры возможных комбинаций фильтров и фазировка идеальных головок приведена в табл. 8.7.

Для наглядности на рис. 8.12 приведены АЧХ, ФЧХ и осциллограммы передачи сигнала типа «меандр» частотой 2 кГц некоторых кроссоверов из табл. 8.7. АЧХ и ФЧХ кроссовера первого порядка для двухполосной АС представляют собой прямую линию, поэтому на рисунке не приведены.

Анализ табл. 8.7 и рисунков передачи сигнала типа «меандр» показывает, что с точки зрения фазовых и переходных характеристик кроссовер первого порядка является идеальным. На второе место по этим характеристикам можно поставить I-III двухполосную систему и III-I-III трехполосную, на третье II-II и II-II-II, соответственно. Фильтры высших порядков дают лучшее разделение частот, но из-за затянутых переходных процессов во многих случаях звучат смазано и неконтрастно. Учитывая, что любой закрытый ящик является фильтром НЧ первого порядка с крутизной 6 дБ/окт., некоторые разработчики используют это для исключения индуктивностей.

Следует иметь в виду, что приведенная в табл. 8.7 фазировка соответствует идеальным головкам. На практике часто приходится отступать от указанной фазировки с учетом фазочастотных характеристик реальных головок или использовать отдельные фильтры на порядок меньше.



**Рис. 8.12.** АЧХ, ФЧХ и осциллограммы передачи сигнала типа «меандр» частотой 2 кГц: а) осциллограмма кроссовера I-I; б) АЧХ, ФЧХ и осциллограмма кроссовера II-II; в) АЧХ, ФЧХ и осциллограмма кроссовера I-III; г) АЧХ, ФЧХ и осциллограмма кроссовера II-II-II; д) АЧХ, ФЧХ и осциллограмма кроссовера III-I-III; е) АЧХ, ФЧХ и осциллограмма кроссовера IV-IV-IV

## 8.5. Примеры практической реализации

### 8.5.1. Малогабаритный двухполосный громкоговоритель

Радиолюбители старшего поколения хорошо помнят, а многие и по сей день эксплуатируют удачную (по таким показателям как габариты, цена, качество) разработку [50]. Если учесть, что только головки динамические средней категории качества зарубежного производства стоят от \$35 до \$140 за штуку, а изготовление корпуса акустической системы (АС) требует не только сложных расчетов, но и достаточно трудоемко, становится понятна высокая цена на высококачественные АС. С другой стороны, каждому радиолюбителю нетрудно найти указанные в табл. 8.8 головки отечественного производства (сгоревшие можно перемотать) и без особых затрат самостоятельно изготовить громкоговорители приличного качества.

За основу разработки АС взята идея изготовления корпуса каплевидной формы в горизонтальном сечении (запатентован датской фирмой System Audio под названием Hornflex, изготавливается из специально отштампованных листов МДФ, склеенных вибропоглощающим компаундом). Параметры предлагаемого для повторения двухполосного громкоговорителя удовлетворяют современным требованиям к малогабаритным системам высококачественного звуковоспроизведения. Громкоговоритель рассчитан на работу с усилителем мощностью 15...25 Вт на нагрузке 4 Ом и имеет следующие параметры:

Номинальное электрическое сопротивление, Ом:

на НЧ .....	4
на СЧ-ВЧ .....	8
Эффективно воспроизводимый диапазон частот, Гц .....	50...20000
Предельная шумовая мощность, Вт .....	25
Неравномерность частотной характеристики, дБ .....	6
Частота раздела фильтра, кГц .....	4
Частота настройки фазоинвертора, Гц .....	55
Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт <sup>1/2</sup> ·м .....	84
Габариты (ширина, высота, глубина), мм .....	200x340x240

Низкочастотное звено АС выполнено в виде фазоинвертора (корпус объемом 8,5 л с цилиндрическим туннелем на задней стенке).

Долголетняя эксплуатация громкоговорителя [50] показала, что ФИ-оформление в виде корпуса объемом 8,5 л и туннеля диаметром 30 и длиной 60 мм не критично к смене НЧ-головок.

Расчетная частота настройки ФИ равна:

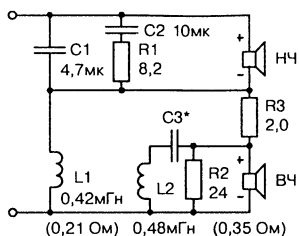
$$f_{\phi} = 5478 \cdot \sqrt{\frac{S}{l_9 \cdot V}} = 5478 \cdot \sqrt{\frac{7,065}{8,19 \cdot 8500}} = 55 \text{ Гц},$$

где  $S = 0,25 \cdot \pi \cdot d^2 = 0,25 \cdot 3,14 \cdot 3^2 = 7,065 \text{ см}^2$ ;

$$l_9 = l + 0,73 \cdot d = 6 + 0,73 \cdot 3 = 8,19 \text{ см},$$

что совпадает с фактической настройкой, судя по входному сопротивлению громкоговорителя.





**Рис. 8.13.** Схема кроссовера с последовательным включением головок

На рис. 8.13 показана схема кроссовера с последовательным включением головок. Входное сопротивление НЧ-головки с ростом частоты растет и к частоте раздела, равной 4 кГц, достигает 18...22 Ом. RC-цепочка R1, C2 служит для выравнивания сопротивлений на частоте раздела (стабилизирует входное сопротивление НЧ-головки и поддерживает его примерно на уровне 8 Ом в диапазоне частот 1...20 кГц). Делитель R2, R3 обеспечивает выравнивание чувствительностей головок. В результате входное сопротивление АС в диапазоне частот выше 1 кГц равно 8 Ом, а ниже 1 кГц — плавно снижается до 4 Ом, что способствует увеличению отдачи на НЧ.

Параметры динамических головок производства стран СНГ, которые могут быть использованы при повторении конструкции, приведены в табл. 8.8. Расчеты номиналов резисторов аттенюатора сведены в табл. 8.9.

Параметры динамических головок производства стран СНГ

Таблица 8.8

Наименование		Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт <sup>1/2</sup> ·м	Частота основного резонанса, Гц	Эффективный диапазон частот, Гц
Новое	Старое			
10ГДН-1-4	6ГД-6	84,0	80 ±8	80...5000
25ГДН-1-4	10ГД-34	84,0	70 ±10	63...5000
25ГДН-3-4	15ГД-14	85,0	55	50...5000
3ГДВ-1-8	2ГД-36	90,0	1700	2000...20000
5ГДВ-1-8	3ГД-31	90,0	1600	2800...18000
4ГДВ-1-8	3ГД-47	91,0	3000	3000...20000
6ГДВ-2-8	4ГД-56	90,0	2000	3100...20000
—	6ГД-11	90,0	2000	3000...20000
6ГДВ-4-8	6ГД-13	93,5	3000 ±500	3000...25000

Номиналы резисторов аттенюатора для выравнивания чувствительностей головок, указанных в табл. 8.8

Таблица 8.9

Разность характеристических чувствительностей головок, дБ/Вт <sup>1/2</sup> ·м	Номиналы резисторов, Ом	
	R2	R3
4	33	1,6
5	24	2,0
6	22	2,2
7...7,5	16	2,7
8,5	13	3,0
9,5	11	3,3

В качестве ВЧ-головки применена 4ГДВ-1-8 (3ГД-47), лучше использовать 6ГДВ-4-8 (6ГД-13), включив соответствующий аттенуатор в соответствии с табл. 8.8, 8.9. Можно также использовать любые указанные в табл. 8.8 головки. В конструктиве 4ГДВ-1-8 выполнена и головка 8ГДВ-2-8, отличие состоит в более мощном магните, наличии ферромагнитной жидкости в зазоре и сквозного отверстия в керне.

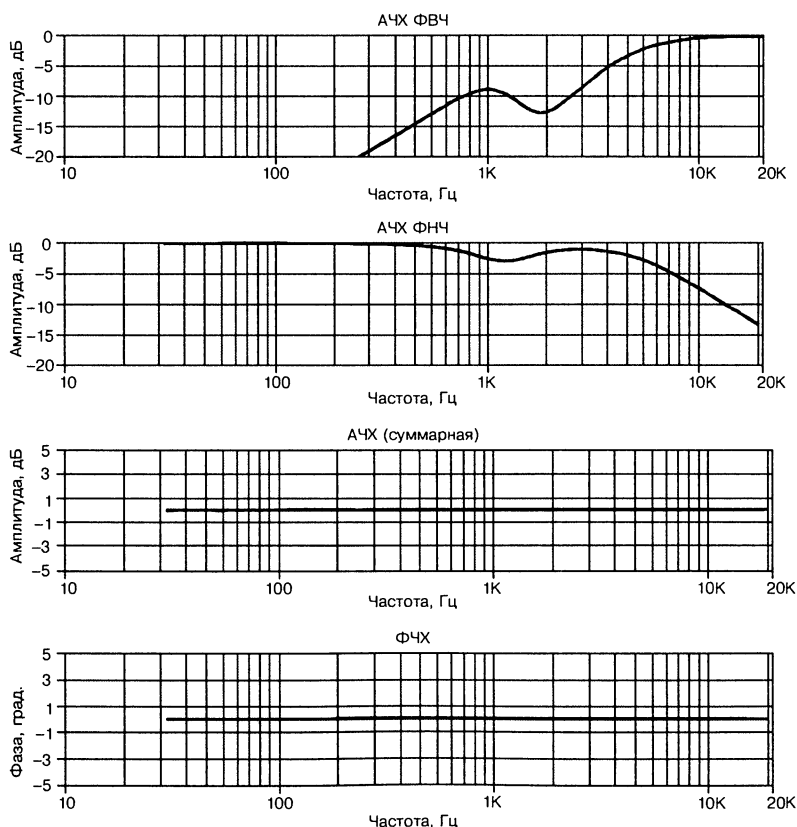
Режекторный фильтр L2, C3 настроен на частоту резонанса ВЧ-головки и предназначен для уменьшения переходных искажений. Емкость конденсатора C3 зависит от типа примененной головки, т.е. от частоты ее резонанса и рассчитывается по формуле:

$$C = \frac{25,3}{f_0^2 \cdot L},$$

где  $C$  — емкость конденсатора C3, мкФ;

$f_0$  — частота собственного резонанса ВЧ-головки, кГц;

$L$  — индуктивность дросселя режекторного фильтра, мГн.



**Рис. 8.14.** АЧХ и ФЧХ отдельных фильтров кроссовера и суммарные характеристики

Подставив в формулу значение индуктивности дросселя и частоты собственного резонанса возможных вариантов ВЧ-головок, получим:

- для частоты резонанса 1,6 кГц  $C3 = 20 \text{ мкФ}$ ;
- для частоты резонанса 1,7 кГц  $C3 = 18,2 \text{ мкФ}$   
(10 мкФ + 8,2 мкФ);
- для частоты резонанса 2 кГц  $C3 = 13,2 \text{ мкФ}$   
(10 мкФ + 3,3 мкФ);
- для частоты резонанса 3 кГц  $C3 = 5,86 \text{ мкФ}$   
(4,7 мкФ + 1 мкФ).

Как видим из характеристик, при последовательном включении головок результирующие АЧХ и ФЧХ сохраняют линейный характер. В отличие от параллельного включения, при последовательном включении то, что вырезается режекторным фильтром для ВЧ-головки, воспроизводится НЧ-головкой. Также хорошо передается и импульсный сигнал.

### Конструкция и детали

Наиболее доступным и подходящим материалом для изготовления корпусов АС обычной прямоугольной формы в домашних условиях являются древесно-стружечные плиты (ДСП или MDF) толщиной не менее 16 мм. В данном случае использовано три вида материала: ДСП толщиной 16 мм, ДВП толщиной 5 мм и фанера толщиной 10 мм.

На рис. 8.15 показан общий вид корпуса и его поперечный разрез, где указаны все необходимые размеры для изготовления деталей.

Для изготовления основания (крышки) сначала вычерчивают на плотном картоне лекало. Затем вырезают из ДСП заготовки размером

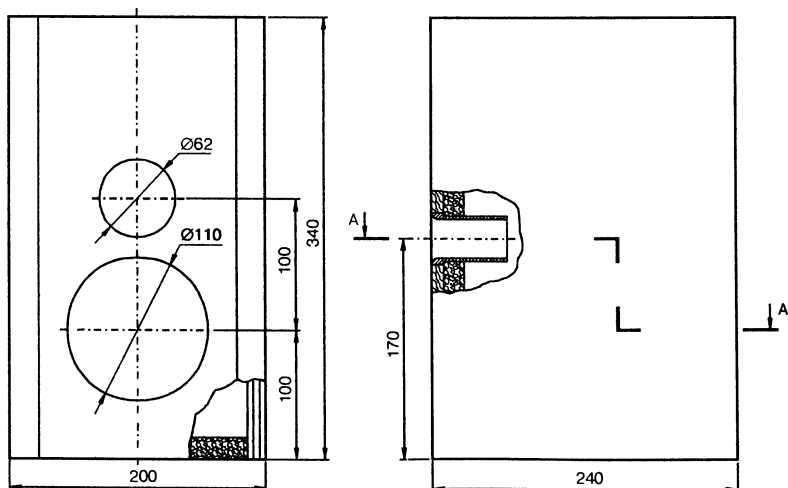


Рис. 8.15. Общий вид корпуса двухполосной АС

220×170 мм и с помощью лекала делают детали. В заготовках передней панели (несколько больших размеров) предварительно с помощью «балеринки» вырезают отверстия. Меньшее отверстие вырезают под имеющуюся в наличии ВЧ-головку (на рис. 8.15 указан размер для головки 4ГДВ-1-8). Затем вырезают заготовку размером 145×308 мм и подгоняют ее боковые края в соответствии с лекалом. В задней стенке размером 90×308 мм отверстие под туннель просверливают сверлом. Боковые края задней стенки также подгоняют по лекалу. Перечисленные детали скрепляют между собой шурупами длиной 30 мм с потайными головками. Просверленные для шурупов отверстия до ввинчивания заливают эпоксидным клеем. Для придания полученной конструкции большей жесткости, временно между передней и задней стенкой закрепляют заготовку из ДСП размером 188×300 мм. После крепления первой боковой пластины ее убирают. Очень важно выдерживать параллельность между верхней и нижней стенками корпуса.

Для изготовления боковых стенок вырезают заготовки из ДВП размером 245×345 мм и намачивают их в воде. После чего для придания заданного или чуть меньшего радиуса кривизны их осторожно, чтобы не поломать, огибают поверх цилиндрической поверхности подходящего размера и фиксируют, например, резиновым бинтом, или прижимают грузом к внутренней цилиндрической поверхности подходящего диаметра и дают в таком состоянии полностью высохнуть. Первые пластины крепят с помощью казеинового клея или клея ПВА и дополнительно прибивают небольшими гвоздиками. Вторые и третьи пластины приклеивают с помощью автомобильной противощумной мастики:

- ♦ Бикор (Беларусь), Бикар (Россия) — битумно-каучуковая мастика. Время высыхания на отлип 5...6 часов, полного высыхания — 20...24 часа;

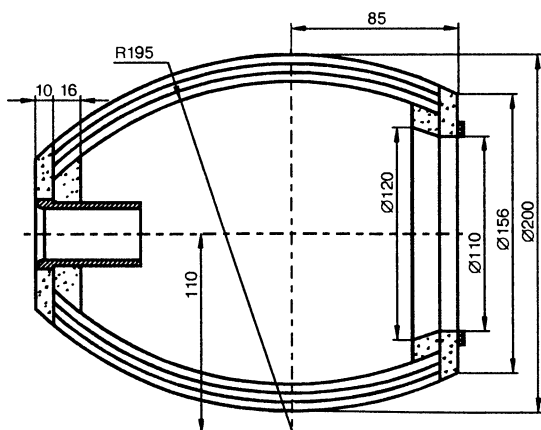


Рис. 8.16. Горизонтальный разрез корпуса АС

- ♦ ПКА-1 — полимернокаучуковая мастика. Время высыхания на отлип 20 часов, полного высыхания — 48 часов;
- ♦ КОРД — каучуковая антикоррозионная мастика. Время высыхания на отлип 5...10 часов, полного — 20 часов;
- ♦ РУБЕЖ — полимерная мастика с битумным наполнителем. Время высыхания на отлип 1 час, полного — 5...10 часов;
- ♦ МСА-2 — мастика сланцевая;
- ♦ БМП-1 — битумная мастика;
- ♦ АНТ-2 — полимернобитумная мастика. Время высыхания на отлип 1 час, полного — 48 часов.

#### Технологические тонкости:

- ♦ Для ускорения приклейки второго и третьего бокового листа следует покрыть внешний край склеиваемых поверхностей нитролаком (или нитрокраской) на ширину 2...2,5 см.
- ♦ Аккуратно нанести на неокрашенные поверхности 2 тонких слоя мастики с промежуточной сушкой на отлип.
- ♦ Нанести третий слой мастики (так, чтобы суммарная толщина мастики была 0,5...0,7 мм) и после 2...3-часовой выдержки (в зависимости от скорости высыхания) на окрашенные краской поверхности быстро нанести по периметру слой универсальной полиэфирной шпатлевки типа СТЕСМОЛ (или другой шпатлевки на основе эпоксидной смолы) и плотно соединить склеиваемые поверхности. Чтобы уменьшить скорость отвердевания шпатлевки, в нее можно подмешать небольшое количество эпоксидной смолы. Для плотного прилегания боковых пластин при склеивании их прижимают к толстому поролону (к мягкому дивану, креслу, подушке и т.п.), предварительно подстелив полиэтилен.

Если пластины не очень хорошо прилегают друг к другу, можно дополнительно скрепить в нескольких местах (по месту) винтами М3 с потайными головками. После полного высыхания мастики лишние края пластин срезают и приклеивают передние и задние накладные пластины из фанеры. Заднюю накладную пластину предварительно засверливают малым сверлом, например, диаметром 10 мм, и зажимают место сверления между двумя кусками фанеры или ДСП с также просверленными отверстиями для центровки. После чего сверлят большим сверлом диаметром 40 мм. Заднюю накладку приклеивают вместе с туннелем. Кроме клея обе накладки дополнительно крепят шурупами. Внутреннюю часть корпуса также промазывают противощумной мастикой. После чего корпус фанеруют, обклеивают декоративной пленкой или другим подходящим и доступным радиолюбителю материалом.

Динамические головки монтируют с наружной стороны передней панели. Для лучшего демпфирования панели НЧ-головку необходимо крепить на резиновое кольцо (например, из автомобильной камеры), приклеенное к корпусу клеем «Момент», под головки винтов также

необходимо подкладывать мягкие резиновые шайбы. Хороший вид придают алюминиевые накладки, используемые для крепления СЧ-головок в колонках 35-АС.

В качестве НЧ-головки использована головка 25ГДН-3-4 (15ГД-14). С несколько худшими результатами можно использовать 25ГДН-1-4 (10ГД-34) или 10ГДН-1-4 (6ГД-6). При использовании последней ее дорабатывают, приклеив поверх пылезащитного колпачка дополнительный излучающий купол, изготовленный из половинки теннисного шарика. При этом обе оболочки (колпачок и купол) сильно демпфированы находящимся между ними объемом воздуха, что позволяет получить купол высокой жесткости без применения сверхтвердых материалов. После установки купола исключаются деформации колпачка (щелчки на большой громкости) и излучение им колебаний непосредственно в воздух. Приклеивание дополнительного купола улучшает характеристики и других головок.

Перед приклеиванием на внешнюю поверхность половинки шарика наносят очень тонкий слой эпоксидной смолы с двойным количеством отвердителя, а через 15 минут на смолу обильно наносят графитовый порошок (грифель средней твердости, натертый на мелкой шкурке), разравнивают его пальцем и полируют ваткой, все время добавляя порошок. Движения должны быть легкими и осторожными, чтобы не сдвинуть смолу. В результате доработки заготовки приобретают сильный металлический блеск и повышенную прочность. Полностью просохшие купола приклеивают нитроцеллюлозным клеем типа «Суперцемент», «АГО» и др. Шов должен быть герметичным.

Кроме приклеивания купола, внешнюю часть диффузора (шириной примерно около 2 см от гофра) с тыльной стороны (с лицевой нельзя) промазывают раствором полиизобутилена с герленом (в соотношении 2...3/1) в бензине. В результате указанной доработки несколько снижается резонансная частота головки, расширяется диапазон воспроизводимых частот в обе стороны, снижается неравномерность частотной характеристики и все виды искажений, особенно на средних частотах, т.е. в области наибольшей чувствительности слуха.

ВЧ-головки 4ГДВ-1-8 (3ГД-47), 8ГДВ-2-8 нуждаются в доработке. Их необходимо разобрать и поместить в подкупольное пространство минеральную вату. После доработки призвуки и переходные искажения заметно уменьшаются. При использовании головки со сквозным отверстием в керне, его необходимо заклеить, например, колпачком от дезодоранта и место соединения загерметизировать пластилином.

Для крепления ВЧ-головки типа 4ГДВ-1-8 применяется декоративная накладка (рис. 8.17). Ее можно выточить из оргстекла или любого другого доступного материала с последующей покраской в черный цвет. Часть накладки, перекрываемую НЧ-головкой удаляют. Чтобы посадить ВЧ-головку глубже, в корпусе прорезают 8 канавок в соответствии с выступающими проушинами головки.

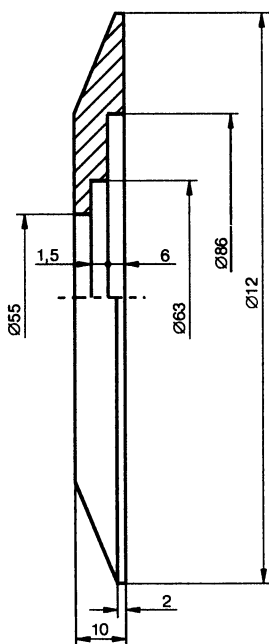


Рис. 8.17: Чертеж декоративной накладки для ВЧ-головки

При использовании ВЧ-головки типа ЗГДВ-1-8 (2ГД-36) ее большую ось располагают вертикально, что расширяет диаграмму направленности на верхних частотах.

Индуктивность  $L_1$  намотана на оправке диаметром 30 мм и содержит 106 витков провода ПЭВ-2 1,3; ширина намотки 15 мм. Ее сопротивление, во избежание значительного ухудшения добротности НЧ-головки, не должно превышать 10% омического сопротивления НЧ-головки. Индуктивность  $L_2$  намотана на оправке диаметром 25 мм и содержит 122 витка провода ПЭВ-2 1,0; ширина намотки 12,5 мм.

Резистор  $R_1$  проволочный, мощностью 5 Вт и более, резисторы  $R_2$  и  $R_3$  типа МЛТ мощностью 2 Вт.

Порт фазоинвертора представляет собой отрезок трубы (дюралюминий, пластмасса, сталь) с внутренним диаметром 30 и длиной 60 мм. Толщина стенки трубы должна быть не менее 2 мм. Внешний край трубы желательно сделать с овальной фаской радиусом около 5 мм. Трубу вклеивают в проделанное для нее отверстие в задней стенке напротив НЧ-головки эпоксидным клеем.

Описанный громкоговоритель при небольших размерах и малой массе обладает достаточно высокими техническими характеристиками, при воспроизведении стереопрограмм обеспечивает хороший стереоэффект, а в сочетании с простейшим сабвуфером — достаточно высокое качество звука. В отсутствие сабвуфера увеличению отдачи на низших частотах способствует размещение АС вдоль меньшей стены поближе к углам комнаты. Дизайн громкоговорителя хорошо вписывается в современный интерьер.

### 8.5.2. Малогабаритная трехполосная АС

Параметры предлагаемого для повторения трехполосного громкоговорителя удовлетворяют современным требованиям к малогабаритным системам высококачественного звуковоспроизведения. Характерная особенность громкоговорителя в том, что динамические головки СЧ и ВЧ расположены на узкой передней панели, а головка НЧ — на задней. При этом на частоте раздела НЧ-СЧ вместо сужения диаграммы направленности (как это имеет место при стандартном расположении головок) имеет место расширение диаграммы направленности, т.к. громкоговоритель превращается в точечный источник звука.

В области раздела СЧ-головка выполняет чистовую работу, а НЧ-головка — на «подпевках». Такое расположение благоприятно сказывается и на работе громкоговорителя в области НЧ, поскольку звуковое давление от ФИ запаздывает по фазе на частотах равных или выше частоты настройки фазоинвертора ( $f_c \geq f_\phi$ ) [35]. Громкоговоритель рассчитан на работу с усилителем мощностью 25...50 Вт на нагрузку 4 Ом и имеет следующие параметры:

Номинальное электрическое сопротивление, Ом .....	4
Эффективно воспроизводимый диапазон частот, Гц .....	40...20000
Предельная шумовая мощность, Вт .....	30
Неравномерность частотной характеристики, дБ .....	6
Уровень характеристической чувствительности, дБ/Вт <sup>1/2</sup> ·м .....	84
Габариты (ширина, высота, глубина), мм .....	300x420x360

Низкочастотное звено АС выполнено в виде фазоинвертора (корпус объемом 25 л с коническим туннелем на передней стенке).

Расчетная частота настройки ФИ равна:

$$f_\phi = 5478 \cdot \sqrt{\frac{S}{l_9 \cdot V}} = 5478 \cdot \sqrt{\frac{18,4}{15 \cdot 25000}} = 38,3 \text{ Гц},$$

где  $S = 18,4 \text{ см}^2$  — средняя площадь туннеля, полученная делением объема туннеля на его длину;

$$l_9 = l + 0,73 \cdot d_{cp} = 11,5 + 0,73 \cdot 4,8 = 15 \text{ см}.$$

Проверку правильности настройки фазоинвертора производят по кривой зависимости модуля входного сопротивления громкоговорителя от частоты. Кривая должна иметь два максимума примерно равной величины и между ними минимум вблизи частоты настройки фазоинвертора.

Если амплитуда низкочастотного максимума значительно меньше более высокочастотного, туннель укорачивают на 3...5 мм и снова снимают характеристику.

На рис. 8.18 показана схема кроссовера с использованием фильтров «всепропускающего типа».

В качестве головок использованы широко распространенные и доступные головки: НЧ — 35ГДН-1-4 (25ГД-26Б), СЧ — отмеченная в свое время В. Шоровым и широко используемая в ряде разработок А. Демьяновым головка 5ГДШ-5-4, ВЧ — 6ГДВ-4-8 (6ГД-13).

Указанная НЧ-головка имеет следующие характеристики, имеющие отношение к настройке ФИ: частота основного резонанса равна  $f_0 = 30 \pm 5 \text{ Гц}$ , добротность  $Q_0 = 0,5$ , эквивалентный

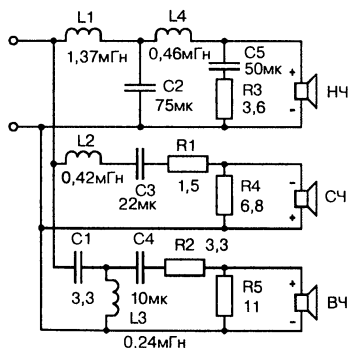


Рис. 8.18. Схема кроссовера трехполосной АС с использованием фильтров «всепропускающего типа»



объем  $V_{AS} = 50,6 \text{ дм}^3$ . В соответствии с графиками [48] для  $n = V_{AS}/V = 2$  и добротности головки  $Q_0 = 0,5$  оптимальная частота настройки ФИ  $f_\phi$ , обеспечивающая минимальную неравномерность в области НЧ, равна  $f_\phi = 1,33 \cdot f_0$  или  $f_\phi = 0,67 \cdot f_0$ . С целью уменьшения габаритов туннеля выбран первый вариант.

Частота раздела НЧ-СЧ выбрана относительно высокой — 700 Гц. С одной стороны больше разгружается СЧ-головка, а с другой, на этой частоте задержка сигнала от НЧ-головки составляет ровно длину волны ( $360^\circ$ ), что позволяет фазировать головки в установленном порядке.

$$l = V/f = 344/700 \approx 0,5 \text{ м},$$

где  $V = 344 \text{ м/с}$  — скорость звука,

$f = 700 \text{ Гц}$  — частота раздела.

Кроме того, для такой частоты раздела проще сделать и индуктивности разделительного фильтра с низким сопротивлением постоянному току. На частоте раздела (в области наибольшей чувствительности слуха к направлению на источник звука) НЧ- и СЧ-головки превращаются в точечный источник звука, что способствует лучшей локализации кажущихся источников звука (КИЗ).

С целью уменьшения работы НЧ-головки в области СЧ выбран фильтр НЧ третьего порядка. RC-цепочка R3, C5 стабилизирует входное сопротивление НЧ-головки и поддерживает его примерно на уровне 4 Ом.

Как правило, динамические головки имеют разные характеристические чувствительности. В этом случае их выравнивают с помощью делителей (резисторных, трансформаторных, автотрансформаторных). В нашем случае 4-омная НЧ-головка имеет характеристическую чувствительность  $84 \text{ дБ/Вт}^{1/2} \cdot \text{м}$ , а 4-омная СЧ-головка и 8-омная ВЧ-головка —  $92,5 \text{ дБ/Вт}^{1/2} \cdot \text{м}$ , т.е. на 8,5 дБ выше, что соответствует разности по звуковому давлению в 2,65 раза, а по мощности в 7 раз ( $2,65^2 = 7$ ) для СЧ-головки и в 2,65 раза для ВЧ-головки. В этом случае приведенная мощность СЧ- и ВЧ-головки выше в 7 раз и 2,65 раза, соответственно. Для выравнивания чувствительностей головок необходимо с помощью делителя или просто резистора снизить напряжение, подаваемое на СЧ-головку, в 2,65 раза, а на ВЧ-головку — в 1,63 раза ( $\sqrt{2,65} = 1,63$  раза).

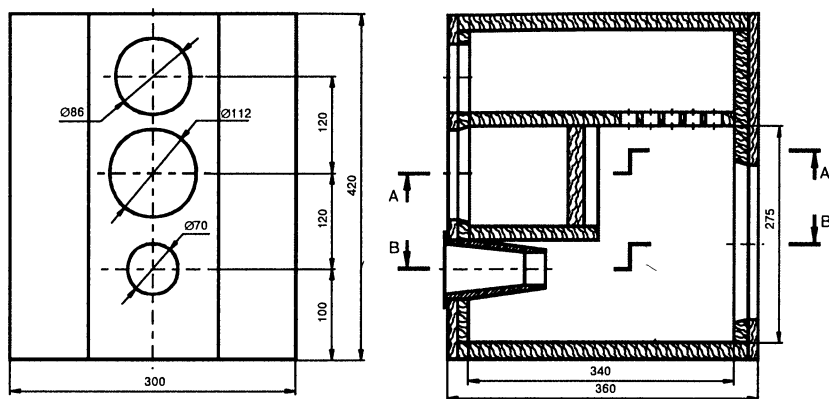
Делители R1, R4 и R2, R5 обеспечивают выравнивание характеристических чувствительностей головок, улучшают электрическое демпфирование и стабилизируют входное сопротивление АС в рабочем диапазоне частот, что делает АС менее критичной к выходному сопротивлению УМЗЧ.

### Конструкция и детали

Наиболее доступным и подходящим материалом для изготовления корпусов АС обычной прямоугольной формы в домашних условиях

являются древесно-стружечные плиты (ДСП или MDF) толщиной не менее 16 мм. В данном случае использовано три вида материала: ДСП толщиной 20 мм, ДВП толщиной 5 мм и фанера толщиной 10 мм.

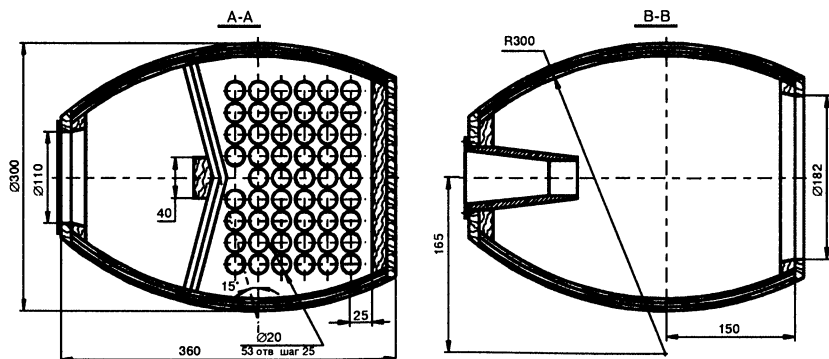
На рис. 8.19 показан общий вид корпуса и вид сбоку в разрезе.



**Рис. 8.19.** Общий вид корпуса АС и вид сбоку в разрезе

Размещение НЧ-головки на задней стенке благоприятно сказывается на работе НЧ- и СЧ-головок в переходной области (вблизи частоты раздела). С одной стороны обе головки работают синфазно в разных направлениях, создавая всенаправленный звук, с другой стороны, только СЧ-головка непосредственно направлена к слушателю и выполняет чистовую работу.

На рис. 8.20 показан корпус в поперечных разрезах. С целью более просторного размещения головок на передней панели СЧ-головку можно разместить ровно посередине, а фазоинвертор и ВЧ-головку — на расстоянии 120 мм от нее. НЧ-головку также можно расположить несколько выше, на 20...30 мм.



**Рис. 8.20.** Горизонтальные разрезы корпуса А-А и В-В

Для изготовления основания, верхней крышки и панели акустического сопротивления сначала вычерчивают на плотном картоне лекало и с его помощью делают детали. В заготовках передней панели (несколько больших размеров) предварительно с помощью «балеринки» вырезают отверстия под фазоинвертор и ВЧ-головку. Отверстия под НЧ- и СЧ-головки высверливают в готовом корпусе. Все детали скрепляют между собой шурупами длиной 30 мм с потайными головками и дополнительно казеиновым клеем (или клеем ПВА). Верхняя стенка бокса для СЧ-головки одновременно является панелью акустического сопротивления и дополнительной перегородкой, увеличивающей жесткость корпуса.

Для изготовления боковых стенок вырезают заготовки из ДВП размером 365×425 мм и намачивают их в воде. После чего для придания заданного или чуть меньшего радиуса кривизны их осторожно, чтобы не поломать, огибают поверх цилиндрической поверхности подходящего размера и фиксируют, например, резиновым бинтом, или прижимают грузом к внутренней цилиндрической поверхности подходящего диаметра и дают в таком состоянии полностью высохнуть. Первые пластины крепят с помощью казеинового клея и дополнительно прибавают небольшими гвоздиками. Вторые и третьи пластины приклеивают с помощью автомобильной противوشумной мастики, промазывая их по всей поверхности, и также прибавляют гвоздиками по краям.

Если пластины не очень хорошо прилегают друг к другу, можно дополнительно скрепить в нескольких местах (по месту) винтами М3 с потайными головками. После полного высыхания мастики лишние края пластин срезают и приклеивают передние и задние накладные пластины из фанеры. Кроме клея обе накладки дополнительно крепят шурупами. Внутреннюю часть корпуса также промазывают противوشумной мастикой. После чего корпус фанеруют, обклеивают декоративной пленкой или другим подходящим и доступным радиолюбителю материалом. Как корпус, так и бокс для СЧ-головки заполняют на 60% объема синтепоном или ватой.

Динамические головки монтируют с наружной стороны корпуса. Для лучшего демпфирования НЧ- и СЧ-головки необходимо крепить на резиновые кольца (например, из автомобильной камеры), приклеенные к корпусу клеем «Момент», под головки винтов также необходимо подкладывать мягкие резиновые шайбы. Хороший вид придают алюминиевые накладки, используемые для крепления СЧ-головок в колонках 35АС.

Индуктивность L1 намотана на оправке диаметром 40 мм и содержит 163 витка провода ПЭВ-2 1,3; ширина намотки 20 мм. Индуктивность L2 намотана на оправке диаметром 20 мм и содержит 118 витков провода ПЭВ-2 0,8; ширина намотки 10 мм. Индуктивность L3 намотана на оправке диаметром 30 мм и содержит 92 витка провода ПЭВ-2 0,67; ширина намотки 20 мм. Индуктивность L4

намотана на оправке диаметром 30 мм и содержит 111 витков провода ПЭВ-2 1,3; ширина намотки 15 мм. Резистор R3 проволочный, мощностью 5 Вт и более, остальные резисторы типа МЛТ-2. Трубу фазоинвертора вытачивают из любого доступного материала (дюралюминий, пластмасса, сталь) по чертежу, представленному на рис. 8.21. Трубу закрепляют винтами с потайными головками, предварительно смазав сопрягаемые поверхности тонким слоем мягкого пластилина или герметиком.

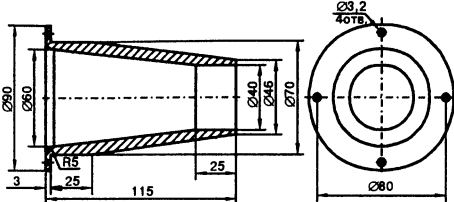


Рис. 8.21. Чертеж туннеля фазоинвертора

## 8.6. Коррекция АЧХ громкоговорителей

### 8.6.1. Корректор АЧХ Линквица

Поведение акустического оформления как фильтра ВЧ приводит не только к спаду от 12 до 24 дБ/окт., но и к соответствующему изменению ФЧХ. Кроме того, в зависимости от добротности НЧ-головки в оформлении может иметь место выброс АЧХ до 6...8 дБ на частоте резонанса  $f_c$  что приводит к «бубнящему» звучанию. Применение корректора с зеркальной характеристикой позволяет не только расширить диапазон частот в области НЧ, убрать «бубнение», но и скорректировать фазу, что благоприятно сказывается на верности воспроизведения звука. Эквивалентная добротность АС становится равной 0,71.

**Примечание редактора.** К сожалению, не все так просто, как хотелось бы. С помощью корректора АЧХ можно легко уменьшить неравномерность АЧХ по звуковому давлению, расширить диапазон эффективно воспроизводимых частот, выровнять фазовую характеристику, но вот чего нельзя сделать с помощью корректора, так это изменить добротность громкоговорителя. Так как корректор изменяет спектр сигнала, то в противном случае можно было бы ожидать изменения добротности громкоговорителя при изменении воспроизводимой фонограммы простым регулятором тембра, т.е., образно говоря, подняли высокие — одна добротность, задавили высокие — другая. Добротность же громкоговорителя можно изменять либо акустическим путем, изменяя демпфирование головки, ящика, либо электрическим путем, изменяя выходное сопротивление усилителя, к которому подключен громкоговоритель. Увы, третьего не дано.

Корректор АЧХ Линквица (рис. 8.22) представляет собой инвертирующий усилитель, охваченный частотно-зависимой ООС с помощью двух неполных двойных Т-мостов: на входе и в цепи ОС. Входной Т-мост настроен на частоту  $f_c$  в цепи ОС — на частоту  $(0,25...0,5) \cdot f_c$

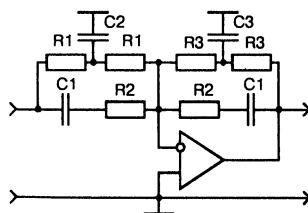


Рис. 8.22. Схема корректора Линквица

Элементы Т-мостов выбраны таким образом, чтобы постоянные времени  $R_1, C_2$  и  $R_3, C_3$  были равны. Коэффициент усиления в области НЧ определяет отношение резисторов  $R_3/R_1$ , которое в зависимости от добротности НЧ-головки в акустическом оформлении может быть в пределах 4,5...15. От резистора  $R_2$  зависит добротность неполных Т-мостов. Параметры элементов корректора для некоторых значений добротности приведены в табл. 8.10 [51].

Параметры элементов корректора Линквица для частоты  $f_c = 80$  Гц Таблица 8.10

Добротность головки в АС с ФИ ( $f_c = 80$ Гц)	$R_1$ , кОм	$R_2$ , кОм	$R_3$ , кОм	$C_1$ , нФ	$C_2$ , нФ	$C_3$ , нФ	Нижняя частота АС, Гц (-3 дБ)
1,0	12,2	18,0	54,1	566	47	128	$0,48 \cdot f_s$
1,2	13,2	8,83	68,6	482	47	108	$0,48 \cdot f_s$
1,4	14,0	2,32	61,9	432	47	97,5	$0,48 \cdot f_s$
1,6	12,2	2,12	71,5	569	47	96,8	$0,41 \cdot f_s$
1,8	23,8	2,65	169	318	22	44,7	$0,38 \cdot f_s$
2,0	21,5	2,31	188	391	22	44,5	$0,34 \cdot f_s$
2,5	16,7	2,79	242	646	22	44,5	$0,26 \cdot f_s$

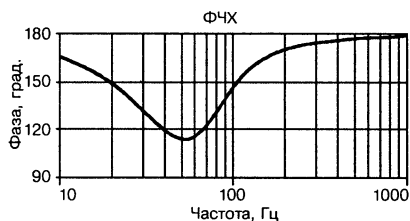
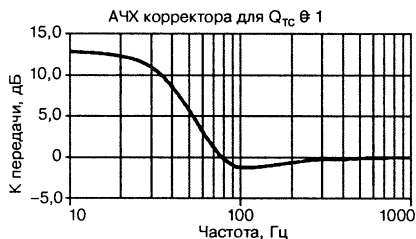


Рис. 8.23. АЧХ и ФЧХ корректора для добротности АС 1,0

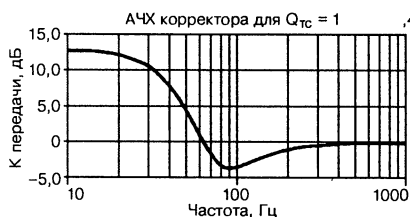


Рис. 8.24. АЧХ корректора для добротности АС 1,4

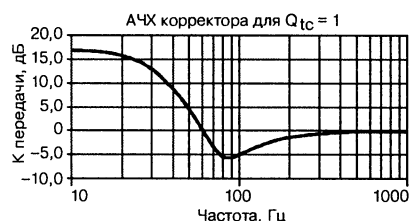


Рис. 8.25. АЧХ корректора для добротности АС 1,8



Рис. 8.26. АЧХ корректора для добротности АС 2,5

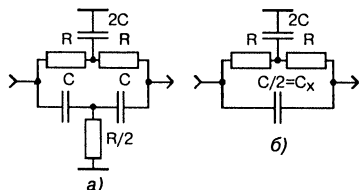


Рис. 8.27. Двойной Т-мост

Номиналы RC-элементов должны быть подобраны с точностью  $\pm 1\%$ .

Для других значений частоты  $f_c$  номиналы емкостей конденсаторов C1...C3 пересчитывают, например, емкость конденсатора C1 равна:

$$C1' = C1 \cdot \frac{80}{f_c}. \quad (8.46)$$

Аналогичным образом пересчитывают и остальные емкости. Можно напротив, емкости оставить прежними, а пересчитать номиналы резисторов R1...R3. При добротности 1,6 и выше корректор имеет значительный подъем на частотах 20...30 Гц. Во избежание перегрузки УМЗЧ на его входе целесообразно поставить RC-фильтр первого порядка с частотой среза 30 Гц. Для понимания работы элементов корректора рассмотрим свойства двойного Т-моста. Двойной Т-мост (рис. 8.27.а) представляет собой режекторный фильтр с частотой настройки:

$$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}. \quad (8.47)$$

Глубина режекции такого фильтра при работе на высокоомную нагрузку достигает 50 дБ. Неполный двойной Т-мост (рис. 8.27.б) имеет ту же частоту настройки, однако добротность фильтра гораздо ниже, глубина режекции всего 10 дБ. Достоинство неполного фильтра в том, что он позволяет перестраивать частоту настройки фильтра изменением всего одной емкости  $C_x$ . Частоту настройки неполного двойного Т-моста определяют по формуле:

$$f = f_o \sqrt{n}, \text{ где } n = 2 \cdot C_x / C. \quad (8.48)$$

Параметры неполного двойного Т-моста для некоторых значений  $n$  сведены в табл. 8.11.

Глубина режекции неполного двойного Т-моста для некоторых значений  $n$

Таблица 8.11

$n$	0,1	0,125	0,25	0,5	1,0	2	3	4	5	10
Глубина режекции, дБ	1,5	2,0	3,5	6,0	10	14	17	19	21	26

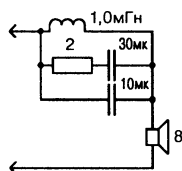
Для определения добротности АС  $Q_{TC}$  и частоты резонанса  $f_c$  потребуется любой электретный микрофон (например, МЭК-3) и предварительный усилитель с ровной АЧХ в пределах от 10 до 10000 Гц. Добротность АС и частоту резонанса  $f_c$  с точностью 10...15% можно определить следующим образом. Герметизируют корпус АС, плотно закрыв отверстие фазоинвертора. Размещают микрофон в непосредственной близости (на расстоянии 2...3 мм) от диффузора НЧ-головки на расстоянии 2/3 радиуса диффузора от его центра. На АС подают сигнал мощностью 0,1...0,5 Вт. Сигнал с выхода усилителя контролируют вольтметром и осциллографом. Изменяя частоту генератора, строят АЧХ АС от 20 до 500 Гц. Убеждаются в наличии горба в области  $f_c$  и спада АЧХ с крутизной 12 дБ/окт. ниже этой частоты.

Снимают НЧ-головку, и описанным выше способом определяют ее частоту основного резонанса  $f_s$  и полную добротность  $Q_{ТС}$ . Определяют полную добротность НЧ-головки в закрытом корпусе:

$$Q_{ТС} = Q_{ТС} \cdot \frac{f_c}{f_s}.$$

### 8.6.2. Коррекция АЧХ громкоговорителя с помощью параллельного LC-контура

Возможный вариант использования параллельного контура в качестве загораживающего фильтра (фильтра-пробки) для средних частот показан на рис. 8.28. Такое решение может быть использовано в простейших акустических системах, используемых совместно с мало-мощными усилителями, для компенсации физиологической особенности человеческого слуха, т.е. как своеобразный тонкорректор.

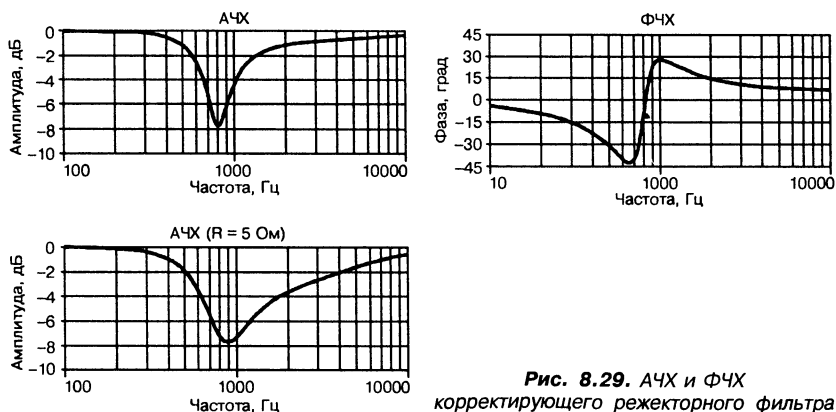


**Рис. 8.28.** Схема корректирующего режекторного фильтра

Подавление сигналов частотой 800 Гц (соответствует требованию [52] для улучшения качества звучания при малой громкости) составляет около 12 дБ. Увеличение сопротивления резистора до 5 Ом приводит к подавлению СЧ-составляющих в более широкой области частот, при этом ослабление на частотах 800...900 Гц уменьшается до 8 дБ. Для дальнейшего расширения области ослабления СЧ

можно уменьшить добротность контура с помощью резистора 5...20 Ом, включенного параллельно индуктивности. Но при этом уменьшится и эффективность подавления.

Иногда параллельный контур используют для компенсации провалов АЧХ. При этом его включают параллельно головке, а сигнал на головку подают через резистор.



**Рис. 8.29.** АЧХ и ФЧХ корректирующего режекторного фильтра

## 8.7. Конструктивный расчет дросселей

Индуктивность дросселя без сердечника рассчитывают по формуле [35]:

$$L = 8 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{D^2 \cdot n^2}{3 \cdot D + 9 \cdot B + 10 \cdot H}, \text{ мкГн}, \quad (8.49)$$

где  $n$  — число витков;

$D = (D_H + d)/2$  — средний диаметр катушки, мм;

$D_H$  — наружный диаметр катушки, мм;

$d$  — внутренний диаметр намотки, мм;

$B$  — ширина намотки, мм;

$H$  — высота намотки, мм.

В [35] предложена конфигурация катушки, у которой  $d = H = 1,2 \cdot B$ , а  $D = 2 \cdot d = 2,4 \cdot B$ . При этом формула (8.49) упрощается до вида:

$$L = 16,4 \cdot 10^{-4} \cdot B \cdot n^2. \quad (8.50)$$

Площадь сечения обмотки принятой конфигурации будет:

$$S_0 = H \cdot B = 1,2 \cdot B^2, \quad (8.51)$$

а объем обмотки:

$$V_0 = S_0 \cdot \pi \cdot D = 1,2 \cdot B^2 \cdot \pi \cdot 2,4 \cdot B = 9 \cdot B^3. \quad (8.52)$$

Активное сопротивление индуктивности не должно превышать 5...10% сопротивления динамической головки (особенно НЧ-головки), последовательно с которой она включена, во избежание значительного увеличения полной добротности.

Оптимальной, в смысле максимума отношения индуктивности  $L$  к ее активному сопротивлению  $R$ , получается индуктивность при следующих соотношениях:  $D : d : B = 3 : 2 : 1$ . При этом  $B = H$ ,  $D_H = 2 \cdot d$ , а  $D = 3 \cdot B$ .

Отношение  $R/L$  такой катушки связано с ее размерами следующим выражением:

$$\frac{L}{R} = 80,85 \cdot \frac{D \cdot B \cdot H}{3 \cdot D + 9 \cdot B + 10 \cdot H} = 8,66 \cdot B^2, \quad (8.53)$$

откуда:

$$B = \sqrt{\frac{L}{8,66 \cdot R}}, \quad (8.54)$$

$$R = \frac{L}{8,66 \cdot B^2}, \text{ Ом}. \quad (8.55)$$



Число витков:

$$n = \sqrt{\frac{L}{B}}. \quad (8.56)$$

Диаметр провода, мм:

$$d = \frac{0,841 \cdot B}{\sqrt{n}}. \quad (8.57)$$

Длина провода, мм:

$$l = 187,3 \cdot \sqrt{L \cdot B}. \quad (8.58)$$

Для катушки такой конфигурации формула (8.49) примет упрощенный вид:

$$L' = 25,7 \cdot 10^{-4} \cdot B \cdot n^2, \quad (8.59)$$

откуда:

$$n = 100 \cdot \sqrt{\frac{L}{25,7 \cdot B}}. \quad (8.60)$$

Площадь сечения обмотки  $S_o$  принятой конфигурации:

$$S_o' = B \cdot H = B^2, \quad (8.61)$$

а объем обмотки  $V_o'$ :

$$V_o' = S_o \cdot \pi \cdot D = B^2 \cdot \pi \cdot 3 \cdot B = 9,42 \cdot B^3. \quad (8.62)$$

На первый взгляд преимущество катушки с конфигурацией (8.59) по сравнению с (8.50) почти в 1,5 раза (судя по множителям 25,7 и 16,4). Однако, т.к.  $S_o = 1,2 \cdot S_o'$ , то и число витков провода одного диаметра в катушке такой конфигурации будет в 1,2 раза, а индуктивность — в 1,44 раза больше.

С другой стороны, объем обмотки  $V_o$  в 1,047 раза меньше  $V_o'$ , что эквивалентно дополнительному относительному увеличению индуктивности по (8.50) в 1,047; итого:  $16,4 \cdot 1,44 \cdot 1,047 = 24,7$ .

Отсюда выигрыш составляет:

$$\frac{25,7 - 24,7}{25,7} \cdot 100\% = 3,9\%.$$

**Пример расчета.** Предположим, необходима первая индуктивность фильтра НЧ третьего порядка с частотой среза 500 Гц для головки сопротивлением 4 Ом. По табл. 8.4 для головки сопротивлением 8 Ом индуктивность равна 3,8 мГн, значит, для нашего случая необходима индуктивность вдвое меньше, т.е. 1,9 мГн = 1900 мкГн. Принимаем сопротивление катушки немногим меньше 10% сопротивления головки, т.е. равным 0,35 Ом.

Тогда по формуле (8.54) находим ширину катушки:

$$B = \sqrt{\frac{L}{8,66 \cdot R}} = \sqrt{\frac{1900}{8,66 \cdot 0,35}} = 25 \text{ мм.}$$

Число витков по формуле (8.55):

$$n = 19,88 \cdot \sqrt{\frac{L}{B}} = 19,88 \cdot \sqrt{\frac{1900}{25}} = 173.$$

Диаметр провода по формуле (8.56):

$$d = 0,841 \cdot \frac{B}{\sqrt{n}} = 0,841 \cdot \frac{25}{\sqrt{173}} = 1,6 \text{ мм.}$$

Для упрощения задачи в табл. 8.12 приведены индуктивности некоторых дросселей в миллигенри, намотанных на разных оправках ( $d = 2 \cdot B$ ).

Число витков на квадратный сантиметр и сопротивление кубического сантиметра намотки приведено в табл. 8.13.

С помощью табл. 8.12 можно ориентировочно выбрать габариты дросселя и с помощью расчетов методом последовательных приближений произвести оптимизацию катушки по ее сопротивлению и габаритам.

Как правило, катушки наматывают на пластмассовые, деревянные или стеклотекстолитовые каркасы. Применяется и бескаркасная намотка. Для такой намотки необходимо иметь бобышку со сквозным отверстием (обычно 8...10 мм для нанизывания на ось моталки) с четырьмя продольными пазами шириной и глубиной 1,2...1,5 мм (для укладки фиксирующих провололочек) и наружным диаметром, соответствующим внутреннему диаметру катушки, и высотой, равной высоте катушки, а также 2 щечки (из пластмассы или фанеры) толщиной 8...10 мм с наружным диаметром большим диаметра катушки и с аналогичными пазами, проходящими под углом 90° через ось. Перед намоткой пазы бобышки и щечек совмещают и в них закладывают 4 проволоочки диаметром 0,6...1 мм. После намотки обмотку фиксируют проволочками, снимают, пролачивают и сушат. После чего фиксирующие проволоочки снимают и обматывают для защиты от механических повреждений одним слоем лакоткани.

Число витков рекомендуется мотать на 2...3% больше расчетного, чтобы иметь возможность подстройки индуктивности путем отматывания витков.

Индуктивности без сердечника (с воздушным сердечником), хотя и имеют большие габариты и массу, вносят пренебрежимо малые нелинейные искажения. Для исключения взаимного влияния их располагают взаимно перпендикулярно.

Конденсаторы не менее важные элементы фильтра. Хорошими параметрами (малые потери, высокая температурная стабильность,

**Таблица 8.12**

Диаметр провода обмотки, мм																		
B, см	S <sub>об</sub> , см <sup>2</sup>	V <sub>об</sub> , см <sup>3</sup>	0,67			0,8			1,0			1,2			1,3			
			L, мГн	R, Ом	n, вит.	L, мГн	R, Ом	n, вит.	L, мГн	R, Ом	n, вит.	L, мГн	R, Ом	n, вит.	L, мГн	R, Ом	n, вит.	
1,0	1,0	9,42	0,74	0,87	170	0,36	0,42	118	0,16	0,18	78	0,08	0,09	55	0,05	0,06	47	
1,25	1,56	18,4	2,25	1,70	265	1,08	0,82	184	0,48	0,35	122	0,24	0,17	86	0,17	0,12	73	
1,5	2,25	31,8	5,63	2,90	382	2,73	1,40	266	1,19	0,60	176	0,59	0,29	124	0,42	0,21	106	
1,75	3,06	50,5	12,2	4,60	520	5,86	2,20	361	2,57	0,95	239	1,27	0,47	168	0,93	0,34	144	
2,0	4,0	75,4	23,8	6,90	680	11,5	5,30	472	5,00	1,40	312	2,49	0,70	220	1,81	0,51	188	
2,25	5,06	107	42,8	9,90	860	20,6	4,80	597	8,98	2,00	394	4,47	1,00	278	3,27	0,73	238	
2,5	6,25	147	72,6	13,5	1063	35,0	6,50	738	15,3	2,80	488	7,60	1,40	344	5,55	1,00	294	

Диаметр провода по меди, мм	Число витков на 1 см <sup>2</sup>	Сопротивление 1 см <sup>3</sup> катушки, Ом
0,67	170	0,092
0,8	118	0,0444
0,9	95	0,0284
1,0	78	0,0189
1,1	65	0,013
1,2	55	0,00924
1,3	47	0,00678

малые вносимые искажения) обладают пленочные конденсаторы типов К73-11, К73-16, К73-17 и т.п. За неимением указанных конденсаторов можно использовать бумажные конденсаторы старых типов, например, МБГО.

При отсутствии резисторов требуемого номинала и мощности их можно изготовить самостоятельно, например, из константанового или манганинового провода (табл. 8.14) используя бифилярную (безындуктивную) навивку (рис. 8.30). Габариты каркаса для катушки выбирают исходя из длины проводника.

Характеристики манганинового провода

Таблица 8.14

Диаметр, мм	Сечение, мм <sup>2</sup>	Сопротивление 1 м, Ом/м	Длина провода сопротивлением 1 Ом, м/Ом
0,1	0,00785	54,8	0,0182
0,12	0,0113	38,2	0,0262
0,15	0,0177	24,3	0,0411
0,2	0,0314	13,7	0,073
0,3	0,0765	5,6	0,179
0,5	0,1963	2,19	0,457

Зачастую радиолюбителю нечем измерить индуктивность дросселя. Эту проблему можно решить с помощью схемы, аналогичной схеме измерения параметров головки (рис. 8.2), включив дроссель вместо головки. Для измерения используют стандартные приборы: низкочастотный генератор с частотомером и вольтметр с высокоомным входом. Для измерения индуктивностей до 1 мГн на выходе генератора устанавливают напряжение 1 В частотой 1590 Гц. Вольтметр *P2* устанавливают на предел измерения 100 мВ. При этом полное отклонение стрелки соответствует 1 мГн. Для измерения индуктивностей до 10 мГн частоту генератора устанавливают 159 Гц.



Рис. 8.30. Конструкция безындуктивного резистора

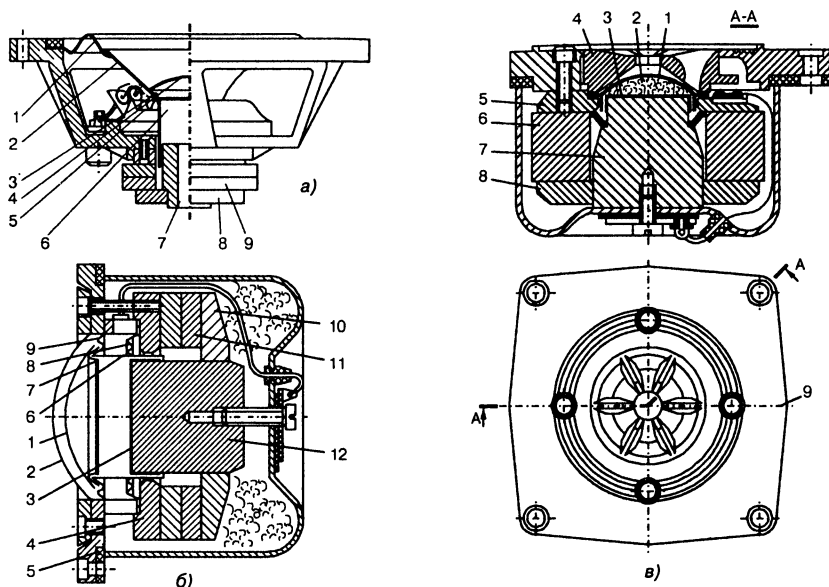
## 8.8. Головка громкоговорителя

В подавляющем большинстве как зарубежных АС, так и производства стран СНГ по-прежнему используются головки электродинамического типа. Остальные типы головок, используемые рядом зарубежных фирм (электростатические — английская фирма Quad, изодинамические — американская фирма Infinity, пьезоэлектрические — японских фирм Pioneer и Acculab, а также французской фирмы Audax, излучатели Хейла — американская фирма Ess, плазменные — западногерманская фирма Magnat и американская фирма Plasmatronics и др.) относят к нетрадиционным. Дино статические и электростатические головки в одной из последних разработок голландской фирмы Final Electrostatic выполнены в виде трех продольных сегментов длиной более 1,5 м, причем излучение высоких частот производится только средним. Это способствует излучению ВЧ-составляющих в виде цилиндрической звуковой волны, т.е. с широкой диаграммой направленности, что благоприятно сказывается на передаче пространственной атмосферы концертного зала.

Остановимся более подробно на наиболее распространенных головках электродинамического типа. Конструкции громкоговорителей приведены на рис. 8.31 (100ГД-1 на рис. 8.31.а; 30ГД-8 на рис. 8.31.б и 10ГД-43 на рис. 8.31.в).

К сожалению, динамические головки далеко не идеальны. Как одно целое (как поршень) диффузор колеблется только в ограниченной области частот (для НЧ-головок примерно до 300...400 Гц), на средних и высших частотах различные участки диффузора колеблются с разными амплитудами и фазами. Инертность подвижной системы и связанной с ней массы воздуха препятствует мгновенному нарастанию скорости при приложении силы и не дает ей остановиться сразу. Индуктивность катушки также препятствует как мгновенному возрастанию тока от нуля до какого-то конечного его значения при включении источника напряжения, так и спаданию тока до нуля сразу же при выключении напряжения. В сочетании с особенностями демпфирования это приводит в большей или меньшей степени к появлению пиков и провалов в частотной характеристике.

Очевидно, об эффективности электрического демпфирования можно говорить только в области поршневого действия диффузора, т.е. на низших частотах. На средних частотах (в области наибольшей чувствительности слуха) жесткое демпфирование только ухудшает качество звучания, приводя к дополнительным призвукам (подобно щелчку кнута пастуха или дребезгу пластины, защемленной на конце палки и резко опущенной на твердый предмет). Наиболее наглядно это проявляется в усилителях с отрицательным выходным сопротивлением, где во избежание металлических призвуков приходится ограничивать область действия ПОС по току частотой около 300 Гц.



**Рис. 8.31.** Конструкция громкоговорителей:

а) низкочастотного (1 — подвес, 2 — диффузор, 3 — противоположный колпачок, 4 — корпус, 5 — центрирующая шайба (бабочка), 6 — звуковая катушка, 7 — керн с отверстием, 8 — замыкающий фланец, 9 — кольцевой постоянный магнит); б) среднечастотного (1 — диффузор, 2 — сетка, 3 — медный колпачок, 4 — верхний фланец, 5 — кожух, 6 — звуковая катушка, 7 — вкладыш, 8 — шайба, 9 — подвес, 10 — нижний фланец, 11 — магнит, 12 — керн); в) высокочастотного (1 — диффузор, 2 — звукопоглощающий материал, 3 — медный колпачок, 4 — концентратор, 5 — верхний фланец, 6 — магнит, 7 — керн, 8 — нижний фланец, 9 — декоративная крышка).

Некоторое демпфирующее действие на громкоговоритель оказывает также сопротивление излучения. Степень этого демпфирования зависит от акустического оформления громкоговорителя.

### 8.8.1. Подвесы и шайбы

В области низких частот большую роль играют конструктивные и физико-механические параметры гофрированных шайб. Подвесы тороидальной формы (вогнутые, выпуклые) позволяют обеспечить более низкую резонансную частоту и большие амплитуды смещения, чем синусоидальные, поэтому они широко применяются в головках компрессионного типа для закрытых АС. Подвесы S-образной формы (например, 100ГД-1) обеспечивают большую симметричность упругих характеристик на более низких частотах, чем тороидальные. В последние годы в СЧ-головках получили широкое распространение тангенциальные подвесы с гофрами в виде трехгранных пирамид, благодаря своим преимуществам перед синусоидальными, — более линейные характеристики упругости, от которых во многом зависят нелинейные искажения и форма АЧХ.

Из материалов используют: различные резиновые смеси (в т.ч. бутиловая резина), прорезиненные ткани, пластифицированные поливинилхлориды, пенополиуретаны, латекс и т.д.

Для центрирующих шайб в основном применяют традиционные хлопчатобумажные ткани типа миткаль. Для мощных НЧ-головок используют акриловые или тефлоновые ткани с металлическими нитями для повышения теплоотвода от катушки.

### 8.8.2. Диффузоры

Материалы диффузоров должны иметь большую жесткость на изгиб, малую плотность и большие внутренние потери. Чем выше жесткость, тем шире частотный диапазон головки и тем меньше вносимые головкой АЧИ. Плотность материала в значительной степени определяет чувствительность головки, а внутренние потери способствуют демпфированию на резонансных частотах.

В качестве материала диффузоров широко используются следующие материалы: бумага типа Carboson с углеродными волокнами, различные полимерные пленки (майларовая, полиамидная, полипропиленовая, поливинилхлоридная, олефиновая), различные полимеры с графитовым наполнителем, вспененные пластмассы и металлы (никель, окись титана и др.), многослойные материалы (типа bextren фирмы KEF, Англия) из слоев разной жесткости, сотовые конструкционные материалы (преимущественно для плоских диффузоров).

Основная особенность последних разработок заключается в применении для диффузоров не традиционной целлюлозно-бумажной массы, а специально созданного для этих целей пленочного полимерного материала на основе полипропилена и полиэтилена низкого давления, что позволяет использовать для их производства высокопроизводительные процессы, такие как, горячее прессование из листа или литье под давлением. Такие материалы обладают и рядом преимуществ: выше жесткость на изгиб, больше внутренние механические потери, более стойки к воздействию внешней среды, что исключает необходимость всевозможных пропиток, что в свою очередь гарантирует стабильность параметров и упрощает технологический процесс изготовления.

Развитие технологии вакуумного напыления позволило создать и ряд слоистых материалов: титан-карбид бора, алюминий-магний, алюминий-сапфир и др.

Разработчики динамических головок постоянно ищут новые технические решения, новые материалы для диффузоров. Например, некоторые фирмы делают диффузоры НЧ-головок из титана или алюминия со специальным покрытием (например, напыление тонкого слоя керамики), уменьшающим паразитные изгибные колебания. Кроме того, металлическая диафрагма служит тепловым радиатором для рассеивания накапливаемой в катушке тепловой энергии, снижает таким образом

эффект термальной компрессии сигнала и позволяет использовать мощные усилители без опасения «сжечь» динамики. Охлаждению катушки способствует и дюралевая разрезная (для исключения короткозамкнутого витка) гильза. Такие диффузоры имеют оптимальное отношение массы к жесткости и хорошие демпфирующие свойства. Металлическая мембрана дает абсолютно идентичное излучение в прямом и обратном направлениях, что особенно важно в фазоинверсном оформлении, и эффективно поглощает волны, отраженные от стенок корпуса.

Другие фирмы используют так называемый «велюровый» кевлар — сплетенную специальным образом из кевларового волокна основу, пропитанную специальными полимерными смолами с графитовым напылением. Находят применение и жесткие полимеры, призванные снизить изгибные колебания «поршня». Например, полипропилен с графитовым или слюдяным наполнителем, а также гиперолефиновый полимер с никелевыми добавками.

Швейцарская компания Precide SA выпустила новые АС, в которых использован запатентованный ленточный СЧ-ВЧ излучатель в виде «гармошки», которая имеет следующие достоинства:

- высокая чувствительность, 93 дБ/Вт<sup>1/2</sup> · м;
- диаграмма направленности 180°;
- исключительная легкость, что позволяет передавать без искажений самые сложные сигналы.

Бумажные диффузоры сохраняют поршневой характер движения только до частот 300...400 Гц, в то время как сотовые (слоеная конструкция) из алюминиевой фольги и тканей с углеродистыми волокнами сохраняют поршневой характер движения вплоть до 2 кГц. Головки с сотовыми диафрагмами имеют более широкий диапазон воспроизводимых частот при неравномерности ±1,5 дБ. Плоская поверхность сотовых излучателей не требует принятия специальных мер для выравнивания центров излучения, что упрощает конструкцию АС.

Легендарные высокочувствительные широкополосные динамики LOWTHER помимо основного диффузора имеют дополнительный диффузор в виде раскрывающегося конуса с углом раскрытия около 70° для лучшего воспроизведения ВЧ-частот. Заостренный куполообразный колпачек из чистой меди выполняет четыре функции:

- фазовый выравниватель;
- пылезащитный колпачек;
- отводит тепло от катушки и магнитной системы;
- является продолжением медных колец, служащих частью магнитной системы и замыкающих вихревые токи, уменьшая искажения сигнала.

Диффузоры СЧ-головок помимо кевлара делают из специального материала FRP (Fiber Reinforced Plastic), усиленного стекловолокном, а



также из материала НОР (High Oriented Polyolefine), обладающего чрезвычайно высокой жесткостью и прочностью и в то же время имеют очень малый удельный вес, что позволяет им быстро реагировать на импульсные воздействия. Воспроизводят чистый и естественный звук.

Стекловолокно в качестве диффузора СЧ-головок не только легче обычно используемого полипропилена и бумаги, но и имеет лучшие характеристики внутреннего демпфирования, что исключает окрашивание звука. Высокой степенью внутреннего демпфирования обладают и диффузоры из литого под давлением магния — исключительно легкого и стойкого материала. Диффузоры СЧ-головок делают также из карбона, карбона-кевлара, обладающих высокой стойкостью к изгибным колебаниям в области средних частот, приводящим к окраске звучания, а также из специального материала ABS, обладающего высокой вязкостью и относительно большой жесткостью.

Куполообразные диафрагмы СЧ- и ВЧ-головок делают и просто из металлов: алюминия, титана, бериллиевых сплавов, пористого никеля. Алюминиевые купола ВЧ-головок делают за одно целое с гильзой звуковой катушки, что в совокупности с магнитной жидкостью в зазоре обеспечивает эффективный теплоотвод. Для повышения отдачи и снижения искажений, как правило, купола работают на короткие экспоненциальные рупоры. Для придания «верхам» мягкости купол твиттера (ВЧ-головки) ткнут из шелка, а также делают из вязкого титана, анодированного алюминия или из триамината — материала, в котором сочетаются тончайшие слои стали, алюминия и эластичного полимера. Благодаря этому динамик не имеет характерных для чистого алюминия резонансов.

Мягкий купольный твиттер компании Acoustic Research с мембраной из сверхлегкого материала Aerofoam придает звучанию удивительную чистоту и воздушность. Под куполом СЧ- и ВЧ-головок в подмембранном пространстве располагают звукопоглощающий материал типа АТМ, минеральная вата и др. Оригинальная конфигурация динамиков Focused Agtau позволяет значительно расширить область излучения при удивительно ровном и сбалансированном звучании в любой точке прослушивания. Акустический экран уникальной конструкции Energy Control Contour из вспененного материала неодинаковой плотности управляет распределением звуковой энергии твиттера в зоне прослушивания, повышает выход высоких частот и способствует более естественному их звучанию.

Фирма Таппоу в подавляющем большинстве своих разработок использует коаксиальные широкополосные головки, что позволяет ей добиться однородности частотных характеристик акустической мощности, симметрии характеристик направленности и снижения переходных искажений.

Для расширения характеристик направленности ВЧ-головок используют различные конструкции акустических линз и концентраторов.

### 8.8.3. Катушки

Применение плоского провода для звуковой катушки увеличивает плотность намотки на 32%, что позволяет уменьшить ее высоту, расположив катушку в центре равномерного магнитного потока.

С целью повышения чувствительности и снижения веса провода звуковых катушек твиттеров делают из плоского серебра или алюминия. Охлаждение катушек феррожидкостью (магнитный коллоидный раствор из ферромагнитных частиц меньше 1 мкм в термостойких минеральных маслах) одновременно осуществляет механическое демпфирование.

В качестве материала для каркасов применяют термостойкую кабельную бумагу, алюминиевую фольгу, материал типа Nomex, керамику, полиамидную пленку.

Для уменьшения искажений, вызываемых неравномерностью магнитного потока, используют короткозамкнутые медные колпачки на керне, фигурные полюсные наконечники и другие конструктивные особенности магнитных цепей. Уменьшение длины катушки и увеличение протяженности магнитного зазора или напротив, увеличение длины катушки значительно больше протяженности магнитного зазора в НЧ-головках, способствует уменьшению искажений, связанных с неоднородностью магнитного поля. НЧ-головки, предназначенные для работы в сабвуферах, часто делают с двумя звуковыми катушками, что упрощает суммирование сигналов.

Чтобы небольших размеров диффузоры НЧ-головок могли работать в малом объеме, их снабжают необычайно мощной магнитной системой, и даже при максимальном ходе диффузора (20 мм и более) звуковая катушка находится в равномерном магнитном поле. Мощнейшие магниты делают из нового сплава TICONAL (титан, кобальт, никель и алюминий). Применение системы двойных магнитов обеспечивает особо высокую равномерность магнитного поля в зазоре. Находят применение и ниодимовые магниты.

Обычные купольные «пищалки» из-за большой массы подвижных частей эффективно работают лишь до частот 30...40 кГц. Развитие новых аудиоформатов SACD и DVD-Audio (24 бита, 192 кГц) с применением «аналогоподобной» DSD-кодировки позволило расширить полосу записываемых и воспроизводимых частот вплоть до 100 кГц, что потребовало и соответствующего расширения воспроизводимых АС частот. Например, в АС SS-M9ED (Sony) применен твиттер с легким куполом из углерода. В отличие от традиционной схемы, когда в постоянном поле перемещается катушка с переменным током, в этой головке вместо звуковой катушки есть только один короткозамкнутый виток (алюминиевое кольцо), который перемещается в переменном магнитном поле, которое создает неподвижная катушка, намотанная на керне. Такое техническое решение позволило расширить полосу эффективно воспроизводимых частот до 100 кГц.

Электростатический излучатель используют в качестве ВЧ-головки фирмы Martin Logan Limited и Mark Levinson (США). К статорам преобразователя подводится поляризующий потенциал, вырабатываемый встроенным преобразователем высокого напряжения. Высокое напряжение модулируется звуковым сигналом от обычного УМЗЧ. Изменяющийся электрический потенциал обкладок статора воздействует на пленочную диафрагму, все точки поверхности которой (в отличие от классических поршней диффузоров) перемещаются одновременно. Рабочий диапазон от 180 Гц до 20 кГц и выше. Благодаря большим размерам (460x1220 мм) квазиплоская мембрана формирует плоскую волну непосредственно у источника, которая мало ослабевает при распределении. Звук большой, масштабный и совершенно воздушный.

Достоинства — малые нелинейные и интермодуляционные искажения. Недостаток — узкая направленность по горизонтали.

#### **8.8.4. Способы изменения параметров**

Частота основного резонанса подвижной системы может быть повышена в 1,5...2 раза путем смазывания центрирующей шайбы раствором 5...10% лака ЦАПОН или раствором целлулоида в ацетоне.

Понизить частоту основного резонанса можно путем утяжеления подвижной системы, например, приклеив в качестве пылезащитного колпачка доньшко от баночки из-под пива «Балтика» (или любой другой, например, от «Пепси» и т.п.), предварительно вырезав из него круг подходящего диаметра. Круг диаметром 45 мм, приклеенный в головке 25ГДН-3-4, кроме того, придает ей эффектный вид. В то же время, для головки 25ГДН-1-4 колпачок такого диаметра несколько тяжеловат, для нее необходимо уменьшать диаметр колпачка до 38...40 мм. Второй способ снижения частоты резонанса в 1,2...2 раза заключается в уменьшении жесткости крепления подвижной системы, в частности, с помощью радиальных вырезов (до 50% площади) в центрирующем диске с гофрами. С этой же целью часто используют и двоянные головки, размещенные соосно. Такое решение увеличивает диапазон работы головки в поршневом режиме, что улучшает переходные характеристики и способствует уменьшению интермодуляционных и других видов искажений — внешняя головка как «мастер» выполняет чистовую работу, а внутренняя головка как «помощник», — черновую, неравномерность звукового давления внутри корпуса АС воздействует только на нее. Существует 2 способа крепления: «лицом к лицу» и «лицом к затылку». Объем воздуха, заключенный между головками, должен быть тщательно загерметизирован, например, с помощью пластилина. Электрическое соединение может быть выполнено как последовательно, так и параллельно в зависимости от необходимого полного сопротивления.

Расширить эффективный рабочий диапазон частот в обе стороны можно путем вклеивания на торец звуковой катушки небольшого конуса с углом раскрытия около 70° из тонкой плотной бумаги, пропитанной

3...5% раствором лака ЦАПОН в ацетоне. Правильно подобранный конус может обеспечить расширение номинального диапазона воспроизводимых частот на 1...2 октавы. Аналогичный эффект, например, для головок 10ГДН-1-4 (6ГД-6), 25ГДН-1-4 (10ГД-34) можно получить приклеиванием поверх пылезащитного колпачка половинки теннисного шарика (технология этой операции подробно описана в п. 8.5.1).

Кроме приклеивания купола, внешнюю часть диффузора (примерно шириной около 2/3 образующей диффузора считая от подвеса) с тыльной стороны (с лицевой нельзя) промазывают сметанообразным раствором полиизобутилена с добавлением 25...30% герлена в бензине.

В результате указанной доработки несколько снижается резонансная частота головки, расширяется диапазон воспроизводимых частот в обе стороны, снижается неравномерность частотной характеристики и все виды искажений, особенно на средних частотах, т.е. в области наибольшей чувствительности слуха.

Для расширения эффективно воспроизводимых частот головки 20ГДС-1 до 7...8 кГц в одном из журналов «Радио» была предложена доработка, заключающаяся в переворачивании пылезащитного колпачка на 180°. Для этого с помощью пипетки смачивают ацетоном клеевой шов колпачка и после размокания клея отделяют колпачок от диффузора, поддев его острым предметом (кончиком ножичка или шилом). Приклеивают загустевшим клеем «Момент».

Повысить жесткость диффузора вблизи звуковой катушки и тем самым улучшить воспроизведение высших частот можно, покрыв поверхность диффузора радиусом 4...7 см от звуковой катушки клеем КТ-30 или МСН-7, разведенным в бензоле или толуоле. После высыхания этот клей обладает твердостью порядка 0,9 твердости стекла [35].

Увеличить мощность и звуковое давление можно путем приклеивания второго такого же или близкого по размеру кольцевого магнита такой стороной, чтобы чувствовалась отталкивающая, а не притягивающая сила. Таким образом, можно увеличить магнитную индукцию в зазоре на 10...25%.

Уменьшить неравномерность частотной характеристики можно путем промазывания гофрированных подвесов и диффузоров демпирующими смазками (если это не предусмотрено технологическим процессом при их изготовлении). Для этой цели используют различные резиноподобные вещества, например, полиизобутилен, герлен и другие. Удовлетворительные результаты можно получить также при применении 50...70% раствора касторового масла в ацетоне. Таким способом можно уменьшить неравномерность частотной характеристики на 2...5 дБ. Указанную доработку следует проводить при вставленной в зазор свернутой в кольцо полоски из киноплёнки. Во избежание сужения полосы воспроизводимых частот сверху пропитку подвеса и диффузора (кроме центральной части) герленом необходимо производить не с лицевой, а с внутренней стороны.

Такие купольные ВЧ-головки, как 3ГД-47 (4ГДВ-1), 8ГДВ-2 и др., также нуждаются в доработке. Их необходимо разобрать и поместить в подкупольное пространство минеральную вату. После доработки призвуки и переходные искажения заметно уменьшаются. Иногда этой меры оказывается недостаточно и тогда приходится шунтировать ВЧ-головку последовательным колебательным контуром, настроенным на частоту основного резонанса.

О снятии характеристик динамических головок и их доработках, в частности, с помощью панели акустического сопротивления (ПАС), можно подробно ознакомиться в [52]. Один из вариантов ПАС — заклеивание окон диффузородержателя СЧ-головки войлоком толщиной 4 мм.

### **8.8.5. Неисправности головок громкоговорителей и их ремонт**

Наиболее частые неисправности головок громкоговорителей следующие:

- ♦ обрыв в цепи звуковой катушки (обрыв гибкого провода, обрыв звуковой катушки);
- ♦ перегорание звуковой катушки вследствие перегрузки;
- ♦ призвуки в виде дребезжания вследствие отклеивания деталей подвижной системы (диффузора, колпачка, шайбы, подвеса), сползания витков катушки, некачественного крепления гибкого провода и т.п.;
- ♦ заклинивание подвижной системы в рабочем зазоре вследствие сползания витков катушки или ее перегорания.

Обрыв в цепи звуковой катушки выявляют последовательной прозвонкой элементов цепи (гибких выводов между контактным лепестком и катушкой, самой катушки). Внешний обрыв устраняют зачисткой оборванных проводников с последующей пайкой. В случае внутреннего обрыва катушки головку разбирают и в зависимости от состояния катушки устраняют обрыв пайкой или катушку перематывают. Моточные данные наиболее часто используемых головок громкоговорителей приведены в табл. 8.15.

Разборку звуковых катушек громкоговорителей производят в следующей последовательности:

1. Отпаять гибкие выводы от звуковой катушки на диффузоре.
2. Обильно смачивая ацетоном (с помощью пипетки, рейсфедера или кисточки), поочередно отклеить пылезащитный колпачок, центрирующую шайбу и подвес (вместе с диффузором).
3. Отделить подвижную систему от диффузородержателя.
4. Осмотреть звуковую катушку.

Тип головки	Диаметр провода, мм	Количество витков		Сопротивление обмотки, Ом	Внутренний диаметр, мм	Внешний диаметр, мм	Высота катушки (намотки), мм
		1 слой	2 слой				
3ГДШ-2-4 (2ГД-40)	0,125	26	24	4 ±0,6	15,35	16,2	11 (4,2)
4ГДШ-1-4 (4ГД-8Е)	0,14	31	29	4 ±0,6	15,3	16,3	14 (4,9)
5ГДШ-5-4 (4ГД-53)	0,14	31	29	4 ±0,6	15,3	16,3	14 (4,9)
8ГДШ-1-4 (4ГД-35)	0,14	24	21	3,8 ±0,9	20,3	21,0	16,8 (3,9)
10ГДШ-1-4 (10ГД-36К)	0,18	33	30	3,6 ±0,54	25,7	26,8	22
10ГДН-1-4 (6ГД-6)	0,2	37	36	3,5 ±0,4	25,4	26,5	20,5
20ГДС-1-4 (15ГД-11)	0,2	37	36	3,5 ±0,4	25,4	26,5	21
20ГДС-4-8 (15ГД-11А)	0,16	47	45	6,4 ±0,5	25,4	26,4	23 (8,6)
30ГДС-3-4	0,2	37	36	3,5 ±0,4	25,4	26,5	21
30ГДС-3-8	0,16	47	46	6,4 ±0,5	25,4	26,4	23 (8,6)
25ГДН-1-4 (10ГД-34)	0,23	46	45	3,1 ±0,4	25,4	26,6	25,4 (12,4)
25ГДН-3-4 (15ГД-14)	0,23	47	46	3,1 ±0,4	25,4	26,6	25 (12,3)
35ГДН-1-4 (25ГД-26Б)	0,28	47	44	3,6 ±0,36	40,32	42,0	26,2 (13,5)
35ГДН-1-8 (25ГД-26Б)	0,224	60	57	6,8 ±0,6	40,32	42,0	26,2 (15,8)
75ГДН-1-4 (30ГД-2)	0,28	53	51	2,9 ±0,3	50,7	52,6	41,6 (22)
3ГДВ-1-8 (2ГД-36)	0,08	23	20	7,0 ±1,0	15,4	15,9	8,5 (2,3)
5ГДВ-1-8 (3ГД-31)	0,09	31	30	7,0 ±1,0	12,3	12,9	5,4
6ГДВ-1-16 (3ГД-2)	0,07	21	20	12,0 ±1,0	20,3	20,9	8
6ГДВ-1-25	0,07	21	20	12,0 ±1,2	20,3	20,9	8
6ГДВ-4-8 (6ГД-13)	0,1	26	25	7,0 ±1,0	25,4	26,5	5
6ГДВ-6-16 (10ГД-35)	0,08	23	22	12,7 ±1,3	25,4	25,95	4,5 (2,5)
10ГДВ-2-16 (10ГД-35Б)	0,08	23	22	12,7 ±1,3	25,4	25,95	4,5 (2,5)

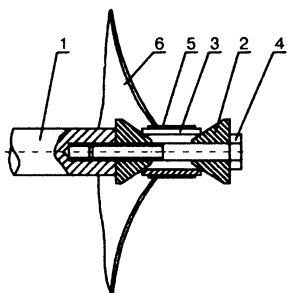
В зависимости от состояния катушки и каркаса возможны следующие варианты ремонта:

- ♦ восстановление обрыва пайкой;
- ♦ подклейка сдвинутых витков катушки;
- ♦ перемотка катушки без замены каркаса;
- ♦ замена каркаса и намотка новой катушки.

При замене каркаса требуется особая аккуратность и дополнительные приспособления для обеспечения строгой соосности каркаса и диффузора. Более подробно о таком виде ремонта можно прочитать в [53]. Каркасы звуковых катушек изготавливают из бумаги ЭН-70 толщиной 0,07 мм, К-120Н толщиной 0,12 мм, К-080Н толщиной 0,08 мм, медной ленты ДПРНТ 0,05×40, фольги А6-М-0,05×24. В некоторых головках зарубежного производства также встречаются каркасы, представляющие собой незамкнутое кольцо из дюралюминиевой фольги.

### Перемотка звуковой катушки без замены каркаса

Для перемотки звуковой катушки достаточно иметь несложное приспособление (рис. 8.32) из металлического (пластмассового) стержня 1 (диаметром 15...20 мм, длиной 120...150 мм и с резьбой М6...М10 в торце), двух конусов 2 со сквозными отверстиями для болта, обечайки 3 с осевой прорезью 3 и болта 4.

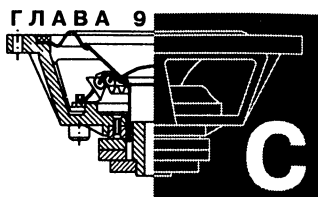


**Рис. 8.32.** Приспособление для намотки звуковых катушек громкоговорителей

Обечайку 3 вставляют в каркас звуковой катушки 5 и слегка зажимают между конусами 2 (рис. 8.32) болтом 4 так, чтобы обечайка слегка разжалась и зафиксировала каркас катушки. Перед намоткой измеряют расстояние от диффузора 6 до начала обмотки и освобождают каркас звуковой катушки от старой обмотки, растворив клей БФ-4 спиртом (клей АК-20 — ацетоном) и удаляют с него остатки клея. После чего на обмоточное пространство каркаса наносят ровным слоем толщиной примерно равной половине диаметра обмоточного провода жидкий клей БФ-4 и сразу наматывают акуратно виток к витку первый слой катушки. Снова наносят клей и мотают второй слой катушки. Затем покрывают всю обмотку клеем и продолжают вращать ее еще несколько минут, чтобы клей начал отвердевать не образуя подтеков. Катушку вместе с диффузором оставляют на трубке до полного высыхания. Клей АК-20 высыхает за 1 час, а БФ-4 — за 4...6 часов.

### Сборка головки

Сборку головки производят в следующей последовательности: тщательно очистить склеиваемые поверхности от остатков клея; припаять к гибким выводам концы звуковой катушки и закрепить их на диффузоре клеем 88Н или «Момент»; вставить в каркас катушки центрирующую обечайку из фотопленки по всему периметру каркаса; промазать приклеиваемые поверхности центрирующей шайбы и подвеса клеем 88Н или «Момент»; состыковать подвижную систему с магнитной, прижать склеиваемые поверхности; временно удалить центрирующую фотопленку, слегка нажимая на диффузор, убедиться, что катушка ходит в зазоре свободно, не затирая; снова вставить центрирующую фотопленку и оставить сушиться на 24 часа при нормальной температуре; удалить центрирующую фотопленку, проверить подвижную систему на затирание; припаять гибкие выводы к контактным лепесткам; приклеить пылезащитный колпачок; проверить головку в работе на отсутствие «затираний» на малом сигнале и на отсутствие дребезга на большом.



# Сервисный низкочастотный генератор СНГ-98

Какой радиолюбитель, занимающийся конструированием и ремонтом аудиоаппаратуры, не мечтает иметь помимо тестера такие приборы, как многофункциональный генератор, частотомер, широкополосный вольтметр, измеритель третьей гармоники, детонатор.

Подобные приборы как самостоятельные устройства неоднократно публиковались на страницах журнала «Радио» и другой радиолюбительской литературы.

Вниманию радиолюбителей предлагается весь перечисленный выше набор приборов в одном устройстве. Помимо перечисленных приборов генератор содержит смеситель сигналов двух генераторов, что необходимо для исследования интермодуляционных искажений УМЗЧ; формирователь сигнала на индукционную кассету, формирователь прерывистого сигнала, что необходимо для исследования тепловых искажений и демпфирующих свойств УМЗЧ и послезвучания акустических систем; а также эквивалент нагрузки по стандарту IHF-A202. Весь комплекс размещен на трех основных и двух вспомогательных платах.

## 9.1. Краткая техническая характеристика

### Генератор №1:

Частота генерируемого сигнала, Гц .....	3...30000
Неравномерность АЧХ, дБ, не более .....	0,5
Выходное напряжение на нагрузке 600 Ом, В .....	2,5
Коэффициент гармоник в диапазоне частот 300 Гц...20 кГц, %, не более .....	0,05
Сигнал: .....	синус, меандр (двухполярный, ТТЛ, МОП)
Генератор пачек, кГц .....	0,4; 1,2; 3,15; 6; 9; 12; 14; 16; 18
Фиксированные частоты, кГц .....	0,4; 1,2; 3,15
Ступенчатое ослабление, дБ .....	-20
Выходное сопротивление, Ом .....	200
Встроенный формирователь сигнала на индукционную кассету.	



### Генератор №2:

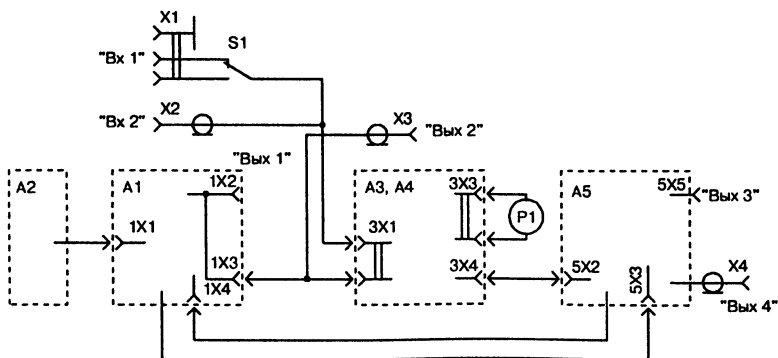
Частота генерируемого сигнала, кГц .....	3...100
Неравномерность АЧХ, дБ, не более .....	1,0
Выходное напряжение на нагрузке 600 Ом, В .....	0,6
Коэффициент гармоник, %, не более .....	0,1
Встроенный вольтметр, В .....	0,1; 1,0; 10,0; 30,0
Встроенный частотомер, 5 разрядов.	
Измеритель периода, мс, 5 разрядов.	
Чувствительность частотомера, мВ, не хуже .....	50
Встроенный детонатор, % .....	0,2; 0,5
Встроенный измеритель третьей гармоники, % .....	2
Входное сопротивление, кОм, не менее .....	100
Габаритные размеры, мм, не более .....	300×270×80
Масса, кг, не более .....	0,8

## 9.2. Описание

### Состав генератора

На рис. 9.1 показана упрощенная схема соединений основных узлов генератора, где:

- A1 ..... генератор №1;
  - A2 ..... наборное поле;
  - A3 ..... частотомер, детонатор, измеритель третьей гармоники, вольтметр, формирователь сигнала типа «меандр» (двухполярный, однополярный);
  - A4 ..... цифровой индикатор (конструктивно впаян в плату A3);
  - A5 ..... генератор №2;
  - P1 ..... малогабаритный микроамперметр с током полного отклонения 100...250 мкА;
  - X1 ..... розетка ОНЦ-ВГ-1-5/16-р;
  - X2...X4 ... разъемы СР-50-75ФВ;
  - S1 ..... микротумблер МТ1.
- Межплатные разъемы типа ОНЦ-КГ-4-5/16-р.



## Генератор №1

Существует много различных схем генераторов напряжения синусоидальной формы. Наибольшее распространение получили схемы с применением моста Вина, двойного Т-моста, интеграторов, а также фазовращателей. В генераторах на основе мостовых схем трудно получить коэффициент гармоник менее 0,1...0,3%. Поэтому за основу генератора взят генератор на базе фазовращателей. Упрощенная схема генератора показана на рис. 9.2.

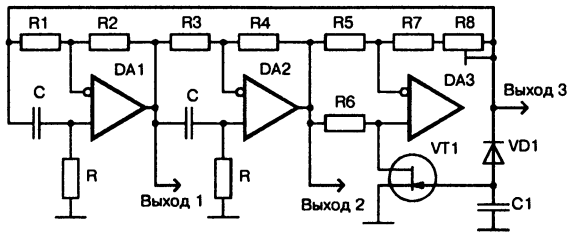


Рис. 9.2. Упрощенная схема генератора

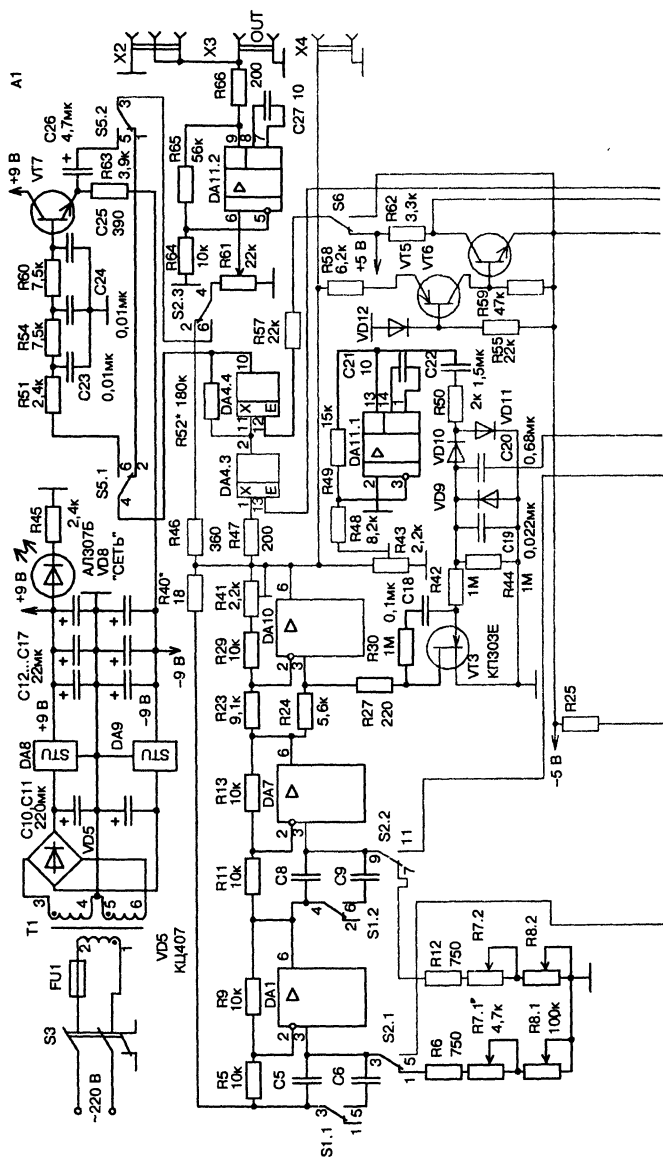
Известно, что в генераторе гармонических колебаний на частоте генерации должны выполняться условия баланса амплитуд и фаз: коэффициент передачи по контуру положительной обратной связи должен быть равен 1, а фазовый сдвиг кратен  $360^\circ$ .

В качестве фазовращателя использован всепропускающий фильтр первого порядка, имеющий коэффициент передачи равный 1 (при условии равенства резисторов  $R1...R4$ ) независимо от частоты и осуществляющий фазовращение на опережение фазы. Частота, на которой фазовый сдвиг равен  $90^\circ$ :

$$f = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}. \quad (9.1)$$

Таким образом, два последовательно включенных одинаковых фазовращателя на этой частоте обеспечивают сдвиг по фазе равный  $180^\circ$  и коэффициент передачи равный 1. Сигнал с фазовращателей поступает одновременно на два входа DA3: на инвертирующий вход — для обеспечения дополнительного сдвига фазы на  $180^\circ$  и тем самым выполнения одного из условий обеспечения генерации (коэффициент передачи регулируют резистором  $R8$ ) и на прямой вход — для обеспечения выполнения второго условия с помощью АРУ на транзисторе VT1. Изменяя  $R$  и  $C$  (или только  $R$ , или только  $C$ ), можно менять фазовый набег, а значит и частоту квазирезонанса генератора. Особенность генератора в том, что если необходимо иметь сигналы, сдвинутые по фазе на  $90^\circ$ , то для этой цели можно использовать выходы 1 и 2.

Схема электрическая принципиальная основного генератора приведена на рис. 9.3. Генератор выполнен на трех операционных усилителях DA1, DA7 и DA10.



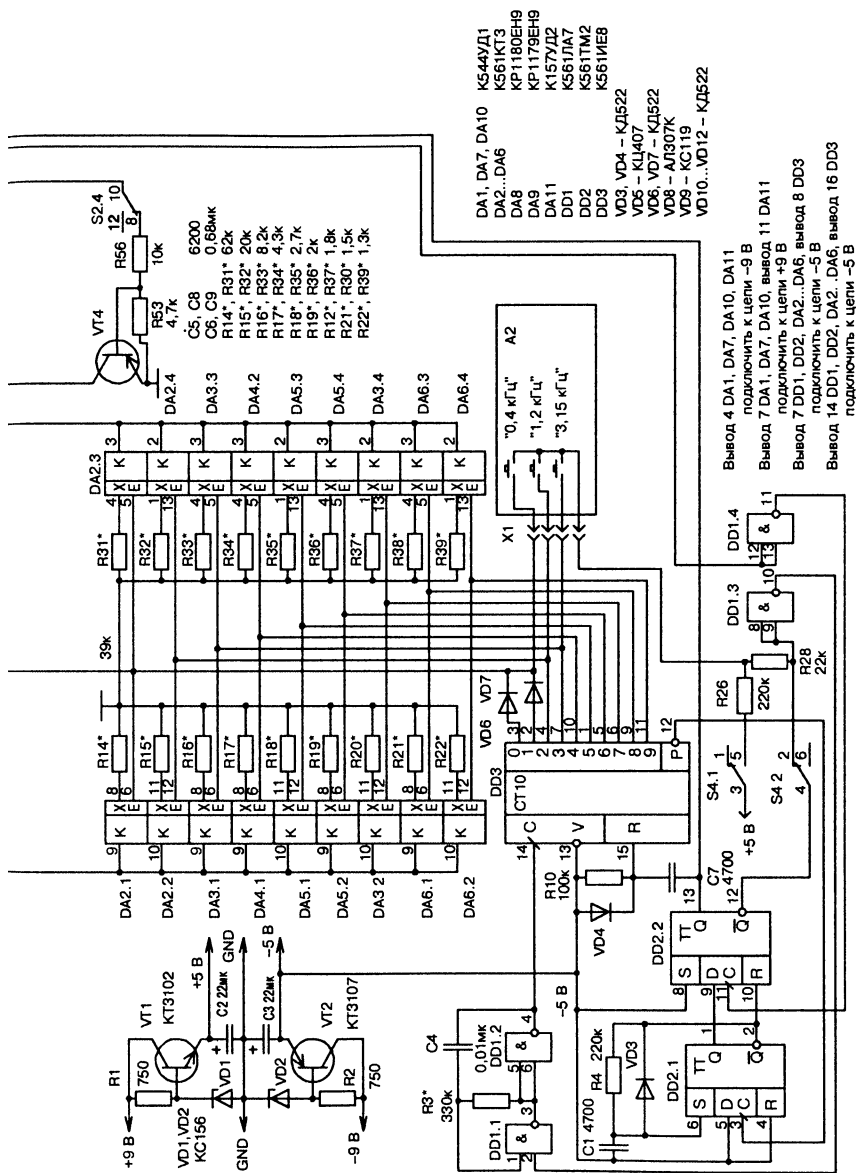


Рис. 9.3. Схема электрическая принципиальная генератора №1

На DA1, DA7 выполнены фазовращатели, на DA10 — инвертор. С целью минимизации искажений резисторы R5, R9, R11, R13, а также конденсаторы фазовращателей C5, C8 и C6, C9 должны быть с минимальным разбросом. Частоту генерации определяют номиналы элементов фазовращателей: C5, C6, R6...R8, R14...R22 для первого фазовращателя и, соответственно, C8, C9, R12, R7, R8, R31...R39 — для второго. Номиналы этих элементов определяют по формуле (9.1), где R и C — суммарные сопротивления и емкости элементов фазовращателей.

В режиме ПАЧКИ в сопротивления фазовращателей входят и сопротивления открытых ключей (около 80 Ом). В ручном режиме предусмотрена грубая и плавная перестройка по частоте. Оптимальную глубину обратной связи (ОС), от которой во многом зависит коэффициент гармоник сигнала, регулируют резистором R41.

Кроме ОС, необходимой для возбуждения колебаний, в генераторе используется и ОС для автоматической регулировки (стабилизации) амплитуды выходных напряжений, выполненная на DA11.1, диодах VD9...VD11, конденсаторах C19, C20, резисторах R24, R27 и транзисторе VT3. Транзистор VT3 используется в качестве управляемого резистора. Схема стабилизации работает следующим образом. Часть выходного сигнала с выхода DA10, снимаемая с движка резистора R43, усиливается усилителем на DA11.1 и поступает на детектор на диодах VD10, VD11. Отфильтрованное конденсаторами C19, C20 управляющее напряжение поступает на затвор полевого транзистора. При увеличении по какой-либо причине выходного напряжения генератора увеличивается отрицательное напряжение на затворе транзистора VT3. Проводимость транзистора уменьшается, что приводит к увеличению коэффициента передачи делителя R24, R27, VT3. При этом коэффициент усиления каскада на DA10 уменьшается, что приводит к восстановлению ранее установленного значения выходного напряжения. При уменьшении выходного напряжения процесс протекает в обратном направлении.

Элементы R30, C18 служат для линеаризации сопротивления сток-исток полевого транзистора. Подбором сопротивления R30 добиваются минимальных искажений. Как правило, сопротивление этого резистора примерно равно сопротивлению резистора R42. Стабистор VD9 типа KC119 служит для уменьшения напряжения при переходных процессах при включении питания и при переключении режимов работы, что сокращает время выхода на режим.

В случае возникновения паразитного высокочастотного возбуждения необходимо установить конденсатор емкостью 10...47 пФ между выводами 2, 6 микросхемы DA10.

Генератор имеет минимальные искажения при минимальной положительной обратной связи (ПОС). При этом минимальна и отрицательная обратная связь (ООС), что ухудшает коэффициент стабилизации выходного напряжения во всем диапазоне частот. Поэтому приходится выбирать компромисс между коэффициентом гармоник и

неравномерностью АЧХ. Равномерность АЧХ регулируют также подбором резистора R40\*. Постоянная времени параллельной RC-цепи выпрямителя C19, C20, R44 с целью минимизации искажений должна быть в несколько раз больше периода колебаний с одной стороны, а с другой — должна быть меньше периода пачки при работе в режиме ПАЧКИ, чтобы амплитуда всех пачек была одинакова.

Для уменьшения искажений на частотах ниже 400 Гц в ручном режиме параллельно конденсатору C19 с помощью транзистора VT4 подключается конденсатор C20.

Для получения одинакового выходного напряжения, как в ручном режиме, так и в режиме пачек, сопротивление резистора R46 примерно равно сумме последовательно включенных сопротивлений двух открытых ключей и сопротивления R47. В режиме ПАЧКИ (S2 в нажатом состоянии) период следования пачек определяется задающим генератором на элементах DD1.1, DD1.2 и ориентировочно определяется по формуле:

$$T = 1,4 \cdot R3 \cdot C4, \text{ мс}, \quad (9.2)$$

где сопротивление резистора R3 в килоомах, а емкость C4 — в микрофарадах.

Переключение частотоподающих резисторов осуществляется ключами на DA2...DA6, управляемыми с выходов счетчика с дешифратором DD3. Для первой пачки выделено два периода тактовой частоты с помощью схемы ИЛИ на диодах VD6, VD7. Пауза между пакетами пачек формируется одновибратором на триггере DD2.1. Длительность паузы зависит от постоянной времени цепи R4, C1. Для запуска одновибратора используется сигнал переноса с выхода счетчика DD3. Лог. 0 (относительно цепи -5 В) с выхода одновибратора поступает на вход D-триггера DD2.2 и переписывается на его выход, тем самым закрывая ключ DA4.3. При этом лог. 1 с его инверсного выхода инвертируется элементом DD1.3 и останавливает тактовый генератор на время паузы. При этом сам генератор продолжает генерить на частоте первой пачки, т.е. 400 Гц.

Устройство синхронизации начала пакетов пачек выполнено на транзисторах VT5, VT6, элементе DD1.4 и триггере DD2.2. На диоде VD12 и резисторе R55 выполнена схема смещения для транзистора VT5. Как только одновибратор вернется в исходное состояние, на его прямом выходе появляется лог. 1, которая первой же положительной полуволной сигнала с выхода DA11.1 через транзисторы VT5, VT6 и элемент DD1.4 переписывается на выход триггера DD2.2 и открывает ключ DA4.3, а также через дифцепочку C7, R10 обнуляет счетчик DD3. Одновременно лог. 0 с инверсного выхода DD2.2 поступает через нормально-замкнутые контакты переключателя S4.2 на вход элемента DD1.3, а с его выхода в виде лог. 1 на вывод 2 элемента DD1.2 и разрешает работу тактового генератора.

· Если в режиме ПАЧКИ еще нажать и кнопку S4 ФИКС то лог. 1 через переключатель S4.1 поступит на вход элемента DD1.3, а лог. 0 с его выхода остановит генератор на одной из 9 пачек. Для включения одной из фиксированных частот достаточно нажать соответствующую кнопку, при этом лог. 0 с выхода DD3 поступит на вход DD1.3 и запустит тактовый генератор. Как только счетчик DD3 дойдет до выбранной частоты, лог. 1 с его выхода остановит тактовый генератор и генератор зафиксируется в этом состоянии.

При наладке для проверки правильности частот остальных пачек достаточно вставить один конец проводника в нижний по схеме контакт разъема X1, а вторым коснуться соответствующего вывода DD3.

При контроле АЧХ записи магнитофона используется ослабление сигнала на 20 дБ. Для этого служит кнопка S6 «0 дБ/–20 дБ». В исходном состоянии на вывод 12 DA4.4 поступает лог. 1 и ключ DA4.4 открыт. При нажатии кнопки ключ закрывается и сигнал на вход DA11.2 поступает с делителя R47, сопротивление открытого ключа DA4.3, R52, R61. Подбором резистора R52 добиваются требуемого ослабления сигнала.

При ремонте и налаживании магнитофонов очень удобен выход генератора с формирователем сигнала для индукционной кассеты. Для регулировки можно использовать и ленты с записью пачек, выполненной на хорошо отрегулированном магнитофоне. При включенном режиме ПАЧКИ и нажатии кнопки S5 КАСС сигнал проходит обработку формирователем на элементах R51, R54, R60, C23...C25. Эмиттерный повторитель на VT7 служит в качестве буферного каскада.

Настройку формирователя производят подбором конденсаторов C23...C25 на хорошо отрегулированном с помощью измерительной ленты магнитофоне.

Элементы формирователя выбраны таким образом, чтобы при включении магнитофона в режим «Воспроизведение» для ленты МЭК-I амплитуды всех пачек на выходе магнитофона были равны. Т.о., с помощью индукционной кассеты легко установить исправность усилителя воспроизведения независимо от состояния головки и ее наклона. Индукционная кассета представляет собой обычную кассету без ленты, на лентоприжиме которой на месте фетровой подушечки через изолирующую прокладку толщиной 0,6...0,8 мм приклеен дроссель, намотанный проводом ПЭВ-2 0,05...0,07 мм в 2-3 слоя поверх 2-3 тонких пластин пермаллоя размером 4×4 мм. Причем дроссель приклеивают в направлении движения ленты по верхнему краю лентоприжима, т.е. со стороны зазоров головки. Для защиты провода от повреждений обмотку 2-3 раза покрывают жидким нитролаком. Подбором резистора, включенного последовательно с дросселем (1...3 кОм, его приклеивают внутри корпуса кассеты), добиваются номинального уровня сигнала (например, 500 или 775 мВ) с выхода магнитофона на частоте 400 Гц при максимальном выходном сигнале генератора, что необходимо для калибровки уровня по каналам. В корпу-

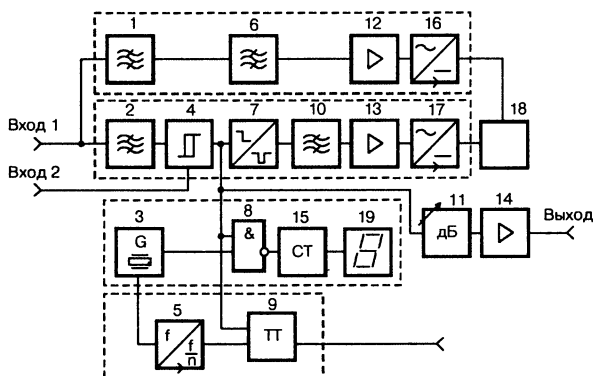
се кассеты, например, на боковой поверхности, просверливают отверстие диаметром около 2 мм, через которое пропускают 2 провода, предварительно завязав на них узел. На концах проводов припаивают розетку типа ОНЦ-ВГ-5/16 для подключения соединительного шнура.

Частота генератора сверху ограничена 30 кГц, т.к. в выходном каскаде (DA11.2) применен низкочастотный операционный усилитель К157УД2 с высокой нагрузочной способностью (до 200 Ом). При замене его более быстродействующими ОУ, например, К544УД1, К544УД2 частоту генератора можно повысить до 100 кГц и более.

Такой генератор можно использовать как самостоятельный генератор, так и в составе комплекса.

### **Измерительный комплекс (частотомер, вольтметр, измеритель третьей гармоники, детонатор и др. устройства)**

Такие приборы комплекса, как формирователь сигнала прямоугольной формы, вольтметр, измеритель коэффициента третьей гармоники, частотомер, измеритель периода и детонатор — конструктивно размещены на плате А3 и содержат следующие узлы (структурная схема представлена на рис. 9.4):



**Рис. 9.4.** Структурная схема устройства А3:

1 — высокочастотный полосовой фильтр (ПФ) с  $f_0 = 1200$  Гц; 2 — полосовой фильтр с  $f_0 = 3150$  Гц; 3 — кварцевый генератор; 4 — триггер Шмитта (формирователь сигнала прямоугольной формы); 5 — делитель на 10; 6 — полосовой фильтр с  $f_0 = 1200$  Гц; 7 — одновибратор; 8 — элемент 2И-НЕ; 9 — триггер; 10 — взвешивающий фильтр 0,2...200 Гц; 11 — аттенюатор; 12...14 — усилители; 15 — счетчик с дешифратором; 16 — выпрямитель; 17 — квазипиковый детектор; 18 — стрелочный индикатор; 19 — цифровой индикатор (А4)

На структурной схеме не показаны два аттенюатора и два генератора. Один генератор, управляемый напряжением (ГУН), на элементах DD1.1, DD1.3 (см. рис. 9.5) работает на частоте 3150 Гц и используется для калибровки детонатора; второй генератор на элементах DD3.1, DD3.2 работает на частоте 1 кГц и используется в измерителе периода.



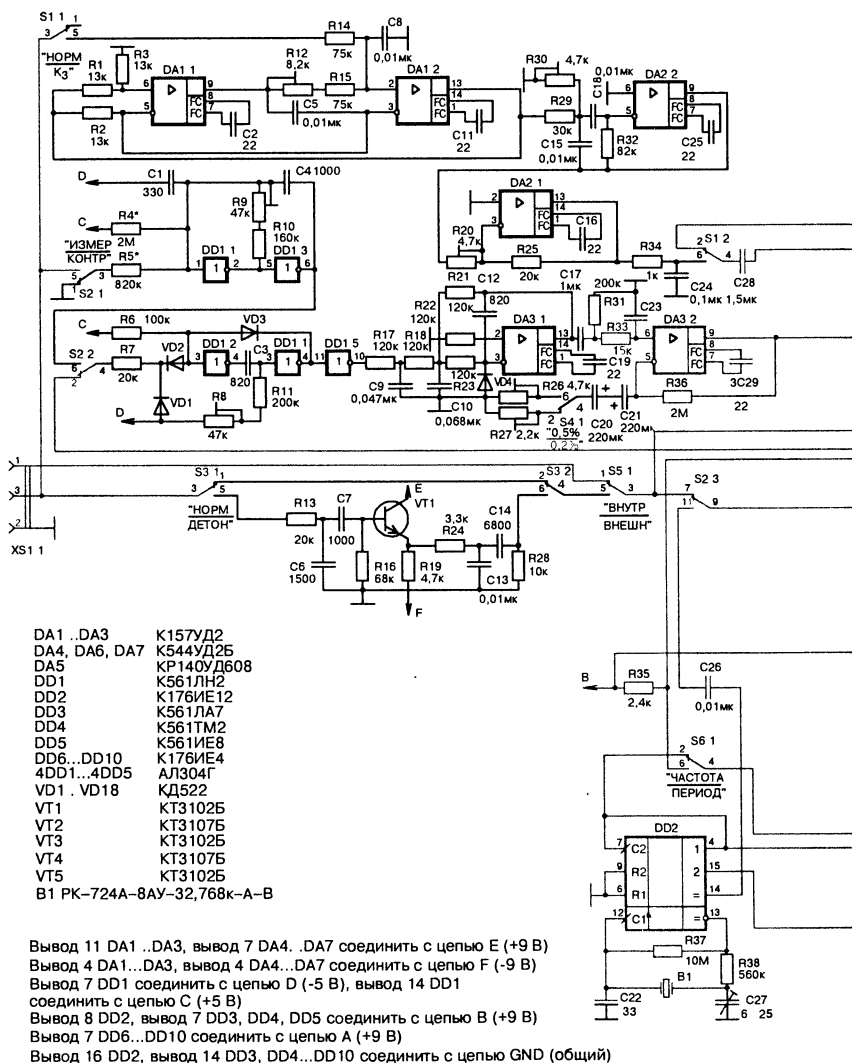


Рис. 9.5. Схема электрическая



Вспомогательный генератор частотой 1 кГц позволяет более точно измерять частоты сигнала ниже 20...30 Гц. Если требуется более высокая точность измерения, следует повысить частоту этого генератора до 10 или до 100 кГц. При этом показания цифрового индикатора следует умножать на 100 или 10, соответственно, а значение периода будет в микросекундах. Некоторые из перечисленных узлов используются в нескольких приборах. Например, формирователь прямоугольного сигнала входит в частотомер и детонометр; вольтметр используется в измерителе третьей гармоники.

Цифровой индикатор 19 размещен на вспомогательной плате А4.

Сигнал типа «меандр» широко используется при настройке и проверке усилителей мощности, поскольку позволяет наглядно оценить динамические искажения и полосу пропускания усилителя; оценивать работу регуляторов тембра.

Формирователь прямоугольных импульсов состоит из триггера Шмитта 4, аттенюатора 11 и выходного усилителя 14. Измеритель представляет собой селективный вольтметр, в который входят следующие узлы: ПФ 1, ПФ 2, масштабный усилитель 12, детектор 16 и стрелочный индикатор 18.

Частотомер включает в себя: кварцевый генератор 3, триггер Шмитта 4, элемент 2И-НЕ 8, счетчик 15, цифровой индикатор 19.

Детонометр состоит из следующих основных узлов: ПФ 2, триггер Шмитта 4, одновибратор 7, ПФ 10, усилитель 13, квазипиковый детектор 17, стрелочный индикатор 18 и не показанный на структурной схеме ГУН.

## **Схема электрическая принципиальная устройства АЗ**

Схема электрическая принципиальная показана на рис. 9.5.

### **Формирователь сигнала прямоугольной формы**

В качестве формирователя прямоугольных импульсов использован триггер Шмитта на DA4. Формирователь однополярного сигнала выполнен на резисторе R52 и диоде VD13. В зависимости от положения переключателя S7, двухполярный или однополярный сигнал поступает на аттенюатор R59 и далее через повторитель на DA7 на переключатель S8.1, с выхода которого сигнал поступает на вольтметр и через контакт 4 разъема XS1.2 на выход.

### **Вольтметр [55]**

Вольтметр включает в себя входной аттенюатор на четырех резисторах, смонтированных на переключателе S7, на 4 положения, усилитель с выпрямителем на DA6, VD15...VD18 и стрелочный индикатор P1.

Балансировку ОУ в отсутствие входного сигнала осуществляют резистором R62. Чувствительность индикатора под конкретную головку калибруют подбором резистора R50\*.

### Измеритель третьей гармоники

Как известно, магнитной записи свойственны кубические искажения, кроме случаев, когда имеет место постоянное подмагничивание (например, намагниченной головкой или при стирании постоянным магнитом). Как правило, коэффициент третьей гармоники измеряют на частоте 315, 400 или 1000 Гц.

В заводских условиях для измерения этого параметра используют специальные приборы — измерители нелинейных искажений, селективные вольтметры, анализаторы спектра. В качестве генератора обычно используют генератор с коэффициентом гармоник не более 0,5%.

Современные магнитные ленты, магнитные головки и схемотехника усилителей записи позволяет производить запись на кассеты при уровне записи  $-2...0$  дБ с коэффициентом третьей гармоники  $0,3...1,0\%$ , при этом суммарный коэффициент гармоник составляет  $0,9...1,5\%$ .

При нажатии переключателя S1 сигнал со входа поступает на последовательно включенные полосовые фильтры 1 и 6, выполненные на DA1, DA2.1, соответственно, где выделяется третья гармоника. Более подробно о фильтре 1 на DA1 можно прочитать в [56]. Добротность фильтра зависит от сопротивления R14.

Выделенная третья гармоника усиливается масштабным усилителем DA2.1 и далее поступает на вольтметр. При калибровке масштабного усилителя на вход фильтра подают сигнал частотой 1200 Гц, уровень которого составляет 2% от номинального уровня, например, 10 мВ при  $U_H = 500$  мВ или 15,5 мВ при  $U_H = 775$  мВ, и подстроечным резистором R20 выставляют выходное напряжение усилителя равным 100 мВ. При этом полное отклонение стрелки индикатора вольтметра в положении 100 мВ будет соответствовать коэффициенту третьей гармоники 2%.

Затем установите частоту генератора 400 Гц и, увеличив уровень входного сигнала до 3,16 В (10 дБ), убедитесь с помощью вольтметра В3-38 (или аналогичного), что подавление сигнала частотой 400 Гц не менее 50 дБ (316 раз).

### Частотомер

Одна из наиболее важных составных частей комплекса — частотомер. С помощью частотомера удобно контролировать и устанавливать среднюю скорость магнитной ленты. В качестве образцовой сигналограммы, как правило, используют измерительную ленту, предназначенную для измерения детонации (часть Д). Погрешность записи частоты ( $f_3 = 3150$  Гц) этой ленты находится в пределах  $0,5...1,0\%$ . Предельно допустимое отклонение скорости составляет  $\pm 2\%$ .

В зависимости от положения переключателя S5 сигнал от своего генератора либо с внешнего входа поступает на вход формирователя прямоугольного сигнала. Однополярный сигнал с его выхода поступает на вывод 8 элемента DD3.3, на вывод 9 которого один раз в 2

секунды поступает разрешающий прохождение счетных импульсов сигнал в виде лог. 1 длительностью 1 секунда.

Сигнал частотой 1 Гц формируется кварцованным генератором на часовой микросхеме DD2, с выхода которой через нормально замкнутые контакты переключателей S6 и S2 сигнал поступает на вход триггера DD4.1. С инверсного выхода DD4.1 сигнал через дифцепочку C34, R55 поступает на входы элемента DD3.4, с выхода которого короткий положительный импульс поступает на входы R счетчиков DD5...DD9 и периодически (раз в 2 с) обнуляет их. Чем короче импульс сброса, тем меньше погрешность измерения. Нагрузкой счетчиков служат семисегментные индикаторы DD1...DD5 платы А4. В режиме КОНТРОЛЬ (нажат переключатель S2), при правильной настройке частотомера, индикаторы должны высвечивать частоту 32768 Гц, а при одновременном нажатии переключателей S2 и S6 — 1000 Гц.

При нажатии кнопки S6 частотомер переходит в режим измерения периода. При этом сигнал с триггера Шмитта поступает через резистор R52 и переключатели S6.1, S2.4 на вход триггера DD4.1, на выходе которого формируется разрешающий счет сигнал, длительность которого равна периоду измеряемого сигнала.

### **Детонметр [57, 58]**

Непостоянство мгновенных скоростей ленты при записи и воспроизведении приводит к паразитной частотной модуляции (ЧМ) воспроизводимого сигнала. Установлено, что ЧМ воспринимается на слух в диапазоне частот колебаний от 0,2 до 300 Гц. Колебания скорости с частотой до 3 Гц ощущаются как изменения тональности звучания, в полосе 5...20 Гц прослушиваются как дребезжание. Более высокочастотные колебания приводят к хриплому звучанию, подобно нелинейным искажениям.

Наибольшая чувствительность слуха человека к ЧМ в диапазоне 2...10 Гц, причем пик чувствительности приходится на 4 Гц.

Порог слышимости детонации зависит от характера записанной фонограммы и составляет 0,1...0,15%.

Коэффициент детонации измеряют косвенным способом по девиации сигнала контрольной частоты. В качестве образцовой сигналограммы, как правило, используют измерительную ленту, предназначенную для измерения детонации (часть Д). При калибровке детонметра в качестве модулирующего сигнала используют сигнал частотой 4 Гц, как соответствующий наибольшей чувствительности слуха.

При S3 в нажатом положении сигнал со входа проходит через широкополосный ПФ 2, выполненный на транзисторе VT1, который предназначен для подавления низкочастотных наводок и высокочастотных помех, вносящих погрешность измерения и далее на формирователь прямоугольного сигнала на DA4. Двухполярный сигнал с его выхода поступает на одновибратор на элементах DD1.2, DD1.4, кото-

рый формирует сигнал постоянной длительности. Подстройкой резистора R8 и, при необходимости, подбором конденсатора C3 добиваются скважности импульсов, равной 2 («меандр»). С выхода одновибратора сигнал через инвертор DD1.5 поступает на фильтр НЧ на DA3.1, а с его выхода через полосовой фильтр C17, R31, R33, C23 на вход масштабного усилителя 12 на DA3.2. Фильтр НЧ совместно с полосовым фильтром представляют собой взвешивающий фильтр с полосой пропускания 0,2...200 Гц, а совместно с одновибратором — ЧМ-детектор.

Паразитная ЧМ приводит к девиации фронтов сигнала, т.е. к изменению скважности импульсной последовательности на выходе одновибратора, а следовательно, и постоянной составляющей на выходе взвешивающего фильтра, пропорциональной глубине ЧМ. Сигнал, усиленный масштабным усилителем, поступает на двухполупериодный квазипиковый вольтметр на транзисторах VT2, VT3, диодах VD7, VD8 и ОУ DA5. Выпрямленные напряжения выделяются на конденсаторах C31, C32 и поступает на входы дифференциального усилителя с коэффициентом передачи, близким к единице.

Усилитель балансируют резистором R56 по минимуму постоянного напряжения на его выходе. Время срабатывания определяет постоянная времени R41, C31 (R42, C32) и составляет около 40 мс; время восстановления зависит от постоянной времени C31·(R48 + R54), (C32, R47) и составляет около 1 с.

Для калибровки детонметра служит вспомогательный генератор на элементах DD1.1, DD1.3, настроенный в отсутствие управляющего напряжения резистором R8 (R5 заземлен через S2.2) на частоту 3150 Гц.

Настраивают ГУН следующим образом. Подключите на его выход (вывод 6 DD1.3) частотомер и при отжатом переключателе S2 (КОНТРОЛЬ) установите частоту ГУНа 3150 Гц. Затем проверьте модулирующую способность управляющего входа ГУНа, для чего нажмите переключатель S2 и подключите на контакт XS1.2 (внешний вход) внешний регулируемый источник напряжения постоянного тока. Плавно увеличивая напряжение, наблюдайте за частотой. Зафиксируйте постоянное напряжение, при котором частота генератора изменится на 0,5%. Измените полярность источника напряжения. Повторите операцию. Убедитесь в симметричной перестройке частоты. В противном случае подберите резистор R4\* по минимальному разбросу управляющих напряжений. Сложите первое и второе показание по абсолютной величине и разделите пополам. Полученное значение напряжения должно находиться в пределах  $300 \pm 50$  мВ (если не соответствует, подберите резистор R5 и снова повторите операцию). Запомните полученный результат, это и будет полный размах модулирующего напряжения частотой 4 Гц для получения девиации 0,5%.

Поскольку большинство широкораспространенных вольтметров имеют нижнюю рабочую частоту 10 Гц (неточно измеряют напряжение на частоте 4 Гц) при калибровке лучше ориентироваться по амплитудному напряжению с помощью осциллографа. Установите частоту основного

генератора 4 Гц (период 250 мс) и с помощью осциллографа выставьте уровень сигнала, соответствующий детонации 0,5%. Установите переключатель S4 в положение «0,5%» и подстроечным резистором R27 добейтесь полного отклонения стрелки индикатора.

Аналогичным образом подстроечным резистором R26 калибруют индикатор в положении переключателя S4 «0,2%», уменьшив уровень модулирующего сигнала в 2,5 раза.

Калибровку детонометра целесообразно проверить с помощью генератора звуковых частот с частотной модуляцией типа ГЗ-103.

Более подробно о работе детонометра можно прочитать в [55].

### **Формирователь прерывистого сигнала**

Формирователь прерывистого сигнала разработан с учетом эффекта Хааса (Haas), заключающегося в том, что в случае прихода к ушам 2-х одинаковых звуковых сигналов с временным интервалом между ними в 5...40 мс слух воспринимает их как один сигнал, при интервале больше 40...50 мс — отдельно, причем второй воспринимается как эхо первого.

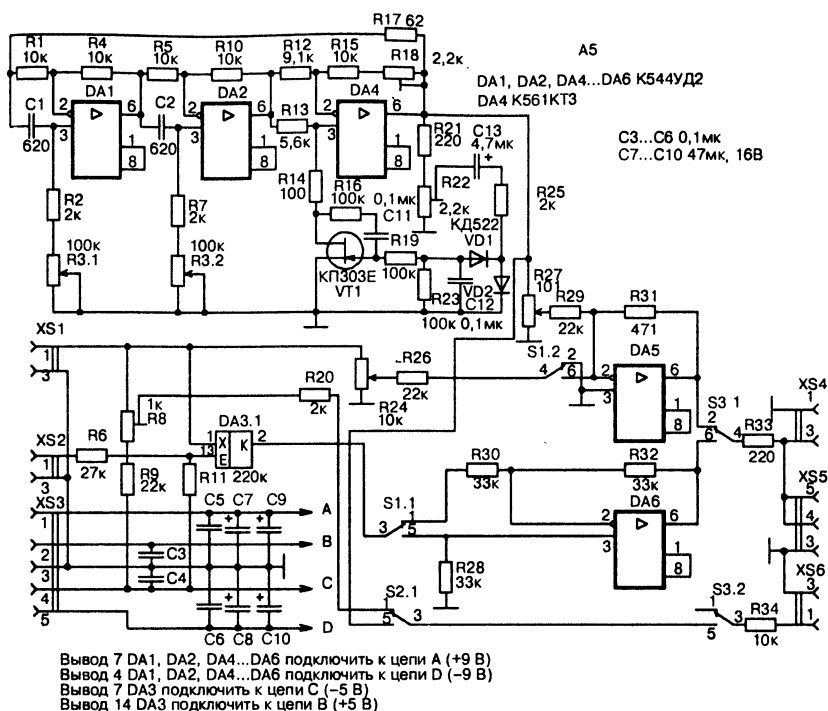
Формирователь прерывистого сигнала состоит из делителя на 10 на счетчике DD5, схемы ЗИЛИ на диодах VD14...VD16, триггера 9 на DD4.2, схемы преобразования однополярного сигнала в двухполярный на транзисторе VT4 и инвертора DD1.6.

Сигнал частотой 128 Гц (период около 8 мс) поступает на вход счетчика с вывода 15 микросхемы DD2. С помощью схемы ЗИЛИ формируется положительный импульс длительностью около 24 мс ( $3 \cdot 7,81 \text{ мс} \approx 24 \text{ мс}$ ) и периодом следования около 80 мс ( $10 \cdot 7,81 \text{ мс} \approx 80 \text{ мс}$ ), который поступает на вход D (вывод 9) триггера DD4.2 и отвечает за длительность паузы между посылками прерывистого сигнала. На вход C (вывод 11) триггера DD4.2 поступает импульсный сигнал с частотой выходного сигнала основного генератора и при смене сигнала на входе D по переднему фронту ближайшего импульса на входе C состояние сигнала на входе D переписывается на прямой выход триггера DD4.2. Таким образом осуществляется синхронизация моментов включения/выключения сигнала во втором генераторе в моменты перехода через ноль. Сигнал с выхода формирователя поступает на плату А5, где расположен электронный ключ и буферный усилитель.

В результате в плате А5 формируются посылки сигнала длительностью около 24 мс с периодом следования около 80 мс.

### **Генератор №2**

Второй генератор выполнен на DA1, DA2, DA4 по схеме, аналогичной первому (рис. 9.6). В случае возникновения паразитного высокочастотного возбуждения необходимо установить конденсатор емкостью 10...47 пФ между выводами 2 и 6 микросхемы DA4.



**Рис. 9.6.** Схема электрическая принципиальная платы А5 (генератор №2)

На операционном усилителе DA5 выполнен смеситель сигналов. При нажатой кнопке S2 сигнал генератора №1 поступает через контакты переключателя S2.2 на вход смесителя. Уровни смешиваемых сигналов устанавливают с помощью резисторов R24, R27. Сигнал управления прерывателем поступает с платы А3 на управляющий вход электронного ключа на элементе DA3.1. Для синхронизации перехода сигнала через ноль сигнал генератора №1 через разъем XS1 подается на схему сдвига уровня на резисторах R8, R9, а с нее через внешний вход на компаратор (формирователь прямоугольного сигнала). С выхода электронного ключа сигнал поступает через переключатель S1.1 на инвертор (S1 в отжатом положении) или на буферный повторитель (S1 в нажатом положении) на DA5 и далее через переключатель S3.1 на выход.

Сигнал прерывателя поступает с платы А3 на управляющий вход электронного ключа на элементе DA4.1. Для синхронизации перехода сигнала через ноль сигнал генератора 1 подается на схему сдвига уровня на резисторах R9, R10, а с нее через внешний вход на компаратор. С выхода электронного ключа сигнал поступает через буферный повторитель (или инвертор — в зависимости от положения переключателя S2.1) на выход.



## Конструкция и детали

### Плата А1

На плате А1 расположен блок питания на напряжения  $\pm 9$  В и  $\pm 5$  В, генератор №1 и формирователь сигнала индукционной кассеты. На плате А2 расположены контактные площадки для сенсорных переключателей фиксированных частот 0,4; 1,2 и 3,15 кГц. Все элементы узла А1 расположены на плате размером 200×140 мм (рис. 9.7. **Внимание!** Рисунок не в натуральную величину).

На рис. 9.8 показана топология печатных проводников платы со стороны установки элементов.

Сборочный чертеж платы А1 показан на рис. 9.9.

Резисторы R7, R8 желательно отобрать с минимальным разбросом сопротивлений, особенно на верхнем по схеме участке. Резистор R61 типа СПЗ-33-32П установлен на небольшом уголке, закрепленном с помощью винтов М2,5 на краю платы.

Трансформатор Т1 намотан на каркасе трансформатора от блока питания магнитофона «Беларусь». Первичная обмотка содержит 2800 витков провода ПЭВ-2 0,14, две вторичных обмотки по 160 витков провода ПЭВ-2 0,4. Магнитопровод трансформатора броневой конструкции и имеет следующие размеры:  $a = 7$  мм,  $b = 16$  мм,  $S_0 = 2 \cdot a \cdot b = 2 \cdot 7 \cdot 16 = 224$  мм<sup>2</sup> = 2,24 см<sup>2</sup>.

В качестве стабилизаторов VD1, VD2 можно использовать любые маломощные стабилизаторы типов КС156...КС175 с напряжением стабилизации 5,6...7,5 В.

Микросхемы К544УД1 можно заменить на КР140УД8 или на К544УД2, соединив выводы 1, 8 у последних.

Переключатели S1, S4...S6 типа ПКн61Н2-1-1-2, S2 — типа ПКн61Н2-1-1-4, S3 — типа ПКн41-1-2, стабилизаторы типа КР1179ЕН9А, КР1180ЕН9А.

Электролитические конденсаторы типа К50-35 на 16 В.

С целью минимизации искажений полевые транзисторы необходимо выбирать с максимальным напряжением отсечки, чтобы управляющее напряжение на затворе транзистора не превышало  $(0,2...0,5) \cdot U_{отс}$ . Для этой цели подойдут транзисторы типа КП302 с индексом А, Б или В; КП303 с индексом Г, Д или Е; а также КП307 с индексом Е или Ж.

В качестве предохранителя FU1 можно запаять резистор сопротивлением 56...82 Ом мощностью 0,125 Вт, приподняв его над платой.

### Плата А2

Топология печатной платы узла А2 (размером 37,5×15 мм) показана на рис. 9.10. Для замыкания контактов используются токопроводящие резинки.

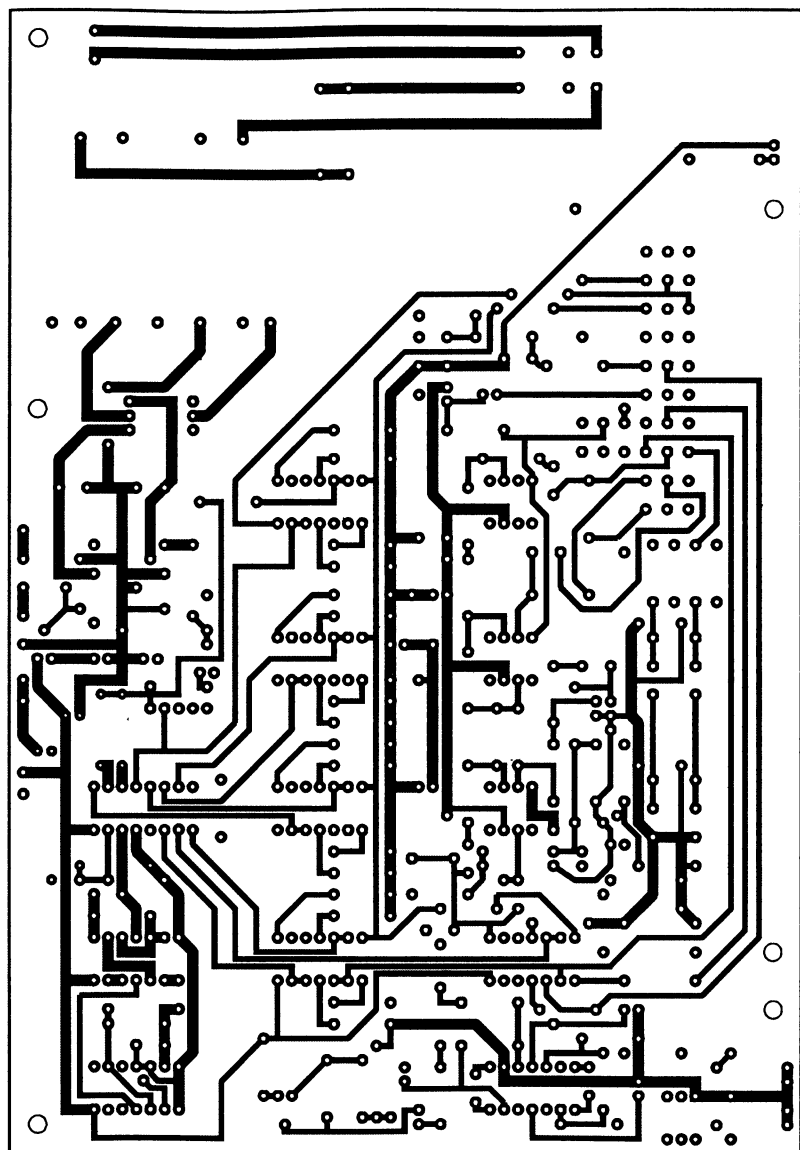


Рис. 9.7. Топология печатной платы узла А1 со стороны печати

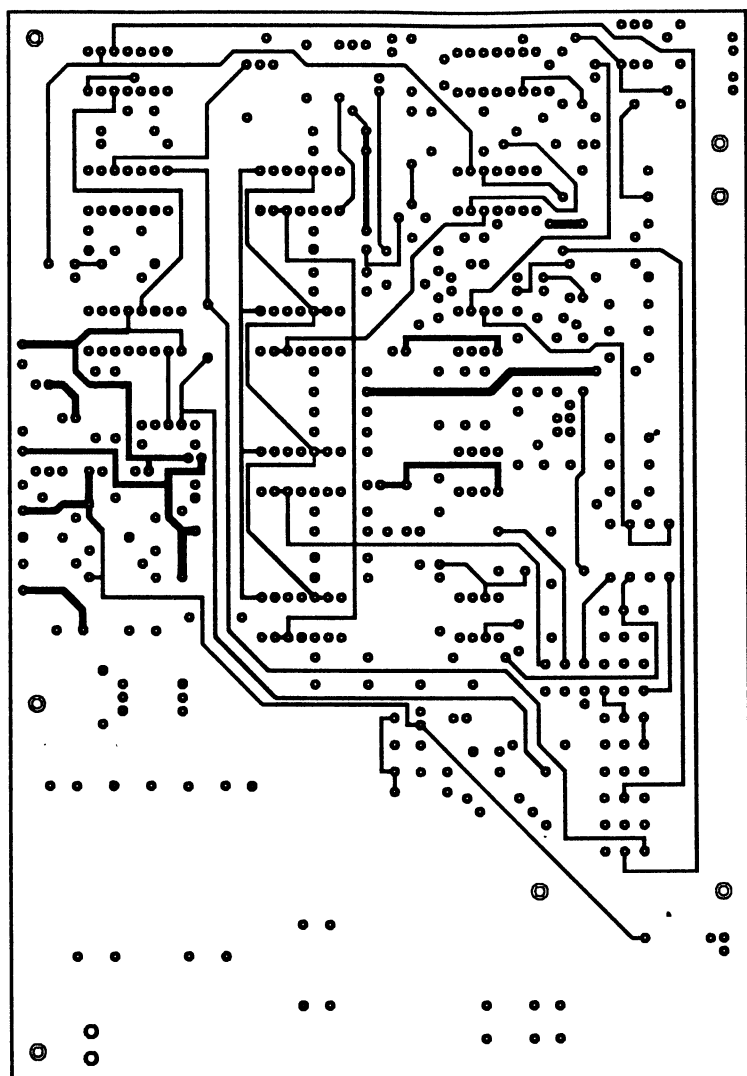


Рис. 9.8. Топология печатной платы узла А1 со стороны установки компонентов

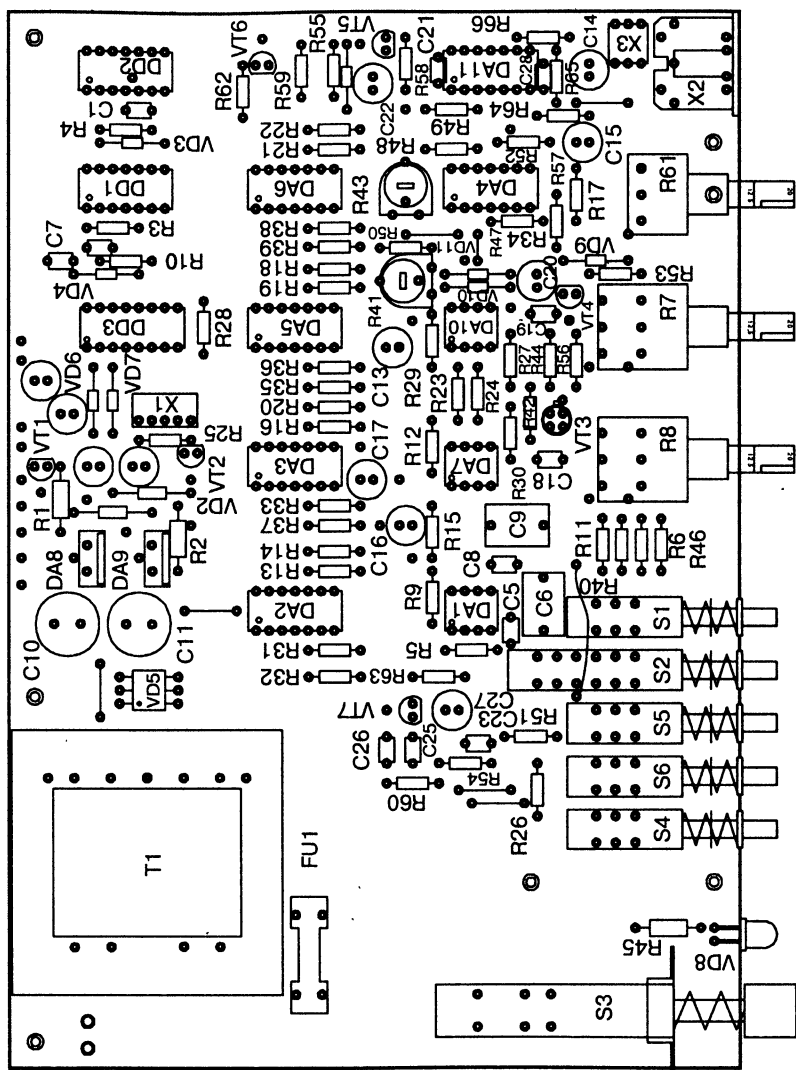
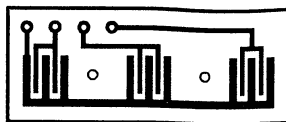


Рис. 9.9. Сборочный чертеж узла А1



**Рис. 9.10.** Рисунок печатной платы наборного поля А2

### **Плата А3**

Все радиоэлементы платы А3 размещены на плате размером 200×140 мм (рис. 9.11. **Внимание!** Рисунок не в натуральную величину). На рис. 9.12 показана топология проводников со стороны установки элементов. Сборочный чертеж платы А3 показан на рис. 9.13.

Все диоды платы А3 типа КД522. Резонатор кварцевый типа РК-724А-8АУ-32,768к-А-В. Остальные элементы указаны на схеме.

Плата А3 крепится над платой А1 через стойки.

В качестве измерительной головки можно использовать стрелочный прибор с током полного отклонения 100...250 мкА.

Питание цифровой и аналоговой части платы А3 раздельное.

### **Плата А4**

Топология печатной платы А4 (размером 75×33,75 мм) со стороны установки микросхем показана на рис. 9.14, а на рис. 9.15 показана топология проводников со стороны монтажа резисторов.

Сборочный чертеж платы узла А4 показан с двух сторон на рис. 9.16.

Плата цифрового индикатора (А4) распаивается одножильными проводниками непосредственно в плату А3, причем проводники сначала распаиваются по обе стороны платы А4.

### **Плата А5 (генератор №2)**

Топология печатной платы (размер 105×130 мм) показана на рис. 9.17, сборочный чертеж — на рис. 9.18.

Плата второго генератора закреплена на стойках на одном уровне с платой А3 таким образом, чтобы ось резистора R59 платы А3 была соосна с осью резистора R3 платы А5. Оси указанных резисторов соединяются между собой посредством оси, один конец которой своим выступом входит в прямоугольное отверстие резистора R59, а второй посредством муфты соединяется с осью резистора R3.

При установке указанных на схеме операционных усилителей необходимо установить перемычки между выводами 1 и 8. В плате предусмотрена установка ОУ типа К574УД1, для чего предусмотрены установочные места для корректирующих конденсаторов емкостью 22...30 пФ между выводами 5 и 6.

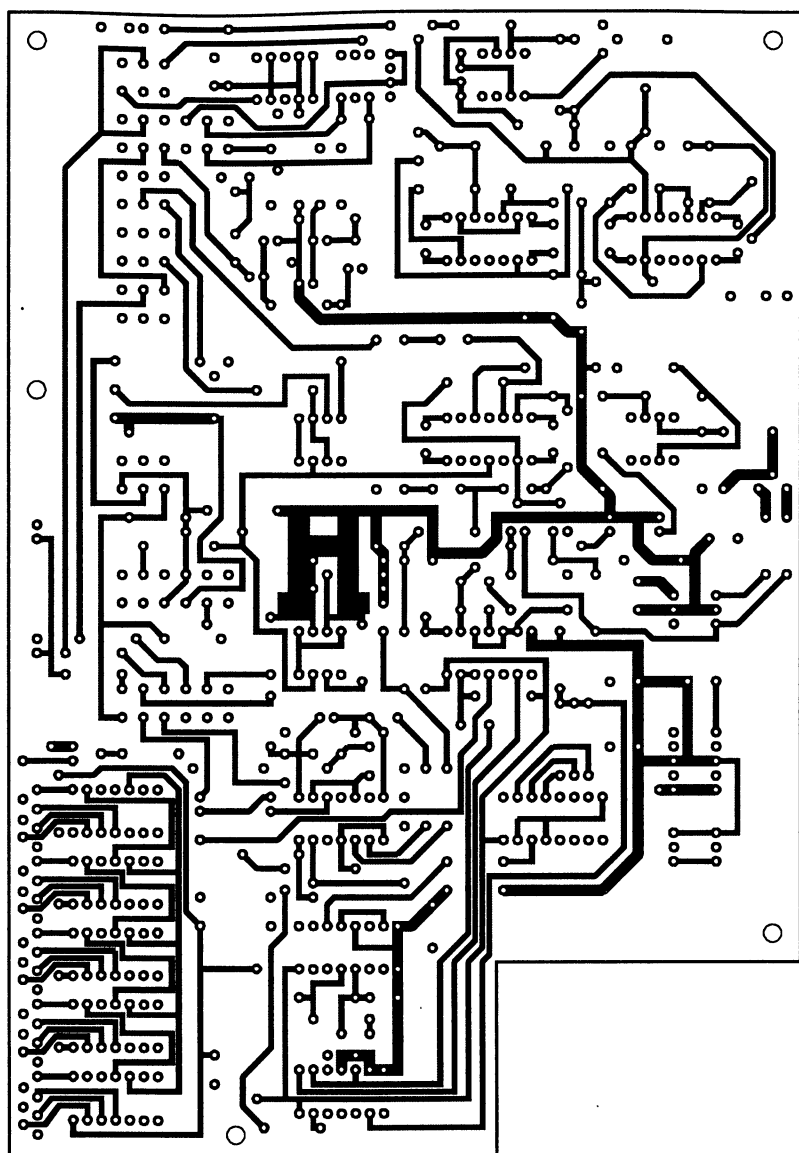


Рис. 9.11. Топология проводников платы АЗ со стороны печати

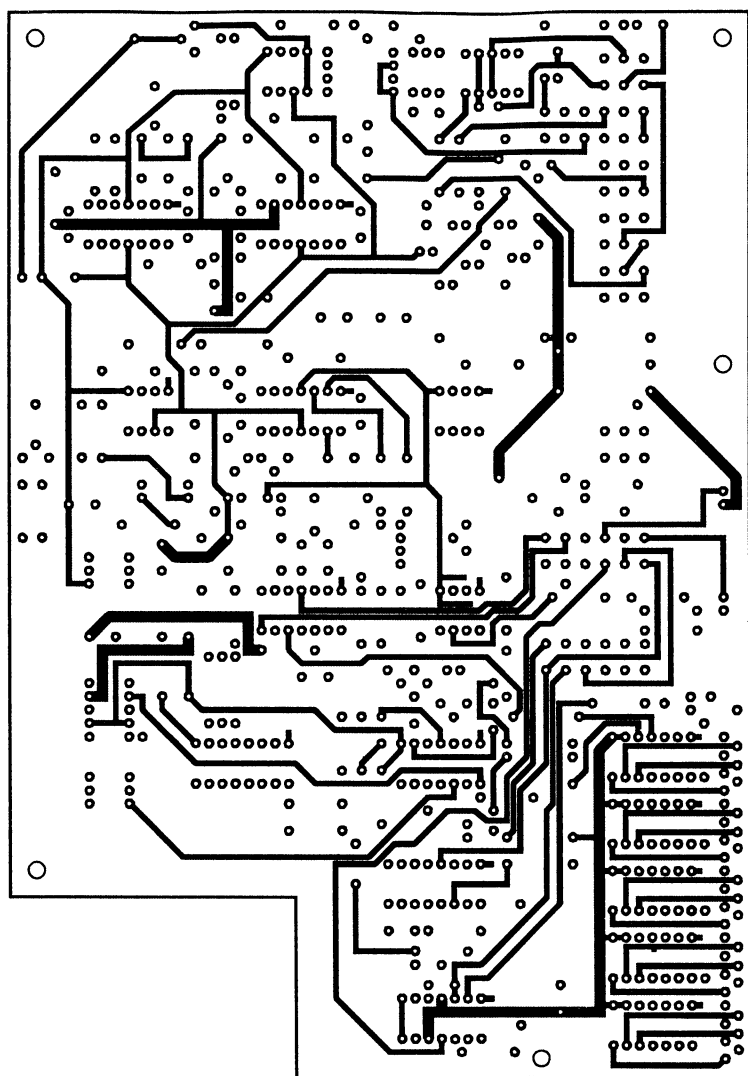


Рис. 9.12. Топология проводников платы А3 со стороны установки компонентов

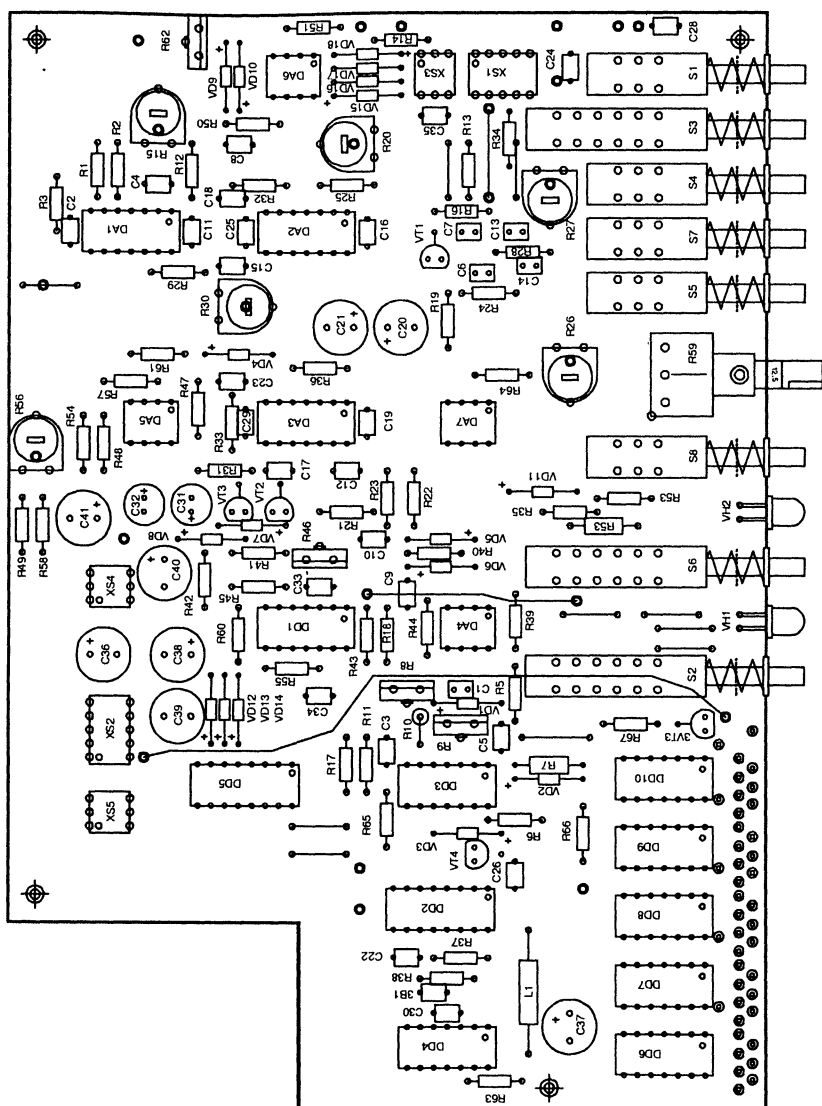
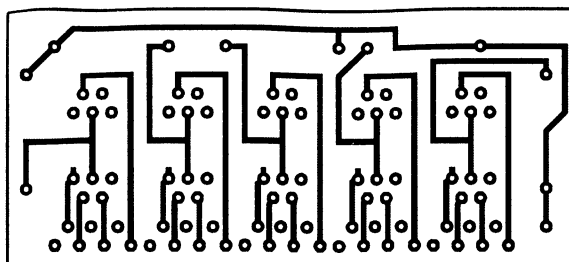
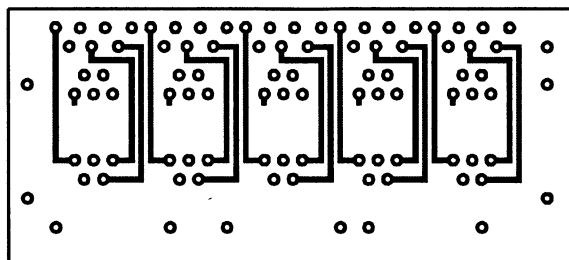


Рис. 9.13. Сборочный чертеж платы узла АЗ

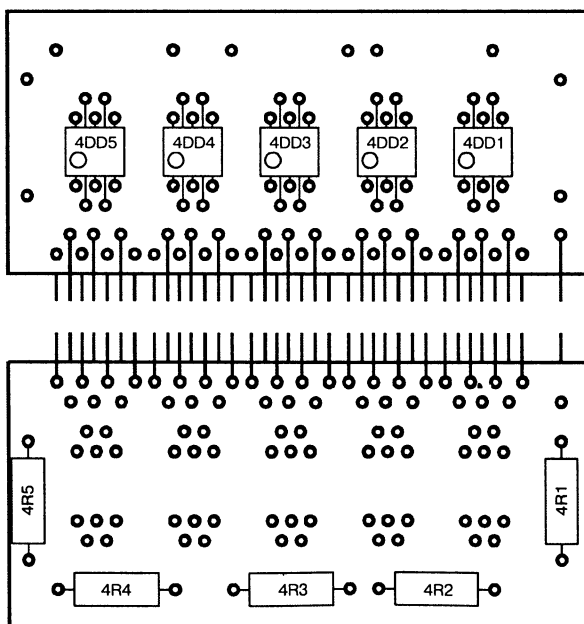




**Рис. 9.14.** Топология печатной платы A4 со стороны установки микросхем



**Рис. 9.15.** Топология печатной платы A4 со стороны установки резисторов



**Рис. 9.16.** Сборочный чертеж платы узла A4

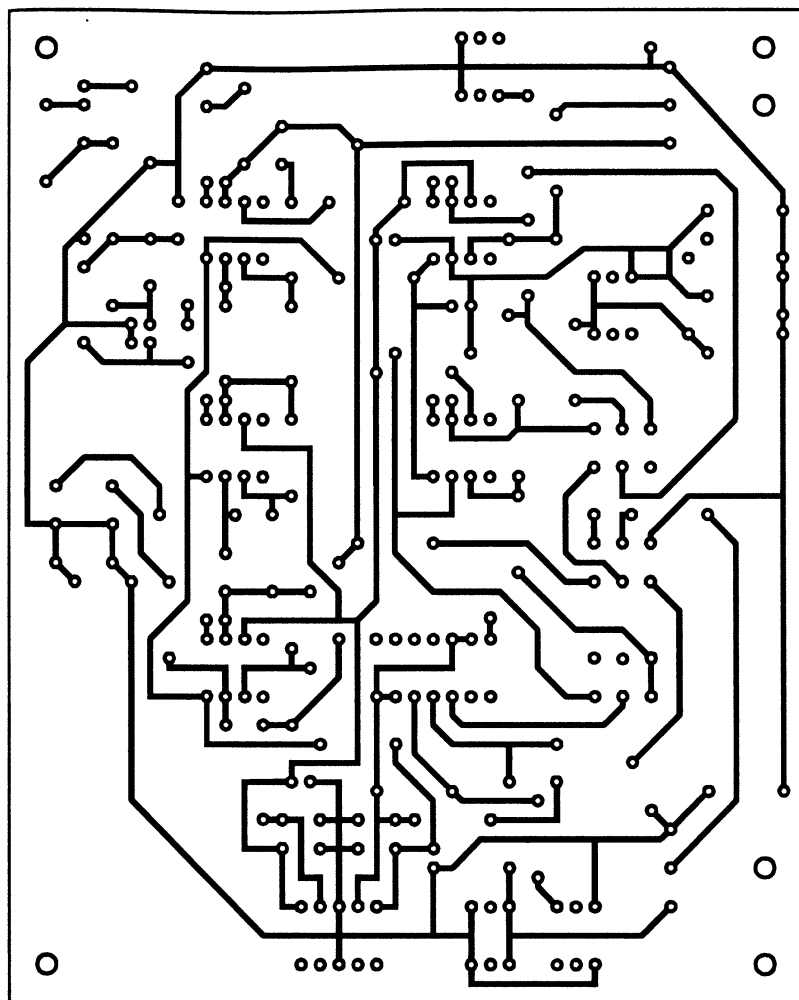
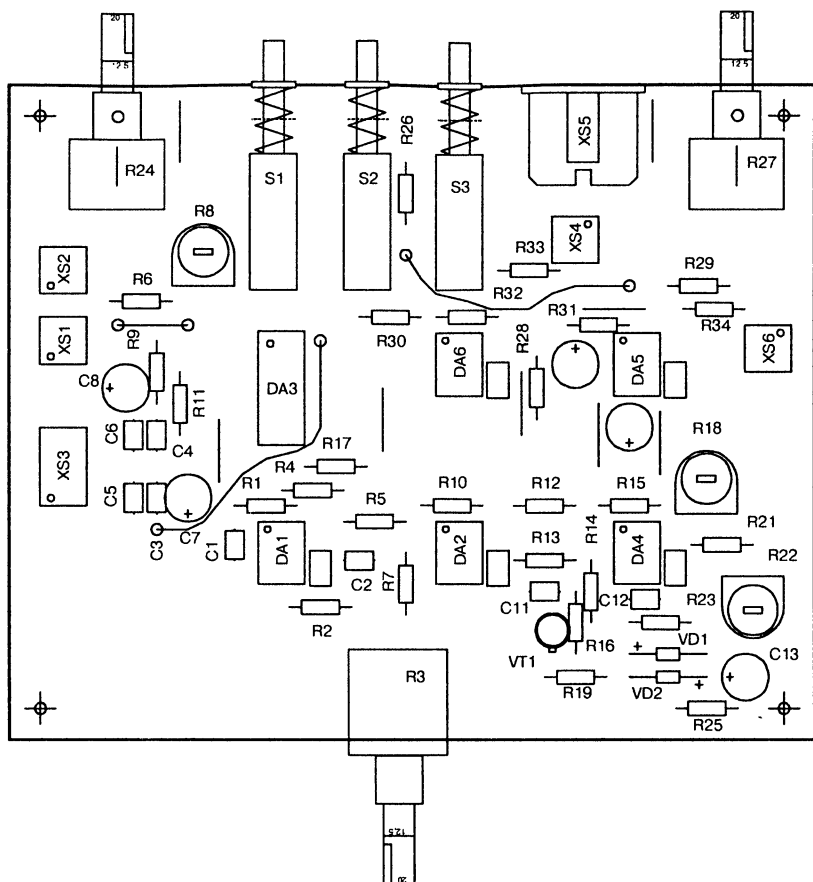


Рис. 9.17. Топология печатной платы узла А5 (генератор №2)

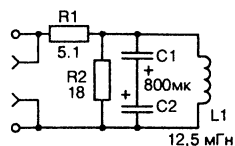


**Рис. 9.18.** Сборочный чертеж платы узла А5 (генератор №2)

### Эквивалент нагрузки по стандарту IHF-A202

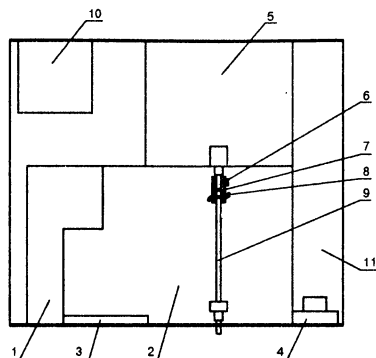
Для корректного измерения параметров усилителей мощности ЗЧ, проверки устойчивости усилителя рекомендуется нагружать усилитель не чисто активным сопротивлением, а нагрузкой, учитывающей комплексный характер реальной акустической системы. Такими свойствами обладает нагрузка по стандарту IHF-A202. Схема эквивалента нагрузки по стандарту IHF-A202 показана на рис. 9.19. Схема имитирует резонансные свойства низкочастотных излучателей. Частота настройки параллельного контура 50,3 Гц; комплексное сопротивление на частоте резонанса 23,7 Ом. Резистор R1 проволочный типа C5-35 мощностью 50 Вт, установлен на радиаторе. Резистор R2 также проволочный типа C5-16-10. Конденсаторы сум-

марной емкостью 800 мкФ можно набрать из электролитических конденсаторов любого типа с рабочим напряжением не менее 63 В. Индуктивность можно выполнить на железе от трансформатора с габаритной мощностью 25 Вт и более. Клеммы для подключения к усилителю и контрольные гнезда расположены на задней стенке генератора.



**Рис. 9.19.** Схема эквивалента нагрузки по стандарту IHF-A202

На рис. 9.20 показан общий вид на монтаж генератора СНГ-98 сверху.

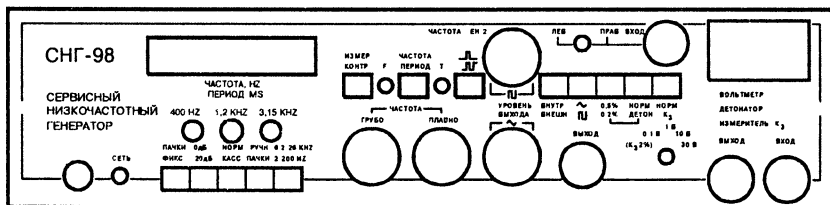


**Рис. 9.20.** Вид сверху на монтаж генератора СНГ-98:

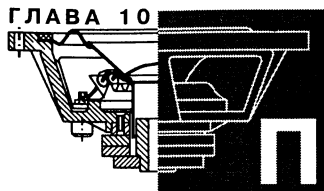
1 – плата основного генератора А1; 2 – плата цифрового индикатора частотомера А4; 3 – плата устройства А3; 4 – стрелочный прибор Р1; 5 – плата А5 генератора №2; 6 – винт М3; 7 – соединительная втулка; 8 – шпилит; 9 – ось; 10 – дроссель эквивалента нагрузки; 11 – основание корпуса

## Передняя панель

Внешний вид передней панели прибора СНГ-98 (размером 295×70 мм) показан на рис. 9.21.



**Рис. 9.21.** Внешний вид передней панели прибора СНГ-98



# Полезные инструменты

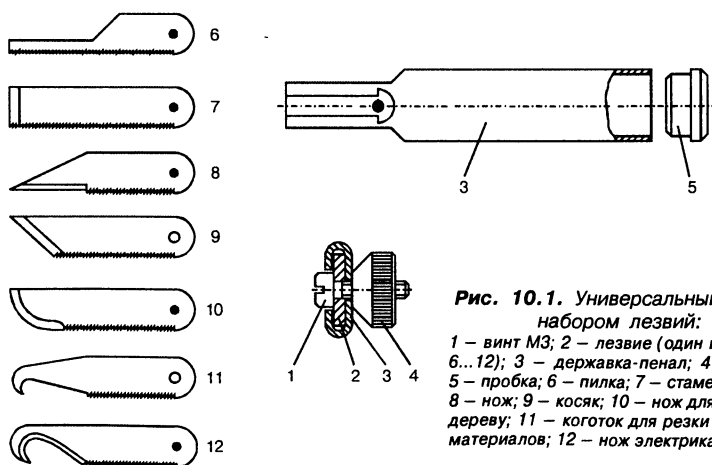
## 10.1. Универсальный нож

У каждого мастера на все руки всегда найдется несколько обломков ножовочного полотна, которые бесхозно валяются. При желании их можно превратить в предлагаемый для повторения нож [59] (рис. 10.1), представляющий собой целый набор инструментов.

Чтобы сделать державку-пенал, необходимо взять заготовку из трубки  $\varnothing 20...25$  мм (из любого цветного металла) и сточить напильником одну сторону до образования продольного паза. Затем приплюснуть этот конец, заложив в него пластину чуть толще и шире ножовочного полотна. Все остальное понятно из рисунков.

Перед сверловкой конец полотна со стороны отверстия предварительно отпускают, т.е. нагревают на огне до красна и дают остыть на воздухе.

Резцы можно сделать самые разные, насколько хватит фантазии.



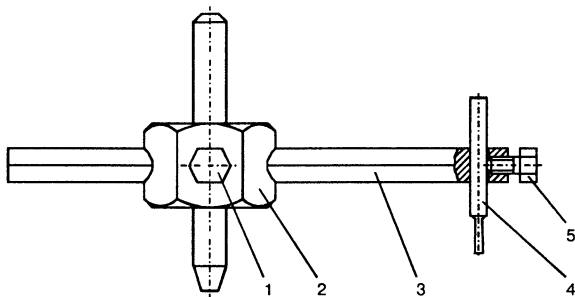
**Рис. 10.1.** Универсальный нож с набором лезвий:

1 – винт М3; 2 – лезвие (один из резцов 6...12); 3 – державка-пенал; 4 – гайка; 5 – пробка; 6 – пила; 7 – стамеска-пила; 8 – нож; 9 – косяк; 10 – нож для резки по дереву; 11 – коготок для резки листовых материалов; 12 – нож электрика

## 10.2. «Балеринка»

Тем, кто сам возьмется делать акустические системы, не обойтись без «балеринки» (см. рис. 10.2).

Державку вытачивают из шестигранника 32...42. Хвостовик и направляющую часть протачивают до  $\varnothing 9...10$  мм. Длина цилиндрической части направляющей должна быть в пределах 25...30 мм, хвостовика — 50...60 мм.



**Рис. 10.2.** «Балеринка» (вид в сборе):  
1 – болт; 2 – державка; 3 – штанга; 4 – резец; 5 – болт

Штанга представляет собой отрезок шестигранника 12. Резцы можно делать из обломков сверл, метчиков и т.п. инструмента.

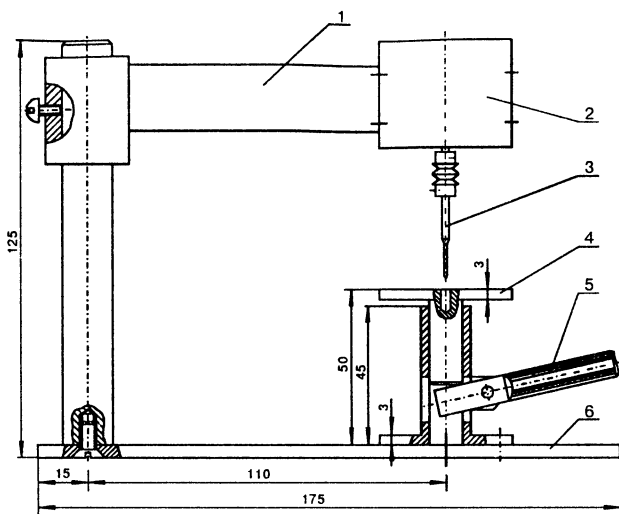
При работе на сверлильном станке необходимо соблюдать следующие меры предосторожности:

- устанавливать минимально возможную скорость вращения патрона;
- заготовка должна быть с определенным запасом, чтобы был надежный упор в станину станка;
- нижняя часть резца должна быть выше цилиндрической части направляющей не менее, чем на 5 мм;
- до половины отверстие сверлят с одной стороны, затем со второй.

## 10.3. Сверлильный микростанок

Простой микростанок для сверления печатных плат показан на рис. 10.3. Конструкция станка понятна из рисунка. Недостающие размеры можно принять произвольно.

Перед креплением кожуха двигателя к полосе 1 сам двигатель извлекают из кожуха, а кожух припаивают к полосе автогеном или крепят с помощью винтов с потайными головками. В случае крепле-

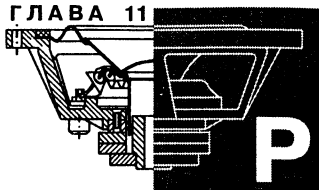


**Рис. 10.3.** Сверлильный микростанок (вид в сборе):

1 – стальная полоса 20×4; 2 – двигатель ДП-40 от магнитофона; 3 – сверло для сверления печатных плат на станках с ЧПУ; 4 – подвижный столик; 5 – рычаг; 6 – основание

ния винтами размечают крепежные отверстия и сверлят их сверлом  $\varnothing 3$  мм. С противоположной стороны сверлят отверстия  $\varnothing 8$  мм.

В качестве патрона использованы два шкива двигателя ДП-40 от магнитофона, спаянных вместе на стальной оси (сверле)  $\varnothing 2$  мм. Сверла для станков с ЧПУ независимо от диаметра пера имеют диаметр хвостовика 2 мм.



## радиолобительская технология

### 11.1. Общие рекомендации по ремонту РЭА

При ремонте необходимо иметь следующий минимальный набор инструмента и материалов: паяльник 25 Вт, пинцет с утолщенными губками, хорошо заточенные бокорезы (кусачки), несколько отверток (в том числе и крестовых) разных размеров, легкоплавкий припой, канифоль или ее спиртовой раствор. Жидкий флюс удобно держать в бутылочке из-под лака для ногтей (наливают, например, по отвертке).

Некоторые рекомендации по ремонту:

- никогда не производите пайку элементов под напряжением;
- пользуйтесь только заземленным паяльником;
- не изгибайте выводы транзисторов на расстоянии, меньшем 1,5 мм от корпуса;
- не паяйте выводы транзисторов ближе 5 мм от корпуса;
- извлекать детали из платы для проверки следует только в самом крайнем случае;
- при замене неисправных деталей лучше выкусывать их кусачками, при этом оставшиеся выводы легче удалять по одному без повреждения печати;
- перед установкой нового элемента отверстия в контактных площадках освобождают с помощью заточенной спички, а выводы элементов тщательно зачищают (например, с помощью красной резинки) и если диаметр отверстий с запасом, то и облуживают;
- при пайке лучше пользоваться легкоплавким припоем и паяльником мощностью около 25 Вт, а также избегать чрезмерного перегрева (время пайки около 2 с) как радиоэлементов, так и самой платы, т.к. печатные проводники легко отклеиваются;
- ни в коем случае не следует пользоваться кислотой;
- после завершения ремонта необходимо тщательно осмотреть плату и убедиться, что на ней не осталось капель олова, подлипших отрезков выводов элементов, а также проверить целостность монтажа всех проводов жгутов.



## 11.2. Полезные советы

### Определение цоколевки транзисторов и их исправности

Исправность биполярных транзисторов легко проверить с помощью омметра. Для этого достаточно прозвонить переходы (базо-эмиттерный и базо-коллекторный), которые должны звониться как исправные диоды. Затем проверить в обоих направлениях сопротивление эмиттер-коллектор, которое должно быть достаточно большим (несколько мегаом для маломощных транзисторов). Следует иметь в виду, что большинство цифровых омметров при измерении сопротивления в прямом направлении показывают не сопротивление, а падение напряжения на переходе. По этому падению напряжения можно легко определить цоколевку. Падение напряжения на базо-коллекторном переходе несколько меньше, чем на базо-эмиттерном.

При проверке мощных транзисторов, а также составных (по схеме Дарлингтона) необходимо также иметь в виду, что параллельно выводам эмиттер-коллектор некоторых транзисторов включены защитные обратновключенные диоды, а также то, что прямое сопротивление базо-эмиттерного перехода будет состоять из сопротивлений двух переходов.

Исправность МДП-транзисторов проверяют следующим образом. Касаются щупами тестера в режиме измерения сопротивления выводов затвора и истока, причем затвора «плюсовым» щупом. Затем быстро проверяют сопротивление исток-сток в обоих направлениях, оно должно иметь низкое значение. Затем меняют полярность и снова касаются выводов затвора и истока, и снова проверяют сопротивление исток-сток. В исправном транзисторе оно должно иметь большую величину.

### Выпаивание микросхем из плат

В зависимости от того, с какой целью выпаивается микросхема из платы, применяют те или другие способы. Если микросхему необходимо извлечь как негодную, ее лучше всего удалить с помощью острых кусачек, например, из маникюрного набора.

*1 способ* (с помощью специального отсоса). Припой в месте пайки расплавляется паяльником и тут же отсасывается с помощью отсоса.

*2 способ* (с помощью медицинской иглы подходящего диаметра). Этот способ очень удобен, если зазор между выводом микросхемы и отверстием платы достаточно большой.

*3 способ.* Участок платы, на котором находится нужная микросхема, опускают примерно на 2 с на расплавленную поверхность олова в тигле и сразу же вынимают микросхему с помощью специального захвата или пинцета.

*4 способ.* Взять тонкую медную полоску на 3...4 мм шире установочного размера микросхемы и примерно на 10...12 мм длиннее ее длины. Как можно точнее разметить и засверлить сверлом  $\varnothing 0,9...1,1$  мм отверстия с шагом выводов микросхемы. Поверхность полоски вокруг

отверстий предварительно хорошо залудить. Наложить пластину на выводы микросхемы и прогреть ее паяльником. После расплавления припоя извлечь микросхему.

**5 способ.** Сделать железный конус высотой около 20 см, нижний диаметр немного больше диаметра конфорки газовой плиты, а верхний — 1...3 см. Зажигают конфорку газовой плиты, ставят на нее конус, при этом из верхнего отверстия поднимается поток горячего воздуха, узкий и направленный. Подставляют плату и через несколько секунд можно свободно вынимать микросхему, поддев ее отверткой, а еще лучше щипцами для сахара.

Можно воспользоваться и специальной газовой горелкой (в изобилии продаются на радиорынках).

### **Тренировка конденсаторов**

Старые, долго не работавшие конденсаторы перед монтажом следует подвергнуть тренировке или как еще называют этот процесс — формовке. Для этого через резистор сопротивлением 10 кОм подают на них напряжение ступенями (0,2-0,5-1,0)  $U_{ном}$  и выдерживают по несколько часов. В результате этой процедуры их ток утечки уменьшается на один-два порядка.

### **Нанесение рисунка печатной платы при помощи лазерного принтера**

Распечатать рисунок печатной платы на лазерном принтере на тонкую мелованную хорошо размокающую бумагу (от красочных журналов, пусть краска вас не смущает) или FAX-Рарег (на сторону термопокрывания), но последняя хуже, т.к. тонер становится крошким и края дорожек получатся рваными. Устанавливают плотность тонера для нового картриджа — нормальную, перезаправленного — максимальную.

Заготовку платы вырезать с запасом с каждой стороны примерно в 5 мм, зашкурить и **ОБЯЗАТЕЛЬНО ОБЕЗЖИРИТЬ!** С таким же запасом вырезать и рисунок платы и наложить его на заготовку стеклотекстолита тонером к заготовке. Завернуть плату в 1-2 листа обычной бумаги и положить на теплоизолятор (ненужная книга, кусок доски и т.д.).

Прогреть в течение 20 секунд, положив сверху утюг, а затем тщательно проутюжить ребром, особенно на краях платы (установить терморегулятор утюга в положение «\*\*\*» или «Лен»). При чрезмерной толщине тонера, а также при переусердствовании при проутюживании возможно расползание дорожек.

Дать остыть 10...15 минут. Заготовку развернуть и поместить в горячую воду (60...70°C), размачивать 5...10 минут. Не отставшую бумагу осторожно скатать подушечками пальцев.

Травить плату в хлорном железе — как обычно.

После травления тонер смыть 646-м растворителем или ацетоном.

## **Травление плат**

Для травления используют водный раствор хлорного железа: две столовые ложки на 200 мл теплой воды. Продолжительность травления при комнатной температуре раствора 1 ч, а при температуре 40...50°C — около 15 мин. При травлении односторонней платы из двухстороннего стеклотекстолита неиспользуемый слой фольги необходимо предварительно снять, подцепив острым ножом. Следует помнить, что пары, выделяемые при травлении, являются вредными, поэтому травление проводят на свежем воздухе или в хорошо проветриваемом помещении.

Процесс травления односторонней платы можно существенно ускорить, если не окунать ее в раствор электролита, а «бросить» на поверхность с небольшой высоты так, чтобы она плавала на поверхности. При этом поверхность электролита должна быть чистой, без жирных пятен. Очистить поверхность можно промачиванием листами из газеты или «бульдозером» с бумажным отвалом чуть больше ширины кюветы.

При отсутствии хлорного железа его можно приготовить самому. Осторожно растворить в открытой стеклянной посуде одну объемную часть мелких железных опилок в 25 объемных частях 9%-ной соляной кислоты (продается в хозяйственных магазинах). Через несколько дней раствор из светло-зеленого станет желто-бурым. Это и есть хлорное железо.

Травление печатных плат в домашних условиях можно производить в полиэтиленовом мешке. Для этого помещают плату в мешок и заливают раствором хлорного железа. Чтобы острыми углами плата не повредила мешок, их закругляют. Покачивая мешок в процессе травления, перемешивают раствор. Если необходимо травить при повышенной температуре раствора, мешок, удерживая за края, помещают в сосуд с горячей водой.

Для регенерации истощенного раствора хлорного железа в него помещают ненужные ржавые гвозди. Через несколько дней раствор снова готов к использованию.

Для травления можно использовать 25%-ную техническую азотную кислоту, применять которую следует осторожно. Добавление одной-двух таблеток гидроперита способствует ускорению процесса травления. Травление печатной платы в концентрированном растворе азотной кислоты занимает от 1 до 5 мин. После травления печатную плату тщательно промывают водой с мылом.

## **Паяльник**

Уменьшению образования раковин на жале паяльника способствует наклеп. Поэтому основную форму жалу придают с помощью напильника, а окончательную — доводят ковкой.

## **И почистит, и облудит**

Наждачная бумага, наклеенная на дощечку, поможет очистить жало паяльника от наслоений окалины и нагара. А положенные на шкурку кусочки олова и канифоли помогут одновременно облудить жало.

## Пайка

Формирование идеального паяного соединения осуществляется в течение 2-х секунд при температуре 220°C. Максимальная прочность пайки достигается при глубине диффузионного слоя около 0,5 микрона. При меньшей температуре и меньшей глубине диффузионного слоя пайка является «холодной», при большей — ухудшаются характеристики эластичности и возникает опасность вывода из строя ЭРЭ.

### Флюсы, применяемые при пайке

Флюсы предназначены для растворения окисных пленок на поверхности металла или для предохранения его от окисления при нагреве.

*Жидкий канифольный флюс* можно получить растворением 20 частей измельченной в порошок чистой канифоли в 35...40 частях чистого спирта или бензина, или их смеси. Канифоль, предназначенная для натирания скрипичного смычка, не годится, т.к. содержит посторонние примеси.

*Флюс для пайки большинства металлов и сплавов:* 73 мл спирта (ректификат или сырец), 20 г канифоли, 5 г солянокислого анилина, 2 г триэтанолamina (или 20 капель раствора аммиака — нашатырного спирта). Канифоль растворяют в 50 мл спирта, а в остатке спирта — солянокислый анилин. Оба раствора смешивают и добавляют триэтаноламин.

*Глицериновая паста* ускоряет процесс пайки и ее качество в труднодоступных местах без предварительной зачистки и лужения. Весьма прочное соединение получается при пайке никеля и проводов из сплавов высокого сопротивления, которые при применении обычных флюсов не паяются.

Состав: 48% веретенного масла, 12% пчелиного воска, 15% светлой канифоли, 15% глицерина, 10% насыщенного водного раствора хлористого цинка. Смешивают компоненты в следующей последовательности: сначала расплавляют канифоль, затем добавляют веретенное масло, воск, глицерин и в последнюю очередь хлористый цинк.

*Канифолин* — раствор одной части порошка канифоли с двумя частями оловянной пыли в одной части эфира. Смесь хранят в сосуде с притертой пробкой.

*«Паяльную кислоту»* (хлористый цинк) готовят путем растворения металлического цинка в соляной кислоте из расчета 412 г/л (при плотности соляной кислоты 1,19 г/см<sup>3</sup>). Кислоту осторожно и постепенно вливают в посуду с кусочками цинка, причем уровень не должен превышать 3/4 глубины посуды. Окончательное растворение цинка в кислоте определяют по прекращению выделения пузырьков водорода. Полученный раствор хлористого цинка отстаивают до прозрачности и аккуратно сливают в пузырек.

Вместо «паяльной кислоты» можно использовать флюс, составленный из равных частей (по массе) хлористого аммония и глицерина. При этом место пайки не окисляется. Флюс пригоден и для пайки нержавеющей стали.

## **Пайка алюминия**

При пайке алюминия кабельщики используют специальный паяльный жир. Те же, кто не имеет возможности приобрести такой жир, могут воспользоваться модернизированным паяльником. Доработке подвергается только медный стержень паяльника. Его рабочую часть необходимо притупить напильником до образования площадки шириной около 4 мм и в ней ножовкой сделать пропил глубиной 7...8 мм. Из ножовочного полотна, отпущенного на огне, вырезают участок длиной 12 мм и обрабатывают его смесью 20% серной и соляной кислот для удаления с его поверхности окалины. Затем отрезок полотна вставляют в пропил (насечкой наружу) стержня и фиксируют в стержне, зажав этот «бутерброд» в тисках. Изготовленный наконечник служит скребком для удаления оксидной пленки с залуживаемой поверхности.

Другой способ пайки заключается в нанесении на место пайки тонкой пленки меди. Места предполагаемой пайки зачищают и аккуратно наносят 2-3 капли насыщенного раствора медного купороса. Затем деталь подключают к минусовому источнику постоянного тока, а к его плюсовому выводу подключают кусок медной проволоки Ø2...3 мм, которую вводят в каплю таким образом, чтобы она не касалась поверхности детали. В результате электролиза в месте пайки оседает слой красной меди, которую затем залуживают обыкновенным паяльником. В качестве источника питания можно использовать батарейку от карманного фонарика.

## **Работа с жидким флюсом**

Хранить и наносить жидкий флюс на место пайки удобно с помощью пузырька от лака для ногтей. Для этой цели можно использовать и небольшую полиэтиленовую масленку с тонким носиком. При этом уменьшается расход флюса и вероятность его вытекания при опрокидывании.

## **Как приклеенный**

Как правило, мелкие пузырьки (например, с флюсом) имеют «привычку» опрокидываться. Чтобы этого не происходило, сделайте кружок из резины, линолеума или другого листового материала. Посередине кружка сделайте крестообразный надрез и наденьте его на пузырек: повышенная устойчивость гарантирована.

## **Без воронки**

Часто возникает необходимость налить жидкость в сосуд с маленьким горлышком. Для этой цели можно воспользоваться мягким пластмассовым стаканом (или другим сосудом), сдавив пальцами его край так, чтобы образовался удобный носик. Если под рукой такого сосуда нет, тогда воспользуйтесь отверткой или стержнем из любого материала, вставив его в отверстие сосуда. Жидкость переливают, прижав горло сосуда с жидкостью к стержню.

## **Флюс-электролит**

Радиолюбителю иногда приходится паять детали из стали. А для этого нужны специальные флюсы, не всегда имеющиеся под рукой. В таком случае можно воспользоваться электролитом из вышедшей из строя батареи 3336Л. В состав студенистой массы цинковых стаканчиков входит раствор буры. Электролит наносят тонким слоем на место пайки, а сверху с помощью паяльника заливают канифолью.

### **Соединение тонких медных проводов**

Концы проводом зачищают на расстояние 20 мм, складывают вместе и аккуратно скручивают. Затем место соединения нагревают в пламени спиртовки или спички до тех пор, пока не появится шарик расплавленного металла.

### **Сварка проводов высокого сопротивления**

*Способ 1.* Концы свариваемых проводов (нихром, константан, манганин и т.п.) зачищают, скручивают и пропускают через них ток такой силы, чтобы место соединения накалилось докрасна. На это место с помощью пинцета кладут кусочек ляписа, который при нагревании расплавляется, образуя в месте соединения прочный контакт.

*Способ 2.* Если диаметр свариваемой проволоки не превышает 0,15...0,2 мм, то оба конца скручивают с медной проволокой такого же диаметра и вносят в пламя горелки. Медь при этом плавится и прочно соединяет свариваемые концы. Этот способ применим и для соединения медного провода с проводами высокого сопротивления.

*Способ 3 (пайка нихрома).* Соединение нихрома с нихромом, медью и ее сплавами, а также изделиями из стали можно использовать флюс следующего состава: вазелин 100 г, хлористый цинк в порошке 7 г, глицерин 3 г. Флюс приготавливают в фарфоровой ступке, в которую сначала помещают вазелин, а затем добавляют в указанной в рецепте последовательности остальные компоненты, хорошо перемешивая их до получения однородной массы. Места соединений обезжиривают 10% спиртовым раствором двуххлористой меди, смазывают флюсом и облуживают, после чего спаивают вместе.

### **Правильный «жучок»**

Часто при перегорании предохранителя радиолюбителю приходится использовать «жучок». Чтобы сохранить работу «жучка» в качестве предохранителя, необходимо запаять проволоку в соответствии с табл. 11.1.

Лучше, если это будет оловянная или свинцовая проволока (или их сплав), как в промышленных предохранителях.

Проволоку вставляют через отверстия в торцевых чашечках корпуса предохранителя, освобожденных с помощью паяльника и заточенной спички. Очень удобно вставлять проволоку с помощью медицинской иглы.

Номинальный ток вставки, А	Диаметр проволоки, мм			
	медь	алюминий	олово	свинец
0,25	0,025	0,03	0,08	0,09
0,5	0,03	0,04	0,11	0,13
1,0	0,05	0,07	0,18	0,21
2,0	0,09	0,1	0,29	0,33
3,0	0,11	0,14	0,38	0,43
4,0	0,14	0,17	0,46	0,52
5,0	0,16	0,19	0,53	0,6
10	0,25	0,31	0,85	0,95
15	0,32	0,4	1,12	1,25
20	0,39	0,48	1,35	1,52
50	0,73	0,89	2,45	2,73
100	1,15	1,42	3,9	4,4

На предохранителе обозначается номинальный ток, при котором вставка продолжительное время не разрушается (не плавится). Кратковременное увеличение тока сверх номинального значения (при переходных процессах, различных наводках и т.п.) не вызывает разрушения вставки.

Диаметр плавкой вставки предохранителя выбирают в зависимости от тока плавления. Для выбора диаметра вставки необходимо величину номинального тока, потребляемого узлом или блоком, увеличить вдвое, и по полученной величине тока плавления выбрать диаметр провода.

### Простой теплоотвод

Простой теплоотвод для маломощных транзисторов в металлическом корпусе можно выполнить в виде тора из спирали, выполненной из медной проволоки  $\varnothing 0,5...1,0$  мм.

### В помощь отвертке

Часто приходится вворачивать винт или шуруп в труднодоступном месте. В этом случае винт (шуруп) можно закрепить на конце отвертки с помощью комочка пластилина. Если пластилина под рукой нет, можно воспользоваться узкой полоской тонкой ткани. В середине полоски протыкают отверстие под винт и с ее помощью притягивают винт к отвертке. После вкручивания винта ткань обрывают. Для вкручивания маленьких винтов можно воспользоваться цанговым карандашом.

### Нехитрый пульверизатор

Обычную резиновую грушу можно легко превратить в пульверизатор. Для этого достаточно плотно вставить в отверстие ее хоботка распыляющую головку от отработавшего аэрозольного баллончика.

### **«Вечная» надпись**

Переводные надписи на приборах быстро стираются. Их поможет защитить лак для волос, нанесенный тонким слоем из аэрозольного баллона.

### **Когда сверло малого диаметра**

Для зажима в патрон сверл малого диаметра можно воспользоваться «рубашкой» — спиралью из тонкой проволоки.

### **Полировальная паста**

Для полировки поделок из металла лучше всего пользоваться специальными пастами — «Крокус», ГОИ. Если такой пасты нет, можно изготовить ее самостоятельно по одному из приведенных рецептов.

*Рецепт 1.* Прокалить на небольшом огне железный купорос до превращения его белых кристаллов в мелкий коричневый порошок. Затем одну его часть смешать с тремя частями расплавленного стеарина или парафина.

*Рецепт 2.* Смешать компоненты, взятые в следующем процентном соотношении: окись хрома 76, стеарин 10, керосин 2, силикагель 2 и расщепленный жир 10. В результате получим пасту, близкую к ГОИ.

### **Безопасный наждачный круг**

На втулку подходящего диаметра, выточенную из древесины твердых пород, наклеивают поливинилацетатным клеем (ПВА) (намотав в несколько слоев) наждачную шкурку на тканевой основе. На время схватывания клея рулончик фиксируют нитками или авиамodelьной резиной. Время сушки на батарее центрального отопления — около суток.

Такой круг абсолютно безопасен, т.к. не разорвется, как это бывает с монолитными абразивными кругами.

### **Углы заточки инструмента**

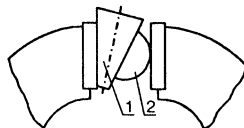
Наилучшие углы заточки для инструмента: нож — 15...20 градусов, ножницы — 80...90, топор — 35...45, стамеска — 30...45, лезвие рубанка — 20...45 градусов.

### **Восстановление напильников**

Для восстановления изношенных, замасленных напильников необходимо погрузить их на несколько минут в водный раствор серной кислоты. Кислота очистит напильники, возвратит им режущие свойства. После очистки их необходимо промыть в содовом растворе.

### **Фиксация в тисках тел с призматическими поверхностями**

Полуцилиндрическая вспомогательная накладка (поз. 2 на рис. 11.1) поможет хорошо зажать призматическую деталь (поз. 1).



**Рис. 11.1.** Фиксация в тисках тел с призматическими поверхностями



## **Резка стекла, сверление отверстий в стекле**

Для того чтобы ролик стеклореза легче проворачивался, перед резкой его рекомендуется смачивать в керосине. Отверстия в стекле сверлят одним из следующих способов:

*Способ 1.* Отверстия в стекле сверлят на сверлильном станке с помощью медной трубки (или засверленного стержня) следующим образом. В месте сверления прикрепляют комок размягченного пластилина и коническим предметом формируют в нем воронку, соосную с необходимым отверстием. В воронку насыпают небольшое количество абразивного порошка (пыль корундового наждака). По мере выработки порошка его в процессе сверления понемногу подсыпают.

Перед установкой трубки в патрон ее можно заполнить смесью абразивного порошка и минерального масла. При сверлении (частота 500...1000 об/мин) периодически поднимают инструмент над стеклом, чтобы смесь понемногу вытекала под «сверло». Подача — с незначительным усилием, иначе стекло лопнет.

*Способ 2.* Чтобы просверлить стекло ручной дрелью достаточно нанести в место сверления каплю скипидара. Для сверления толстого стекла, возможно, потребуется 2-3 капли.

## **«Реставрация» резьбового соединения**

Резьбу в корпусных отверстиях, как правило, восстанавливают с помощью сверловки с последующей нарезкой резьбы большего размера. Если по каким-либо причинам это делать нежелательно, то укрепить резьбовое соединение можно с помощью медной или другой фольги. Перед ввинчиванием в отверстие вкладывают 1-2 полоски фольги.

## **Универсальный клей**

Мелкие обрезки линолеума (без тканевой основы) засыпать в стеклянную банку с плотной крышкой и залить ацетоном до полного покрытия, плотно закрыть. Через 12...15 часов клей готов. Одинаково хорошо склеивает древесину, ткань, войлок, металл, керамику и фарфор. Добавив просеянный мел (1:1...1:2) получим хорошую шпатлевку для заделки щелей в полу и на стенах.

## **Столярный клей**

Качество клея в значительной степени зависит от умелой варки.

*Способ 1.* Раздробить клей на мелкие куски, положить в емкость и залить холодной водой на 3...4 часа (должен легко раздавливаться пальцами). Воду слить, размякший клей переложить в клеянку (специальная емкость для варки клея) и поставить на умеренный огонь. Варят, не допуская бурного кипения, 15 минут, пока клей не превратится в однородную, до густоты сливок, массу. Чтобы клей не подгорел во время варки, его необходимо постоянно помешивать. Лишнюю влагу удаляют выпариванием. Остывшую студенистую массу распускают нагреванием.

**Способ 2.** Размачивают клей по способу 1. После распускания разводят не водой, а водкой и на каждые 100 г клея добавить 12 г квасцов в порошке. Приготовленный таким образом клей отличается повышенной прочностью и хорошо противостоит воздействию влаги.

**Столярный клей жидкий.** Растворить 250 г столярного клея в 1 л горячей воды, смешать с 10 г перекиси бария, растертой с 5 г серной кислоты и 15 г воды и нагревать в течение 48 часов на водяной бане при температуре около 80°C. При этом выделяется значительное количество сернистого газа, раствор клея приобретает приятный запах сиропа и теряет способность желатинировать.

### **Казеиновый клей**

Молоко створаживают уксусом. Творог отжимают и сушат. Затем 1 весовую часть творога (казеина) заливают 2 частями горячей воды, перемешивают и 2-3 раза меняют воду. Творог снова отжимают, кладут в эмалированную емкость, куда вливают 5 весовых частей 3% раствора буры и нагревают до 40...50°C, перемешивают и оставляют на 3...4 часа. Для длительного хранения необходимо добавить несколько капель формалина.

### **Склеивание деталей из разнородных пластмасс**

Склеиваемые поверхности деталей смазывают своим клеем (целлулоидную ацетоновым, а деталь из оргстекла или полистирола — дихлорэтановым) и дают подсохнуть 10...15 минут. После подсыхания детали смазывают повторно и прижимают одну к другой и оставляют сохнуть на 4...6 часов при комнатной температуре.

### **«Обувь» для мебели**

Чтобы ножки мебели не царапали пол, а ножки аудио и видеоаппаратуры не царапали мебель, приклейте к ним «подошвы», вырезанные из старой фетровой шляпы, толстого драпа или старого кожаного ремня.

### **Тепловое действие тока**

Количество теплоты  $Q$  (Дж), выделенное током в проводнике:

$$Q = I^2 r t = \frac{U^2}{r} t = U I t = P t,$$

где  $I$  — сила тока, А;

$r$  — сопротивление проводника, Ом;

$t$  — время протекания тока, с;

$U$  — напряжение, В;

1 Дж = 0,24 кал.

Материал	Удельное сопротивление $\rho$ , Ом·мм <sup>2</sup> /м (при $t = 20^\circ\text{C}$ )	Температурный коэффициент сопротивления, $\alpha$ (от $0^\circ\text{C}$ до $100^\circ\text{C}$ ), $^\circ\text{C}^{-1}$	Температура плавления, $^\circ\text{C}$
Алюминий	0,0288	0,004	657
Медь	0,0176	0,004	1084
Латунь	0,04	0,002	900
Вольфрам	0,0612	0,0047	3300
Олово	0,143	0,0044	232
Свинец	0,221	0,0041	327
Константан	0,533	0,000005	1200
Нихром*, в том числе:	0,98	0,00015	1360
X18H25C2	0,9	—	1100
X23H18	0,92	—	1000
X25H12	0,96	—	1000
X15H60	1,1	—	1000
X20H80	1,2	—	1100
Манганин	0,42	0,000006	960
Фехраль	1,4	0,00028	1450
Другие сплавы:			
X25Ю5	1,2	—	1200
X13Ю4	1,26	—	850
OX25Ю5	1,4	—	1200

\* Нихромы — хромоникелевые сплавы.

### Электрическое оксидирование алюминия (анодирование)

**Раствор для анодирования алюминия.** Чаще всего электролитическое оксидирование алюминия производится в ванне следующего состава: 225 г серной кислоты концентрированной; 800 мл воды.

Раствор используют при температуре  $22^\circ\text{C}$ . Катоды изготавливают из чистого алюминия. Их поверхность должна быть равна поверхности оксидируемых деталей, которые подвешиваются в качестве анодов между двумя катодами.

Плотность раствора поддерживается равной  $1158 \text{ кг/м}^3$ . Плотность тока  $1...2,5 \text{ А/дм}^2$ . Время оксидирования зависит от размеров обрабатываемых деталей. Оксидирование мелких предметов заканчивается за 15..30 мин, а предметы, у которых нужно создать толстую оксидную пленку, оксидируют до 60 мин.

#### Примечание.

Естественно, что для радиаторов толстая оксидная пленка не нужна, она только ухудшит теплопровод. Весь смысл анодирования в этом случае заключается в создании «черной» поверхности в ИК-диапазоне (для улучшения тепловода за счет излучения). Поэтому оксидную пленку надо делать как можно тоньше.

После образования необходимой оксидной пленки деталь тщательно промыть в проточной воде и в нейтрализующей ванне (5%-ном растворе аммиака). После этого она повторно промывается в проточной воде.

Оксидная пористая пленка не обеспечивает достаточной защиты, поэтому ее уплотняют кипячением в течение 20...30 мин в дистиллированной воде.

Можно также уплотнить поры в растворе бихромата калия (около 40 г/л) при рабочей температуре 95°C. Время обработки колеблется от 10 до 30 мин в зависимости от состава алюминиевого сплава. При этом методе анодирования детали имеют зеленовато-желтый цвет.

Иногда необходимо окрасить оксидированную поверхность. Это производится перед кипячением. Для этой цели применяются специальные красители. Например, для получения популярного и очень часто используемого золотистого цвета применяется хромовый оранжевый краситель (0,25...0,5 г на 1000 мл воды). Детали погружают в красящий раствор на 10 мин (в зависимости от требуемого оттенка). После окрашивания поры уплотняются кипячением в дистиллированной воде, но ни в коем случае не в указанном выше растворе бихромата калия, так как это полностью уничтожит окраску.

Окрашивание может производиться одновременно с уплотнением пор (другой способ). В кипящем растворе выбранного красителя (наилучшими являются ализариновая зелень, сатурновый желтый, нигрозин и т.д.) после окрашивания сразу происходит закрытие пор. По окончании процесса анодирования детали сушат, лучше всего горячим воздухом в электрической сушилке.

Для повышения блеска рекомендуется завершающая пропитка, которая выполняется погружением в ванну из парафинового масла, концентрированного или разбавленного трихлорэтиленом или перхлорэтиленом, а также из раствора воска или парафина. Рабочая температура ванны около 50°C, детали погружаются в нее на 20...40 с.

### **Серебрение проводников**

Взять чистой азотной кислоты, наточить «чистым» надфилем немного серебра (можно с контактов пускателей), высыпать его в кислоту. Если все это проходит на ярком солнечном свете, то кислота пожелтеет, и немного нагреется. Количество порошка должно уменьшиться, или вообще исчезнуть. В результате получится азотнокислое серебро.

Затем взять маленькую фарфоровую посудину (можно чашку), высыпать в нее немного зубного порошка и в объеме 2-3 кристаллов (не больше, в противном случае ухудшится осаждение серебра) поваренной соли. Все это тщательно перемешать, затем добавить несколько капель азотнокислого серебра и еще раз осторожно перемешать.

Для нанесения слоя серебра на поверхность медной фольги (контактов) надевают резиновую перчатку, берут немного смеси и натира-

ют тряпочкой. Сначала все почернеет, затем появится белый блеск, это уже слой серебра. Тереть еще некоторое время. Затем тщательно промыть плату водой. Смесь желательно использовать в течение 3-х часов.

### Совместимость металлов

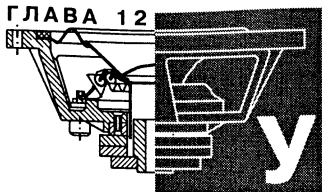
Конструкторы, работающие с металлами, сталкиваются с такой проблемой: при соединении двух различных металлов через какое-то время один из них разрушается. Это явление называется электрокоррозией. Оно связано с тем, что некоторые пары металлов при соприкосновении образуют так называемые гальванические пары, приводящие к разрушению одного из них. При этом нарушается электрический контакт, что надо учитывать при изготовлении телевизионных антенн и при подборе металлов для контактов в электроприборах. В табл. 11.3 показана совместимость пар некоторых металлов.

Совместимость металлов

Таблица 11.3

	Алюминий	Бронза	Дюралюминий	Латунь	Медь	Никель	Олово	Припой ПОС	Сталь не легированная	Хром	Цинк
Алюминий	С	Н	С	Н	Н	Н	Н	Н	С	Н	С
Бронза	Н	С	Н	С	С	С	П	П	Н	С	Н
Дюралюминий	С	Н	С	Н	Н	Н	Н	Н	С	Н	С
Латунь	Н	С	Н	С	С	С	П	П	Н	С	Н
Медь	Н	С	Н	С	С	С	П	П	Н	С	Н
Никель	Н	С	Н	С	С	С	П	П	С	С	С
Олово	Н	П	Н	П	П	П	С	С	С	Н	С
Припой ПОС	Н	П	Н	П	П	П	С	С	С	Н	С
Сталь не легированная	С	Н	С	Н	Н	С	С	С	С	С	С
Хром	Н	С	Н	С	С	С	Н	Н	С	С	С
Цинк	С	Н	С	Н	Н	С	С	С	С	С	С

С — совместимы, Н — несовместимы, П — полусовместимы.



## Устройства электропитания РЭА

При разработке источников вторичного электропитания РЭА (ИВЭП) приходится решать проблемы, аналогичные проблемам усилительной техники, в частности, задачи минимизации массогабаритных и стоимостных показателей, повышения КПД, надежности, защиты, технологичности, легкой повторяемости, ремонтпригодности, помехозащищенности, минимизации радиопомех и т.п.

ИВЭП для современной РЭА в подавляющем большинстве являются стабилизирующими устройствами. Они поддерживают на нагрузке питающее напряжение с определенной точностью при воздействии всех дестабилизирующих факторов: изменения входного питающего напряжения, тока нагрузки, температуры окружающей среды и т.д.

УМЗЧ являются для ИВЭП нагрузкой, значение которой постоянно меняется. Поэтому ИВЭП должен иметь достаточно низкое динамическое выходное сопротивление. Максимальная выходная мощность УМЗЧ возрастает пропорционально квадрату питающего напряжения. Учитывая реальную внешнюю характеристику однофазного выпрямителя и фактические колебания напряжения питающей сети, суммарное изменение напряжения на выходе выпрямителя (без стабилизации и без дросселя в сглаживающем фильтре) может достигать 30% и более. Это означает, что УМЗЧ, рассчитанный на работу с нестабилизированным источником питания, должен иметь полуторакратный запас по максимальной выходной мощности.

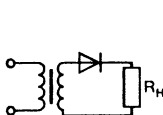
ИВЭП должен быть снабжен надежной системой защиты от перегрузки и короткого замыкания (КЗ) с автоматическим восстановлением работоспособности при снятии перегрузки или КЗ в нагрузке, не ухудшающей динамическое выходное сопротивление.

### 12.1. Выпрямители

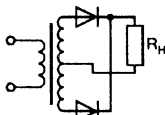
Первым узлом силовой части ИП могут быть управляемые или неуправляемые выпрямители. Управляемые выпрямители применяют тогда, когда необходимо совместить функции выпрямления и стаби-

лизации выпрямленного напряжения или хотя бы ограничения его на определенном уровне с ростом напряжения питающей сети. Неуправляемые выпрямители выполняют на полупроводниковых диодах, управляемые — на тиристорах. Применение диодных сборок позволяет оптимизировать конструкцию, снизить трудоемкость набивки плат.

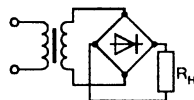
Для выпрямления однофазного переменного напряжения широко применяют три типа выпрямителей: однополупериодный (рис. 12.1), двухполупериодный со средней точкой (рис. 12.2) и двухполупериодный мостовой (схема Греча, рис. 12.3).



**Рис. 12.1.** Однополупериодный выпрямитель



**Рис. 12.2.** Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки вторичной обмотки трансформатора



**Рис. 12.3.** Однофазный мостовой выпрямитель

*Однополупериодный выпрямитель (рис. 12.1).*

При воздействии на диод напряжения положительной полярности («+» приложен к аноду диода) диод открывается и через нагрузку протекает ток, определяемый напряжением питания и сопротивлением нагрузки. Падение напряжения на кремниевом диоде обычно около 1 В, что как правило мало по сравнению с питающим напряжением.

Таким образом, напряжение на выходе выпрямителя имеет вид однополярных импульсов, форма которых практически повторяет форму положительной полуволны питающего напряжения переменного тока.

Среднее значение выпрямленного напряжения равно:

$$U_H = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \approx 0,45 \cdot U_2, \quad (12.1)$$

откуда действующее напряжение вторичной обмотки:

$$U_2 = \frac{\pi \cdot U_H}{\sqrt{2}} \approx 2,22 \cdot U_H. \quad (12.2)$$

Среднее значение выпрямленного тока:

$$I_O = \frac{U_H}{R_H} = \frac{0,45 \cdot U_2}{R_H}. \quad (12.3)$$

Действующее значение тока нагрузки:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi \cdot U_H}{\sqrt{2} \cdot R_H} \approx 1,57 \cdot I_H. \quad (12.4)$$

Мощность, на которую должна быть рассчитана вторичная обмотка трансформатора:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 = 2,22 \cdot U_H \cdot 1,57 \cdot I_H \approx 3,5 \cdot U_H \cdot I_H = 3,5 \cdot P_H. \quad (12.5)$$

Габаритная мощность трансформатора (без учета КПД) равна по- лусумме мощностей первичной и вторичных обмоток:

$$P_{Г\Delta Б} = \frac{P_1 + \sum P_2}{2} = \frac{P_1 + P_2}{2} = 3,1 \cdot P_H. \quad (12.6)$$

Как видно из формулы (12.6), габаритная мощность трансформатора должна быть в 3,1 раза больше полезной мощности отдаваемой в нагрузку, т.е. трансформатор используется примерно на 30%.

Коэффициент пульсаций  $p$  есть отношение амплитуды основной (первой) гармоники к выпрямленному напряжению:

$$p = \frac{U_H \cdot \pi}{2 \cdot U_H} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57. \quad (12.7)$$

**Недостатки** однополупериодного выпрямителя: большой коэффициент пульсаций, малые значения выпрямленного тока и напряжения; низкий КПД выпрямителя, т.к. ток вторичной обмотки имеет постоянную составляющую, которая вызывает подмагничивание сердечника и уменьшение его магнитной проницаемости.

*Двухполупериодный выпрямитель с выводом средней точки* вторичной обмотки трансформатора (рис. 12.2) можно рассматривать как сочетание двух однополупериодных выпрямителей, включенных на одну нагрузку.

Коэффициент пульсаций  $p \approx 0,67$ .

**Достоинства:** отсутствие подмагничивания трансформатора, более высокий КПД и более чем в 2 раза ниже коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения по сравнению с однополупериодным выпрямителем.

Ее основной недостаток — необходимость второй части вторичной обмотки, причем обе части обмотки работают поочередно и т.о. используются примерно на 50%.

*Однофазный мостовой выпрямитель* (схема Греча, рис. 12.3) состоит из трансформатора и четырех диодов, подключенных к вторичной обмотке трансформатора по мостовой схеме. В каждый полупериод открыта одна пара диодов, расположенных в противоположных плечах моста.

Среднее значение выпрямленного напряжения равно:

$$U_H = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\pi \sqrt{2} \cdot U_2 \cdot \sin \omega t \cdot d\omega t = \frac{2\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} \approx 0,9 \cdot U_2, \quad (12.8)$$

откуда действующее напряжение вторичной обмотки:

$$U_2 = \frac{\pi \cdot U_H}{2\sqrt{2}} \approx 1,11 \cdot U_H. \quad (12.9)$$



Среднее значение выпрямленного тока:

$$I_H = \frac{U_H}{R_H} = \frac{0,9 \cdot U_2}{R_H}. \quad (12.10)$$

Средний выпрямленный ток каждого диода:

$$I_{OB} = 0,5 \cdot I_H. \quad (12.11)$$

Действующее значение тока нагрузки:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_H} = \frac{\pi \cdot U_H}{2\sqrt{2} \cdot R_H} \approx 0,785 \cdot I_H. \quad (12.12)$$

Масса и стоимость трансформатора меньше чем для выпрямителя с выводом от средней точки, мощность источника питания с мостовым выпрямителем выше за счет более рационального использования окна трансформатора.

## 12.2. Сглаживающий фильтр

Выпрямленное напряжение является пульсирующим и в большинстве случаев не годится для питания электронных схем, поэтому для уменьшения пульсаций используют сглаживающие фильтры. Коэффициент пульсаций напряжения (отношение амплитуды напряжения пульсаций к выпрямленному напряжению) не должен превышать определенных значений. Так, для высокочувствительных предварительных усилителей (усилителей воспроизведения, усилителей-корректоров, микрофонных усилителей и т.п.) он не должен превышать  $10^{-6} \dots 10^{-7}$ , а для выходного каскада УМЗЧ —  $10^{-4} \dots 10^{-5}$ .

### Емкостной фильтр

*Однополупериодный выпрямитель, работающий на активно-емкостную нагрузку* (рис. 12.4) имеет круто падающую нагрузочную характеристику (зависимость выпрямленного напряжения от тока нагрузки) и значительный коэффициент пульсаций.

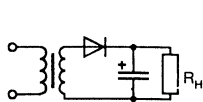
Разряд конденсатора фильтра определяется постоянной времени разряда  $\tau_{PA3P} = C \cdot R_H$ . При  $\tau_{PA3P} \geq 10 \cdot T$  коэффициент пульсаций определяют по формуле:

$$p = \frac{1}{2\pi f m \tau_{PA3P}} = \frac{1}{2\pi f_{OCH} \tau_{PA3P}}, \quad (12.13)$$

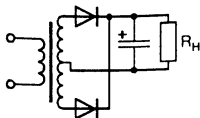
где  $f_{OCH} = mf$  — частота основной гармоники;

$m$  — число фаз выпрямителя.

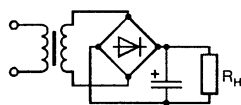
Чем больше емкость конденсатора, тем меньше коэффициент пульсаций и меньше продолжительность его заряда в каждый полупериод и тем больше амплитуда зарядного тока через диод, а значит и больше падение напряжения на выходном сопротивлении выпрямителя.



**Рис. 12.4.** Однополупериодный выпрямитель, работающий на активно-емкостную нагрузку



**Рис. 12.5.** Двухполупериодный выпрямитель со средней точкой, работающий на активно-емкостную нагрузку



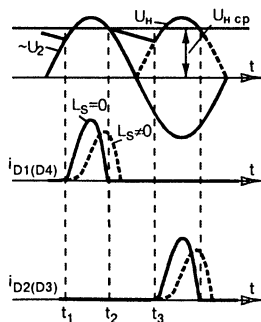
**Рис. 12.6.** Однофазный мостовой выпрямитель, работающий на активно-емкостную нагрузку

В отсутствие нагрузки (на холостом ходу) напряжение на конденсаторе фильтра достигает  $\sqrt{2} \cdot U_{2X}$ .

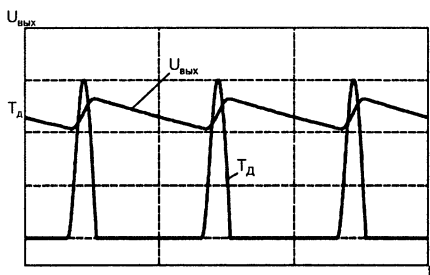
Работа выпрямителя с емкостным фильтром существенно зависит от изменения нагрузочного тока. С увеличением тока, что имеет место при уменьшении сопротивления  $R_H$  постоянная времени уменьшается, уменьшается и среднее значение выпрямленного напряжения, а пульсации возрастают. Применение подобных выпрямителей ограничено областью вспомогательных маломощных источников постоянного тока.

Двухполупериодные выпрямители (рис. 12.5 и 12.6) имеют частоту пульсаций выпрямленного напряжения вдвое больше, чем в однополупериодной, что облегчает их сглаживание, т.е. позволяет уменьшить габариты сглаживающего фильтра. В отличие от выпрямителя со средней точкой, где обмотки трансформатора используются примерно на 35...40%, в мостовом выпрямителе обмотка работает оба полупериода, поэтому коэффициент ее использования достигает 80%, кроме того, в нем можно использовать диоды с вдвое меньшим допустимым напряжением.

Единственный недостаток мостовой схемы — в 2 раза большее число диодов по сравнению с выпрямителем со средней точкой. Однако суммарное сопротивление постоянному току двух диодов и обмотки мостового выпрямителя чаще оказывается меньше сопротивления диода и обмотки выпрямителя со средней точкой. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу двухтактных выпрямителей, работающих на емкостной фильтр, приведены на рис. 12.7 [60] и 12.8.



**Рис. 12.7.** Временные диаграммы, иллюстрирующие работу двухтактных выпрямителей работающих на емкостной фильтр



**Рис. 12.8.** Временные диаграммы напряжения пульсаций на выходе выпрямителя и тока выпрямительных диодов

При работе выпрямителя на емкостной фильтр очередной диод (диоды — для мостовой схемы) открывается, когда напряжение на входе выпрямителя становится равным напряжению (точнее превысит его на порог открывания диода) на конденсаторе сглаживающего фильтра (момент  $t_1$ , см. рис. 12.7). При этом в интервале  $t_1 \dots t_2$  ток через открытые диоды ограничен только сопротивлением обмотки трансформатора и открытых диодов. В момент времени  $t_2$  напряжение на входе выпрямителя вновь становится равным напряжению на конденсаторе фильтра и ранее открытый диод закрывается. При этом начинается разряд конденсатора фильтра на сопротивление нагрузки. Открывание очередного диода для двухполупериодных схем происходит в момент времени  $t_3$ . Далее процессы повторяются.

Наличие у трансформатора индуктивности рассеяния приводит к определенной задержке выключения открытого диода (показано пунктирной линией).

Выпрямители, работающие на фильтр в виде емкости, широко используют в устройствах малой и средней мощности.

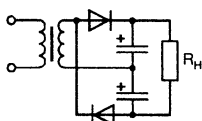


Рис. 12.9. Схема удвоения напряжения

Схему удвоения напряжения (схема Латура, рис. 12.9) используют, когда нецелесообразно мотать многовитковую обмотку, или когда обмотка имеющегося в распоряжении трансформатора дает недостаточное напряжение.

Недостаток схемы удвоения (как и однополупериодного выпрямителя) — круто падающая внешняя (нагрузочная) характеристика.

## LC-фильтр

В устройствах с повышенными требованиями к напряжению пульсаций и стабильности напряжения питания при изменении нагрузки используют выпрямители, работающие на Г-образный LC-фильтр, начинающийся с индуктивности (рис. 12.10 и 12.11). Эти выпрямители обладают повышенным КПД и меньшим внутренним сопротивлением ( $R_i = \Delta U_H / \Delta I_H$ ) по сравнению с выпрямителями, работающими на емкость. Коэффициент использования обмотки трансформатора в схеме рис. 12.10 равен 50% и 100% — в схеме рис. 12.11.

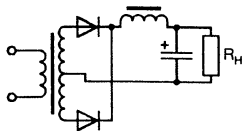


Рис. 12.10. Г-образный LC-фильтр в выпрямителе со средней точкой

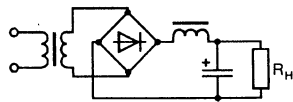


Рис. 12.11. Г-образный LC-фильтр в мостовом выпрямителе

Коэффициент сглаживания  $q$ , представляющий отношение амплитуды первой гармоники пульсации на входе фильтра к амплитуде первой гармоники пульсации на его выходе:

$$q = m^2 \cdot \omega^2 \cdot L \cdot C - 1 = \omega_{OCH}^2 \cdot L \cdot C - 1. \quad (12.14)$$

Откуда

$$LC = \frac{q+1}{\omega_{OCH}^2}, \quad (12.15)$$

где  $\omega = 2\pi \cdot f$ , емкость конденсатора  $C$  должна быть значительно больше  $1/(m \cdot \omega \cdot R_H) = 1/(\omega_{OCH} \cdot R_H)$ .

При работе выпрямителя на сглаживающий фильтр LC-типа ток, протекающий через каждый из открытых диодов, начиная с некоторой критической величины, имеет прямоугольную форму (рис. 12.12) [60]. Напряжение на нагрузке практически равно среднему значению напряжения на входе фильтра, а переменная составляющая этого напряжения выделяется на дросселе фильтра. При этом нагрузочная характеристика на участке  $I_{H.KP} \dots I_H$  имеет вид прямой, наклон которой характеризуется выходным сопротивлением выпрямителя  $R_{ВЫХ} = \Delta U / \Delta I$ .

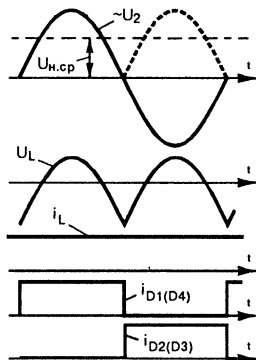


Рис. 12.12. Форма тока выпрямительных диодов при токе нагрузки выше критической величины

Минимально допустимая индуктивность дросселя сглаживающего фильтра  $L$ , при которой сохраняется режим непрерывного тока в дросселе:

$$L_{MIN} = \frac{U_H}{(m^2 - 1) \cdot m \cdot \pi \cdot f \cdot I_{H.MIN}}. \quad (12.16)$$

Для двухполупериодных выпрямителей (в том числе и для схемы удвоения Латура) формула (12.16) примет вид:

$$\begin{aligned} L_{MIN} &= \frac{2 \cdot U_H}{(m^2 - 1) \cdot m \cdot \pi \cdot f \cdot I_{H.MIN}} = \\ &= \frac{2 \cdot U_H}{(2^2 - 1) \cdot 2\pi \cdot f \cdot I_{H.MIN}} = \frac{U_H}{3 \cdot \pi \cdot f \cdot I_{H.MIN}}, \end{aligned} \quad (12.17)$$

где  $I_{H.MIN}$  — минимальный (критический) ток нагрузки.

Введение в дроссель дополнительной (компенсирующей) обмотки позволяет увеличить коэффициент сглаживания в 2...4 раза при том же произведении  $L \cdot \Sigma C$  (рис. 12.13).

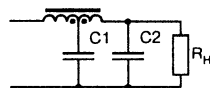


Рис. 12.13. Г-образный фильтр с дополнительной компенсирующей обмоткой

Во избежание наводок на фильтр дроссели фильтра должны быть удалены от силового трансформатора и других источников магнитных полей.

Сравнительный анализ нагрузочной способности и коэффициента сглаживания фильтров (выпрямитель Греча с входным напряжением 50 В) на нагрузке от 10 до 400 Ом приведен в табл. 12.1.

Сравнительный анализ нагрузочной способности  
и коэффициента сглаживания фильтров

Таблица 12.1

Тип фильтра	$U_H$ , В, при $R_H$ , Ом				$U_H$ , мВ, при $R_H$ , Ом			
	400	100	25	10	400	100	25	10
$C = 2000$ мкФ	66,9	64,4	58,4	50,8	191	706	2250	4380
$C = 5000$ мкФ	67,0	64,8	59,0	51,7	71,8	275	894	1780
$L = 300$ мГн, $C = 2000$ мкФ	46,5	43,3	41,9	39,6	104	79	79	79
$L = 850$ мГн, $C = 2000$ мкФ	43,6	43,2	41,2	39,1	28	28	29	29
$C = 1000$ мкФ, $L = 50$ мГн, $C = 1000$ мкФ	66,8	64,6	57,5	48,3	17,4	64	211	415

Анализ табл. 12.1 показывает, что увеличение емкости фильтра в 2,5 раза примерно во столько же уменьшает и напряжение пульсаций  $U_H$  выпрямленного напряжения, не изменяя нагрузочной способности выпрямителя. Г-образный фильтр имеет более жесткую нагрузочную характеристику и стабильный коэффициент сглаживания во всем диапазоне изменения нагрузки даже при более чем в 2 раза меньшей минимальной индуктивности дросселя:  $L_{MIN} = U_H / (3 \cdot \pi \cdot f \cdot I_{HMIN}) = 40 / (3 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,1) = 0,85$  Гн.

Разбивка емкости конденсатора фильтра на 2 равные емкости и введение между ними дросселя индуктивностью 50 мГн (П-образный фильтр) более чем на порядок уменьшает напряжение пульсаций при незначительном ухудшении нагрузочной характеристики.

Ориентировочные значения падения напряжения на дросселе фильтра при частоте 50 Гц приведены в табл. 12.2.

Ориентировочные значения падения напряжения  
на дросселе фильтра при частоте 50 Гц

Таблица 12.2

$P_H$ , Вт	$\Delta U_{дp}$
10...30	$(0,2...0,14) \cdot U_0$
30...100	$(0,14...0,1) \cdot U_0$
100...300	$(0,1...0,07) \cdot U_0$
300...1000	$(0,07...0,05) \cdot U_0$

Формулы, необходимые для расчета выпрямителей и трансформаторов, сведены в табл. 12.3.

Схема	$m$	$U_{2X}$	$I_{OB}$	$I_{MB}$	$I_2$	$P_{ГAB}$	$P_2$	$U_{OБP}$	$K_R$	$K_L$
Рис. 12.1	1	$2,22U_H$	$I_H$	$3,14 I_H$	$1,57 I_H$	$3,1P_H$	$3,5P_H$	$1,41 \cdot U_{2X}$	5,2	—
Рис. 12.2	2	$1,11U_H$	$I_H/2$	$1,57 I_H$	$0,785 I_H$	$1,49P_H$	$1,74P_H$	$1,41 \cdot U_{2X}$	7	—
Рис. 12.3	2	$1,11U_H$	$I_H/2$	$1,57 I_H$	$1,11 I_H$	$1,23P_H$	$1,23P_H$	$0,71 \cdot U_{2X}$	5,2	—
Рис. 12.4	1	$B_0 U_H$	$I_H$	$7 I_H$	$D_0 \cdot I_H$	$2P_H$	$2,15P_H$	$\approx 3U_H$	2,3	$4,1 \cdot 10^{-3}$
Рис. 12.5	2	$B_0 U_H$	$I_H/2$	$3,5 I_H$	$0,5 \cdot D_0 \cdot I_H$	$1,8P_H$	$2,15P_H$	$\approx 3U_H$	4,7	$4,3 \cdot 10^{-3}$
Рис. 12.6	2	$B_0 U_H$	$I_H/2$	$3,5 I_H$	$0,71 \cdot D_0 \cdot I_H$	$1,5P_H$	$1,5P_H$	$\approx 1,5U_H$	3,5	$5,0 \cdot 10^{-3}$
Рис. 12.9	1	$B_0 U_H/2$	$I_H$	$7 I_H$	$0,71 \cdot D_0 \cdot I_H$	$1,5P_H$	$1,5P_H$	$\approx 1,5U_H$	0,9	$1,25 \cdot 10^{-3}$
Рис. 12.10	2	$1,11U_H$	$I_H/2$	$I_H$	$0,71 \cdot I_H$	$1,34P_H$	$1,57P_H$	$2,83 \cdot U_{2X}$	4,7	$5,5 \cdot 10^{-3}$
Рис. 12.11	2	$1,11U_H$	$I_H/2$	$I_H$	$I_H$	$1,11P_H$	$1,11P_H$	$1,41 \cdot U_{2X}$	3,5	$6,4 \cdot 10^{-3}$

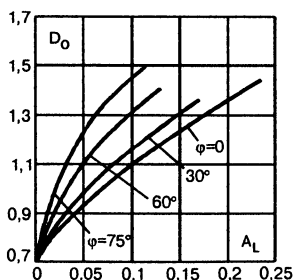
**Примечание.**

- $m$  — число фаз выпрямителя (число импульсов тока в нагрузке за период);  
 $U_{2X}$  — действующее напряжение вторичной обмотки трансформатора в режиме холостого хода;  
 $U_H$  — среднее значение выпрямленного напряжения;  
 $I_H$  — среднее значение выпрямленного тока;  
 $I_{OB}$  — средний выпрямленный ток каждого диода;  
 $I_{MB}$  — амплитудное значение тока через диод;  
 $I_2$  — действующее значение тока, на которое должна быть рассчитана вторичная обмотка трансформатора;  
 $P_H = U_H \cdot I_H$  — выпрямленная мощность (мощность на нагрузке);  
 $P_{ГAB}$  — габаритная мощность трансформатора (без учета КПД);  
 $P_2$  — полная мощность, на которую должна быть рассчитана вторичная обмотка;  
 $U_{OБP}$  — амплитуда обратного напряжения на диодах;  
 $K_R$  и  $K_L$  — коэффициенты, зависящие от схемы выпрямителя;  
 $B_0$  и  $D_0$  — вспомогательные расчетные коэффициенты.

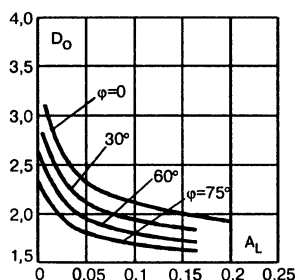
Выбирают диоды, имеющие максимально допустимые значения параметров не ниже полученных в предварительном расчете:

$$I_{OB \text{ доп}} > I_{OB}, \quad I_{M \text{ доп}} > I_M$$

Допустимое обратное напряжение выпрямительных диодов  $U_{OБP \text{ доп}}$  должно быть как минимум на 30% больше  $U_{OБP}$



**Рис. 12.14.** Вспомогательный расчетный коэффициент  $B_0$



**Рис. 12.15.** Вспомогательный расчетный коэффициент  $D_0$

Вспомогательные расчетные коэффициенты  $B_o$  и  $D_o$  в табл. 12.3 определяют из графиков, приведенных на рис. 12.14 и 12.15 [60].

Независимые параметры  $A_L$  и  $\varphi$ :

$$A_L = \frac{I_H}{U_H} \cdot \frac{r_B}{m} = \frac{r_B}{R_H m}, \quad (12.18)$$

где  $r_B = R_I + r_{TP}$  — активное сопротивление фазы выпрямителя, равное сумме прямых сопротивлений диодов по постоянному току и сопротивлений обмоток трансформатора, приведенное к его вторичной обмотке;

$m$  — число фаз выпрямителя из табл. 12.3;

$R_I \approx \Delta U_d / (3I_{OB})$  — внутреннее сопротивление диодов;

$\Delta U_d \approx 1$  В для кремниевых диодов.

Сопротивление обмоток трансформатора, приведенное к фазе вторичной обмотки:

$$r_{TP} \approx K_R \frac{U_H}{I_H \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{f \cdot B \cdot s}{U_H \cdot I_H}} = \frac{K_R \cdot R_H}{f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{f \cdot B \cdot s}{P_H}}, \quad (12.19)$$

где  $K_R$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (табл. 12.3);

$B$  — индукция в сердечнике, Тл;

$f$  — частота напряжения питания, Гц;

$s$  — число стержней сердечника трансформатора, несущих обмотки.

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{Z_L}{r_B} = \frac{\omega \cdot L_S}{r_B} = \frac{2\pi \cdot f \cdot L_S}{r_B}. \quad (12.20)$$

Откуда

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\pi \cdot f \cdot L_S}{r_B}, \quad (12.21)$$

где  $L_S$  — индуктивность рассеяния.

$$\begin{aligned} L_S &\approx K_L \cdot s \frac{U_H}{I_H \cdot (\lambda - 1)^2 \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{U_H \cdot I_H}{f \cdot B \cdot s}} = \\ &= \frac{K_L \cdot s \cdot R_H}{(\lambda - 1)^2 \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{P_H}{f \cdot B \cdot s}}, \end{aligned} \quad (12.22)$$

где  $K_L$  — коэффициент, зависящий от схемы выпрямителя (табл. 12.3);

$\lambda$  — число чередующихся секций обмоток. Когда вторичная обмотка наматывается после первичной (или наоборот),  $\lambda = 2$ . Когда первичная обмотка вматывается между половинками вторичной обмотки (или наоборот),  $\lambda = 3$ , а индуктивность рассеяния уменьшается в  $(3 - 1)^2 = 4$  раза. Если необходимо уменьшить индуктивность рассеяния в еще большее число раз, следует одну из обмоток разбить на три части, а другую — на две части ( $\lambda = 5$ ).

Для получения минимальной индуктивности рассеяния в трансформаторах звуковой частоты первичную и вторичную обмотки мотают одновременно. При этом провод первичной обмотки делят на количество отрезков, равное коэффициенту трансформации, из которых затем путем последовательного соединения делают первичную обмотку трансформатора.

Некоторые значения  $\operatorname{tg}\varphi$  приведены в табл. 12.4.

Значения  $\operatorname{tg}\varphi$  для некоторых углов сдвига фазы

Таблица 12.4

$\varphi^\circ$	0	10	20	30	40	50	60	65	70	75
$\operatorname{tg}\varphi$	0	0,18	0,36	0,58	0,84	1,19	1,73	2,15	2,75	3,73

### Электронный фильтр

Иногда вместо индуктивностей (дросселей) включают транзисторы. Такая замена позволяет избавиться от переходных процессов, отрицательно влияющих на работу нагрузочного устройства и самого выпрямителя. При этом снижаются габариты, масса и стоимость выпрямителя. Электронные фильтры снижают пульсации примерно в 3...5 раз.

Различают два способа включения силовых транзисторов: последовательно и параллельно нагрузочным устройствам. Последовательное включение транзисторов характерно для выпрямителей, имеющих высокое выходное напряжение (300...400 В); при низких напряжениях (до 30 В) может применяться как последовательное включение, так и параллельное. В последнее время, с развитием широкой гаммы низковольтных стабилизаторов в интегральном исполнении, применение подобных фильтров для фильтрации низковольтного напряжения практически не используется. На рис. 12.16 показан электронный фильтр на биполярном транзисторе VT3. Введение положительной обратной связи по току на транзисторах VT1, VT2 делает фильтр эквивалентным П-образному LC-фильтру (емкость на входе 50 мкФ, индуктивность 400 мГн и емкость на выходе 100 мкФ) по коэффициенту пульсаций и по жесткости выходной нагрузочной характеристики.

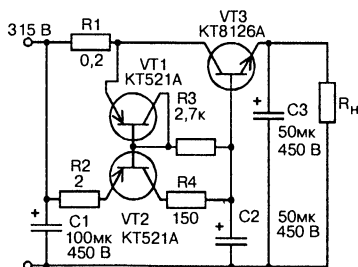


Рис. 12.16. Возможный вариант электронного фильтра на биполярном транзисторе

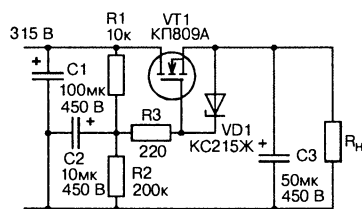


Рис. 12.17. Возможный вариант электронного фильтра на МДП-транзисторе



### 12.3. Бестрансформаторный блок питания

БП представляет собой полумостовой автогенераторный нерегулируемый инвертор с коммутирующим насыщающимся трансформатором (рис. 12.18). Применение пропорционально-токового управления транзисторных ключей в сочетании с насыщающимся коммутирующим трансформатором позволяет к моменту выключения (в момент переключения) автоматически выводить транзистор из насыщения, уменьшить время рассасывания и исключить сквозные токи, а также снизить потери мощности в цепях управления, что повышает надежность и КПД инвертора.

Выходная мощность, Вт, не менее .....	400
Выходные напряжения, В .....	2x40
КПД, %, не менее .....	95
Частота преобразования, кГц .....	25



На входе сетевого выпрямителя установлен помехоподавляющий фильтр на L1, C1, C2. Резистор R1 служит для ограничения броска тока заряда конденсатора C3. Последовательно с резистором предусмотрена перемычка, вместо которой для улучшения фильтрации и увеличения жесткости выходной нагрузочной характеристики можно включать дроссель.

Инвертор имеет два контура положительной обратной связи (ПОС):

- ♦ первый — по напряжению (с помощью обмотки 3-4 T1 и обмотки 6-7 T2);
- ♦ второй — по току (с помощью трансформатора тока: обмотка 2-3 и обмотки 1-2, 4-5 трансформатора T2).

Схема запуска выполнена на однопереходном транзисторе VT3. После запуска преобразователя, благодаря наличию диода VD15, схема запуска отключается, т.к. постоянная времени цепи R6, C8 значительно больше периода преобразования.

Особенность схемы в том, что при работе на большие емкости фильтра она нуждается в плавном запуске. Обеспечению плавного запуска блока способствуют дроссели L2 и L3 и, в какой-то степени, резистор R1.

Моточные данные трансформаторов приведены в табл. 12.5.

Моточные данные трансформаторов

Таблица 12.5

Трансформатор	Обмотка	Число витков	Диаметр провода, мм	Магнитопровод
T1	1-2	75	0,62	Феррит 2000НМ, два кольца K40×25×11
	3-4	2	0,4	
	5-6, 6-7, 8-9, 9-10	20	1,0	
T2	1-2, 4-5	4	0,4	Феррит 2000НМ, K10×6×3
	2-3	1	0,8	
	6-7	10	0,4	

### Конструкция и детали

Блок питания выполнен на печатной плате размером 180×105 мм (рис. 12.19). Сборочный чертеж показан на рис. 12.20.

Перед намоткой трансформаторов острые кромки колец необходимо притупить наждачной бумагой или бруском и обмотать лакотканью (T1 — тремя слоями). Если не притупить кромки колец, то не исключено продавливание лакоткани и пробой изоляции провода на сердечник. В результате происходит витковое замыкание через сердечник, резкое возрастание потребления тока на холостом ходу, разогрев сердечника и его раскалывание. При использовании магнитопровода другого типоразмера [61] необходимо пересчитать моточные данные. Между обмотками 1-2, 5-6-7 и 8-9-10 мотают проводом

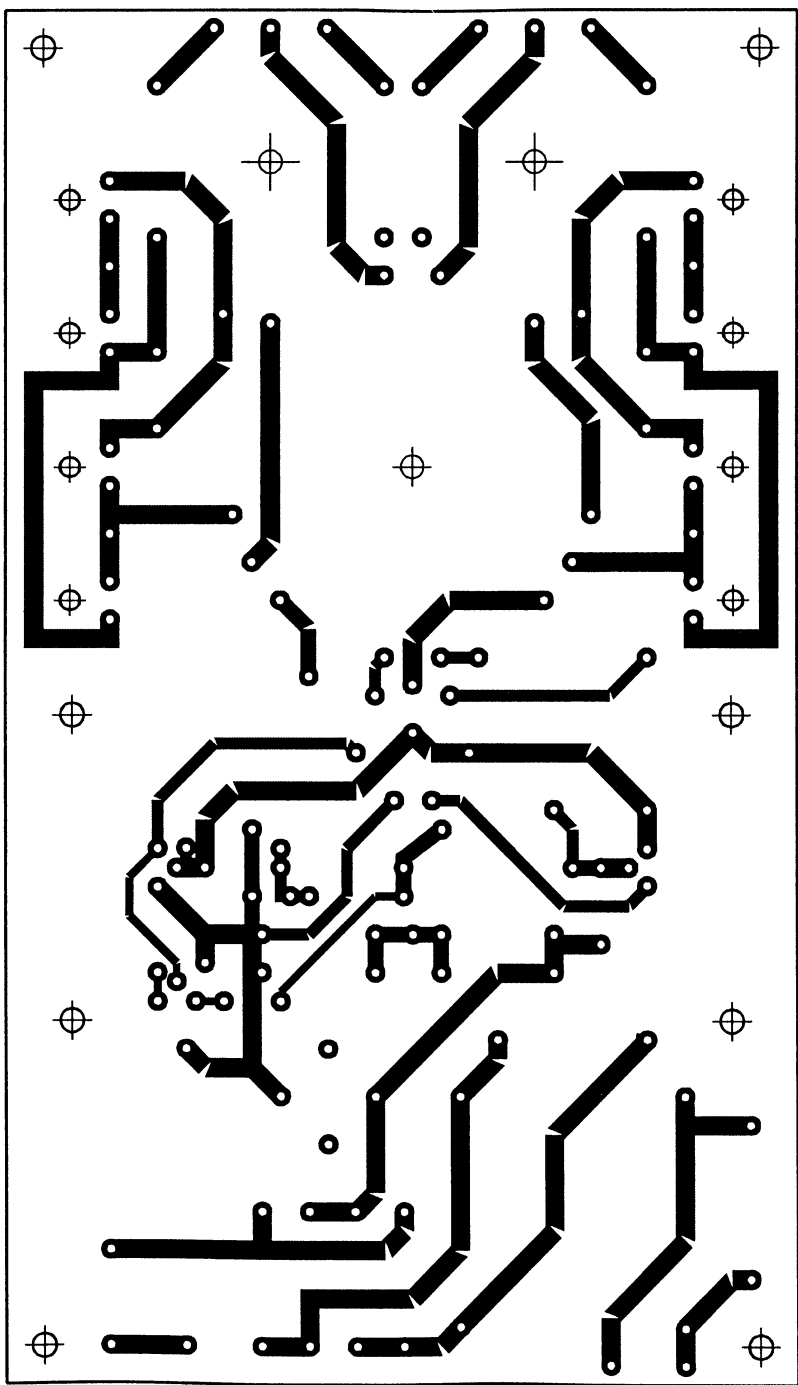


Рис. 12.19. Рисунок печатной платы БП



ПЭВ-2 0,31 в один слой виток к витку экранирующие обмотки, один конец которых соединяют с общим проводом УМЗЧ.

3/4 обмотки 2-3 трансформатора Т2 представляет собой скобу из провода диаметром 1,0 мм поверх обмотки 6-7, остальная 1/4 часть обмотки выполнена печатным монтажом симметрично: в сторону эмиттера VT1 и в сторону коллектора VT2.

Дроссели L2 и L3 выполнены на броневых магнитопроводах Б30 из феррита 2000НМ. Обмотки дросселей намотаны в два провода до заполнения каркаса проводом диаметром 0,8 мм. Учитывая, что дроссели работают с подмагничиванием постоянным током, между чашками необходимо вставить прокладки из немагнитного материала толщиной 0,3 мм.

Дроссель L1 типа Д13-20, его можно выполнить на чашке Б30 аналогично L2, L3 проводом МГТФ без прокладки.

Транзисторы VT1 и VT2 закреплены на радиаторах из ребристого алюминиевого профиля размером 50×55×15 мм. В случае использования транзисторов в металлическом корпусе со стороны ребер фрезеруют посадочное место и сверлят сквозные отверстия для выводов. Помимо указанных на схеме можно использовать транзисторы типа КТ8126А Минского производственного объединения «Интеграл». Конденсаторы фильтра типа К50-6-2000 мкФ на 50 В (на схеме не показаны) закреплены на текстолитовой пластине размером 140×100 мм, закрепленной на радиаторах с помощью винтов с потайной головкой.

Конденсаторы C1, C2 типа К73-17 на напряжение 630 В, C3 — типа К50-35Б на 350 В. C5, C6 — типа К73-17 на 400 В.

Для задержки подключения акустических систем к УМЗЧ на время затухания переходных процессов, возникающих во время включения питания, и отключения их при появлении на его выходе постоянного напряжения любой полярности желательно использовать защиту.

## 12.4. Силовые трансформаторы

Трансформатором называют статический электромагнитный аппарат, посредством которого переменный ток при одном напряжении преобразуется в переменный ток той же частоты при другом напряжении. В трансформаторе используется явление взаимной индукции. Конструктивные параметры трансформаторов выбирают из условия обеспечения допустимого падения напряжения на обмотках и допустимого перегрева обмоток. При выборе типоразмера магнитопровода определяющими являются трансформируемая мощность и частота тока.

### Исходные данные для расчета

Исходными данными для расчета силового трансформатора являются:

- ♦ электрическая схема трансформатора;
- ♦ электрическая схема нагрузки;

- ♦ напряжение на нагрузке и ее сопротивление;
- ♦ напряжение и частота питающей сети;
- ♦ требования к массе, габаритам, стоимости;
- ♦ условия эксплуатации.

При чисто активной нагрузке, как правило, никаких проблем при расчете трансформатора не возникает. Однако чаще трансформатор работает на нагрузку через выпрямитель, на работу которого существенное влияние оказывает вид нагрузки: активная, активно-емкостная, активно-индуктивная и с противо-ЭДС.

Нагрузка с противо-ЭДС имеет место в том случае, когда выпрямитель работает, например, на двигатель постоянного тока.

## 12.5. Свойства магнитных материалов

В любой катушке при протекании в ней электрического тока возникает магнитодвижущая сила (МДС), которая определяется как ток, умноженный на число витков катушки, т.е. величина  $I \cdot n$ . Так как число витков является величиной безразмерной, МДС измеряется в амперах. В магнитной цепи МДС вызывает магнитный поток. МДС, приходящуюся на единицу длины магнитной силовой линии, называют напряженностью магнитного поля  $H$ :

$$H = \frac{I \cdot n}{l_c}, \text{ А/м}, \quad (12.23)$$

где  $n$  — число витков катушки, образующей магнитное поле,

$I$  — ток, текущий через катушку, А,

$l_c$  — длина магнитной силовой линии, м.

Так как ток измеряют в амперах, а длину в метрах, то напряженность магнитного поля имеет размерность ампер-витков на метр или просто А/м. В зависимости от характера тока, текущего через катушку, различают постоянное и переменное магнитное поле. Напряженность постоянного магнитного поля обозначают  $H_0$ , а переменного —  $H$ .

Когда сердечник из магнитного материала находится в переменном магнитном поле, часть энергии этого поля расходуется в сердечнике на вихревые токи и на гистерезис (на перемагничивание).

Вихревые токи (токи Фуко) — электрические токи, возникающие вследствие электромагнитной индукции в проводящей среде (обычно в металле) при изменении магнитного поля в этой среде. Потери на вихревые токи зависят от удельного сопротивления материала сердечника и от частоты магнитного поля. Чем выше частота, тем больше потери. Для уменьшения этой составляющей потерь электротехническую сталь делают с присадкой кремния в пределах 1...4%. Кроме

того, сердечник изготавливают из тонких листов, изолированных друг от друга. Легирование кремнием вызывает:

- уменьшение магнитной анизотропии, магнитострикции и коэрцитивной силы;
- увеличение удельного сопротивления и снижение потерь на вихревые токи;
- некоторое снижение индукции насыщения;
- возрастание индукции в слабых и средних полях вследствие большей магнитной мягкости материала.

Еще более высокие значения индукции получают в текстурированных электротехнических сталях, в которых путем специальной технологии удается ориентировать оси легкого намагничивания (ребра куба) большинства зерен в направлении прокатки листа. Такая структура называется ребровой [62]. При этом материал становится анизотропным, приобретая улучшенные свойства в направлении прокатки. Сталь с плоскостной кубической текстурой имеет одинаковые свойства во всех направлениях.

В сталях при холодной прокатке получается ориентация кристаллов вдоль направления проката. При этом при расположении магнитных силовых линий вдоль направления проката стали (например, витые ленточные сердечники) имеют наибольшую индукцию и наименьшие потери, что позволяет сократить габариты трансформатора. В штампованных сердечниках часть магнитных силовых линий проходит перпендикулярно направлению проката, что приводит к большим потерям в стали.

Широкое применение в трансформаторах получили холоднокатаные анизотропные (текстурированные) стали марок 3411...3425. В обозначении сталей первые три цифры обозначают тип стали, а последняя — порядковый номер:

- первая цифра — класс по структурному состоянию и виду прокатки (1 — горячекатаная изотропная, 2 — холоднокатаная изотропная, 3 — холоднокатаная анизотропная с ребровой структурой, 5 — холоднокатаная изотропная с плоскостной кубической текстурой);
- вторая — характеризует содержание легирующих элементов, в частности, кремния (0 — с содержанием кремния до 0,5% — нелегированная, 1 — 0,5...0,8%, 2 — 0,8...1,8% (кроме 2211, 2212), 3 — 1,8...2,8%, 4 — 2,8...3,8% (кроме 2411, 2412, 2413, 2414), 5 — 3,8...4,8%);
- третья цифра — группа по основной нормируемой характеристике (0 — удельные потери при магнитной индукции  $B = 1,7$  Тл и частоте  $f = 50$  Гц, 1 — удельные потери при  $B = 1,5$  Тл и  $f = 50$  Гц, 2 — удельные потери при  $B = 1,0$  Тл и  $f = 400$  Гц, 4 — удельные потери при  $B = 0,5$  Тл и  $f = 3000$  Гц, 6 — магнитная индукция в средних магнитных полях при  $H = 10$  А/м);
- четвертая — порядковый номер типа стали.

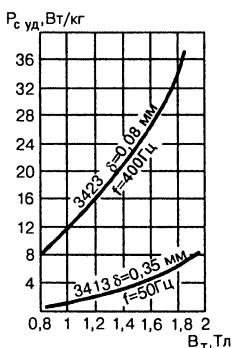
Из электротехнических стали марок 3423...3425 имеют меньшие потери и большее значение индукции насыщения (около 1,9 Тл), относительно высокую магнитную проницаемость в средних и сильных полях ( $\mu_{R\text{MAX}} \approx 8000$ ) и повышенную по сравнению с пермалловыми сплавами устойчивость к механическим воздействиям. Наилучшие магнитные свойства при частоте 50 Гц имеет стальной лист толщиной 0,25...0,3 мм, а не получивший широкое распространение лист толщиной 0,35 мм. Общие недостатки сталей по сравнению с пермалловыми сплавами: относительно низкая магнитная проницаемость, значительные коэрцитивная сила и высокие удельные потери.

Отмеченные недостатки отсутствуют у высокопроницаемых сплавов (пермаллов), сплавов с постоянной  $\mu_d$  в широкой области изменения магнитных полей. Сердечник трансформатора работает в условиях циклического перемагничивания. Чтобы иметь минимальные потери от гистерезиса необходимо применять ферромагнитные материалы с узкой петлей гистерезиса, т.е. магнитомягкие. К таким материалам относится листовая электротехническая сталь. Потери на гистерезис зависят от индукции в сердечнике: чем больше индукция, тем больше потери.

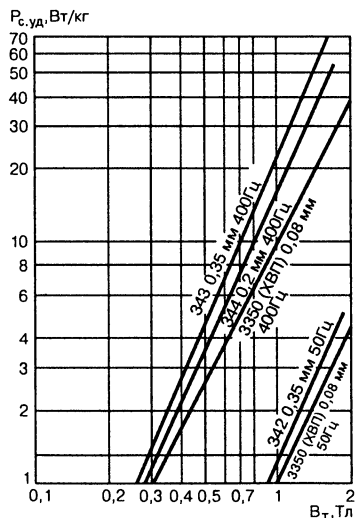
Свойства материала оценивают суммарными потерями  $P_{\text{с.уд}}$ , которые представляют собой суммарные потери на вихревые токи и гистерезис, отнесенные на 1 кг материала, при заданных частоте магнитного поля и индукции. Значения  $P_{\text{с.уд}}$  для некоторых материалов приведены на рис. 12.21 и 12.22 [63], [64]. Удельные потери, магнитная индукция и коэрцитивная сила некоторых электротехнических сталей приведены в табл. 12.6.

#### Примечание.

Новое (старое) обозначение: 3421 (Э340), 3422 (Э350), 3423 (Э360), 3424 (Э360А), 3425 (Э360АА).



**Рис. 12.21.** Зависимость суммарных потерь  $P_{\text{с.уд}}$  для электротехнической стали 3423 толщиной 0,08 мм на частоте 400 Гц и для стали 3413 толщиной 0,35 мм на частоте 50 Гц от магнитной индукции



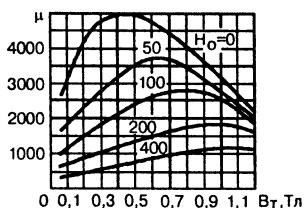
**Рис. 12.22.** Зависимость суммарных потерь  $P_{\text{с.уд}}$  для некоторых сталей на частоте 50 и 400 Гц от магнитной индукции



Марка	Толщина листа, мм	Удельные потери Вт/кг, не более, при индукции, Тл, не более			Коэрци- тивная сила, А/м, не более	Магнитная индукция, Тл, не менее, при напряженности магнитного поля, А/м		
		1,0	1,5	1,7		200	2500	5000
Горячекатаная сталь (при частоте 50 Гц в средних и сильных полях)								
1211	0,5	3,3	7,7	—	—	—	1,53	1,64
1411	0,35	1,6	3,6	—	—	—	1,46	1,57
1413	0,35	1,35	3,0	—	—	—	1,48	1,59
1512	0,35	1,2	2,8	—	—	—	1,44	1,55
1514	0,35	0,9	2,2	—	—	—	1,44	1,55
Холоднокатаная изотропная сталь (при частоте 50 Гц в средних и сильных полях)								
2411	0,35	1,3	3,0	—	—	—	1,5	1,6
2412	0,35	1,15	2,7	—	—	—	1,5	1,5
2413	0,35	—	2,5	—	—	—	1,5	1,5
Холоднокатаная анизотропная сталь (при частоте 50 Гц в средних полях)								
3411	0,35	—	1,75	—	—	—	1,75	—
3413	0,35	—	1,3	1,9	—	—	1,8	—
3414	0,35	—	1,1	1,6	—	—	1,85	—
3415	0,35	—	1,03	—	—	—	1,88	—
Холоднокатаная анизотропная сталь (при частоте 400 Гц в слабых и средних полях)								
3421	0,08	10,0	22,0	—	34	1,1	1,7	—
3422	0,15	9,0	20,0	—	36	1,25	1,75	—
3423	0,15	8,9	19,0	—	32	1,4	1,82	—
3424	0,15	—	18,0	—	26	1,4	1,82	—
3425	0,15	—	17,0	—	—	1,5	1,82	—
Сталь с плоскостной кубической текстурой (при частоте 400 Гц в слабых и средних полях)								
5421	0,15	10,0	23,0	—	—	1,1	1,7	—

## 12.6. Магнитная проницаемость сердечника

Магнитная проницаемость  $\mu$  показывает, во сколько раз увеличивается индуктивность катушки при введении в нее сердечника. Зависи-



**Рис. 12.23.** Зависимость магнитной проницаемости от индукции для сталей 3411...3424

мость магнитной проницаемости  $\mu$  от амплитудного значения индукции  $B_M$  в переменном магнитном поле в отсутствие подмагничивания ( $H_0 = 0$ ) и при различных значениях напряженности постоянного поля ( $H_0 = 50$ ,  $H_0 = 100$ ,  $H_0 = 200$  и  $H_0 = 400$  А/м) приведена на рис. 12.23 [63]. Значение  $\mu$  при  $B_M$  равно или близко нулю, называют *начальной магнитной проницаемостью*  $\mu_H$ . При увеличении  $B_M$  сначала  $\mu_H$  растет, а затем начинает уменьшаться.

## 12.7. Выбор материала для магнитопровода

Магнитопроводы трансформаторов (и дросселей) необходимо изготавливать из материалов, обладающих высокой магнитной проницаемостью в сильных переменных магнитных полях. Кроме того, эти материалы должны иметь малые потери на вихревые токи и перемагничивание, чтобы обеспечить допустимый нагрев магнитопровода.

При выборе материалов для магнитопровода необходимо учитывать назначение трансформатора, требования к его весу и стоимости, наличие постоянного подмагничивания, а также мощность трансформатора. Магнитные материалы, применяемые для изготовления трансформаторов низкой частоты с учетом приведенных соображений, приведены в табл. 12.7.

Магнитные материалы, применяемые  
для изготовления трансформаторов низкой частоты

Таблица 12.7

Мощность трансформатора	При наличии постоянного подмагничивания		При отсутствии постоянного подмагничивания	
	Минимального веса	Минимальной стоимости	Минимального веса	Минимальной стоимости
До 0,5...1 Вт	H50	1562, 1572, 3411, 3424	79НМ, 80НХС	1562, 1572, 3411, 3424
Более 1 Вт	3411, 3424	3411, 3424	3411, 3424	3411, 3424

Стоимость материалов типа 79НМ и 80НХС примерно в 15 раз больше стоимости сталей 3411, 3424, что приводит к увеличению стоимости трансформаторов в 5...10 раз (с учетом сокращения веса).

## 12.8. Магнитопроводы

Для трансформаторов применяют три типа магнитопроводов: броневой, стержневой и тороидальный (кольцевой) (рис. 12.24).

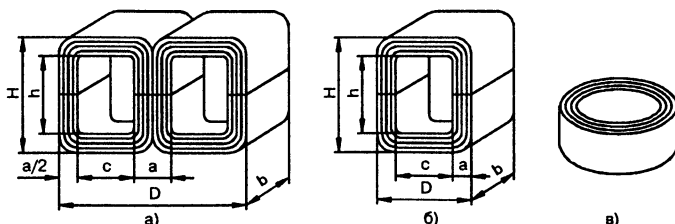


Рис. 12.24. Магнитопроводы: а — броневой типа Ш (ШЛ), б — стержневой типа П (ПЛ), в — тороидальный (кольцевой) типа О (ОЛ)

Сравнительно недавно разработаны магнитопроводы типа ШЛМ и ПЛМ, предназначенные для трансформаторов источников питания. Они обладают наиболее оптимальной геометрией и характеризуются более низким и узким окном, а трансформаторы на их основе — уменьшенным расходом меди, меньшей массой и стоимостью. Буква Л в обозначении типа означает, что магнитопровод изготовлен из ленты.

Часть магнитопровода, на котором расположена катушка, называется стержнем, остальные части — ярмом (боковое, торцевое). Пластины изолируют друг от друга слоем изоляционного лака или оксидным слоем для уменьшения потерь на вихревые токи. Для снятия наклепа в материале после штамповки и для восстановления магнитных свойств, пластины отжигают при температуре 400...500°С.

Ленточные магнитопроводы изготавливают из стальной ленты так, чтобы направление магнитных силовых линий совпадало с направлением проката. Изоляция ленты должна выдерживать высокую температуру отжига (1000...1100°С), который проводят в вакууме в течение 3...5 часов с последующим охлаждением до 600°С в течение 5...6 часов. Для уменьшения магнитного сопротивления поверхность стыковки шлифуют. Ленточные магнитопроводы по сравнению с пластинчатыми допускают магнитную индукцию на 20...30% выше, потерь в них меньше.

В отсутствие подмагничивающего поля тороидальные магнитопроводы обладают наибольшей магнитной проницаемостью, характеризуются минимальным полем рассеяния и расходом меди. Затем по этим параметрам идут стержневые магнитопроводы и только потом броневые.

Воздушный зазор вводят в магнитопроводах дросселей, работающих с подмагничиванием постоянным током, а также для расширения диапазона рабочих частот трансформаторов. После сборки магнитопровод трансформатора стягивают болтами или шпильками, которые изолируют от пластин магнитопровода, чтобы предотвратить образование короткого замыкания магнитопровода или его части.

Габаритную мощность трансформатора вычисляют по формуле:

$$P_{\text{ГДБ}} = 2,22 \cdot S_c \cdot S_o \cdot f \cdot B \cdot j \cdot \eta \cdot k_M \cdot 10^{-2}, \text{ Вт}, \quad (12.24)$$

где  $S_c = a \cdot b \cdot k_c$  — площадь поперечного сечения стержня, несущего обмотки, см<sup>2</sup>;

$k_c$  — коэффициент заполнения магнитопровода сталью (0,62...0,95), учитывающий, что часть площади поперечного сечения магнитопровода занята оксидами и другими немагнитными материалами, величина коэффициента заполнения зависит от толщины материала и способа изготовления магнитопровода (табл. 12.8);

$S_o = c \cdot h$  — площадь окна сердечника, см<sup>2</sup>;

$f$  — частота, Гц;

$B$  — максимальная индукция в сердечнике, Тл;

- $j$  — плотность тока в обмотках, А/мм<sup>2</sup>;  
 $\eta$  — КПД трансформатора;  
 $k_M$  — коэффициент заполнения окна медью обмотки.

Значение коэффициента заполнения  $k_c$   
при разной толщине стали

Таблица 12.8

Магнитопровод	Изоляция	Значения $k_c$ при толщине материала, мм				
		0,35	0,15...0,2	0,08...0,1	0,05	0,02
Шихтованный	Лаковая	0,93	0,85	0,75	—	—
Ленточный	Эмалевая	0,95	0,9	0,85	0,75	0,62

Из формулы (12.24) видно, что при прочих равных условиях габаритная мощность трансформатора зависит от произведения  $S_o S_c$ .

Активные потери в стали магнитопровода:

$$P_C = P_{с.уд} \cdot G_C, \quad (12.25)$$

где  $G_C$  — масса магнитопровода в кг.

$$G_C = \gamma_{CT} \cdot V_C = \gamma_{CT} \cdot l_{CP} \cdot S_C, \quad (12.26)$$

где  $\gamma_{CT}$  — удельный вес стали, кг/см<sup>3</sup> (для марок 3421, 3422, 3423  $\gamma_{CT} = 0,00765$  кг/см<sup>3</sup>);

$l_C$  — длина магнитной силовой линии (средней линии магнитопровода), см;

$S_C$  — площадь сечения магнитопровода, см<sup>2</sup>.

Основные параметры ленточных магнитопроводов ШЛМ и ПЛМ (сталь 3413 толщиной 0,35 мм,  $f = 50$  Гц) приведены в табл. 12.9 [63].

Из табл. 12.9 видно, что при одинаковом весе магнитопроводов ШЛМ25×40 и ПЛМ20×32×58 мощность последнего в 1,44 раза больше ( $124/86 = 1,44$ ). Кроме того, при одинаковом произведении  $S_o S_c$  мощность стержневого трансформатора, а значит и кольцевого, в 1,2...1,3 раза выше, чем броневое.

Если нормализованный магнитопровод не подходит и возникает необходимость расчета размеров магнитопровода, рекомендуется пользоваться соотношениями:  $b \approx (2...3,3) \cdot a$ ;  $c \approx (1...3,3) \cdot a$ ;  $h \approx (1,6...5) \cdot a$  или воспользоваться выражением:

$$V_C = \Phi_C \cdot a^3, \quad (12.27)$$

откуда

$$a = \sqrt[3]{\frac{V_C}{\Phi_M}}, \quad (12.28)$$

Основные параметры ленточных магнитопроводов ШЛМ и ПЛМ

Таблица 12.9

Тип	Размеры магнитопровода, мм				$S_c$ , см <sup>2</sup>	$l_c$ , см	$G_c$ , г	Ширина обмотки, $l$ , мм	Толщина гильзы $\Delta_r$ , мм	$\Sigma P_{21}$ , Вт, 50 Гц	$R_{TP}$ , °C/Вт
	$a$	$c$	$h$	$B$							
ШЛМ20х16	20	12	35	16	2,98	12,7	289	33	1,0	9	26
ШЛМ20х20				20	3,72		362			15	24
ШЛМ20х25				25	4,65		454			22	23
ШЛМ20х32				32	5,95		580			34	22
ШЛМ25х25	25	15	45	25	5,81	15,9	708	42	1,5	60	17
ШЛМ25х32				32	7,41		905			70	16
ШЛМ25х40				40	9,30		1130			86	15
ПЛМ20х32х46	20	19	46	32	6,3	19,9	955	43	1,5	100	10
ПЛМ20х32х58			58			22,3	1120	55		124	9
ПЛМ25х40х36			36			20,5	1570	32		150	9
ПЛМ25х40х46			46			22,8	1750	42		190	8
ПЛМ25х40х58	25	24	58	40	9,8	24,9	1910	54	2,0	220	7
ПЛМ25х40х73			73			28,2	2160	69		270	6
ПЛМ32х50х46			46			25,9	3140	42		330	7
ПЛМ32х50х58			58			28,4	3420	54		390	5
ПЛМ32х50х73	32	30	73	50	15,8	31,3	3800	69	2,5	490	5
ПЛМ32х50х90			90			34,7	4200	86		580	4

для магнитопроводов типа Ш (ШЛ)  $\Phi_M = 2y \cdot (x + z + 1)$ ;  
 для магнитопроводов типа П (ПЛ)  $\Phi_M = 2y \cdot (x + z + 2)$ ;  
 для магнитопроводов типа О (ОЛ)  $\Phi_M = \pi \cdot y \cdot (x + 1)$ ;  
 где  $x = c/a$ ,  $y = b/a$ ,  $z = h/a$ .

Рекомендуемые значения безразмерных коэффициентов  $x$ ,  $y$  и  $z$  для разных типов магнитопроводов следующие:

ШЛ —  $x = 1$ ,  $y = 2$  (допускается 1...2),  $z = 2,5$ ;

ПЛ —  $x = 1,6$ ;  $y = 2$ ,  $z = 2,5...5$ ;

ОЛ —  $x = 3,3$ ;  $y = 3,3$  (допускается 1,6...3,3).

Броневой сердечник используют для маломощных трансформаторов. Применение одной катушки упрощает их конструкцию. Недостатки: имеют значительную индуктивность рассеяния и собственную емкость, большую чувствительность к внешним воздействиям, малую степень симметрии обмоток и относительно большой расход провода из-за увеличенного диаметра среднего витка.

Стержневую конструкцию используют для трансформаторов большой и средней мощности. Наличие двух катушек увеличивает площадь теплоотдачи и тем самым улучшает тепловой режим обмоток. К достоинствам стержневой конструкции относится и более слабое внешнее магнитное поле, так как поля двух катушек направлены навстречу друг другу. Наименьшее внешнее поле имеют трансформаторы на кольцевых сердечниках. Для получения минимального немагнитного зазора в магнитопроводе торцы сердечников склеивают пастой, содержащей ферромагнитный материал.

## 12.9. Основные зависимости параметров трансформаторов

Режим работы трансформатора, при котором первичная обмотка подключена к источнику энергии, а вторичная разомкнута называют *режимом холостого хода*. В этом режиме через первичную обмотку проходит ток  $I_o$ , создающий в сердечнике магнитный поток  $\Phi_o$ .

Ток холостого хода  $I_o$  состоит из:

- ♦ реактивной составляющей  $I_{op}$ , которая определяется напряжением сети  $U_1$  и индуктивным сопротивлением первичной обмотки  $Z_L = \omega \cdot L_1$ :

$$I_{op} = \frac{U_1}{\omega \cdot L_1} = \frac{U_1}{Z_L}; \quad (12.29)$$

- ♦ активной составляющей  $I_{oa}$ , которая зависит от потерь в сердечнике магнитопровода на вихревые токи и перемagnetивание:

$$I_{oa} = P_o / U_1. \quad (12.30)$$

Для большинства трансформаторов  $I_{0A} \leq 0,1 \cdot I_{0P}$ .

Ток холостого хода равен:

$$I_0 = \sqrt{I_{0A}^2 + I_{0P}^2} \approx I_{0P}. \quad (12.31)$$

Активная составляющая тока первичной обмотки при работе трансформатора под нагрузкой складывается из двух частей:  $I_1' = P_2/U_1$ , определяемой токами вторичных обмоток, и  $I_{1np}$  возникающей за счет потерь в меди и стали. Ориентировочное значение тока первичной обмотки можно определить по формуле:

$$I_1 = \frac{I_1'}{\eta} = \frac{P_2}{U_1 \cdot \eta}, \quad (12.32)$$

где  $\eta$  — КПД трансформатора.

Магнитный поток  $\Phi_0$ , замыкаясь через магнитопровод, пронизывает первичную и вторичную обмотки, в результате чего в них индуцируется ЭДС:

$$E_1 = e \cdot n_1; E_2 = e \cdot n_2; e = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot S_c \cdot B_m, \quad (12.33)$$

где  $e$  — ЭДС, наводимая в одном витке, В;

$E_1$  и  $E_2$  — значения индуцированных напряжений, В;

$f$  — частота подведенного к первичной обмотке напряжения, Гц;

$n_1$  и  $n_2$  — число витков первичной и вторичной обмоток;

$B_m$  — амплитуда индукции в сердечнике, Тл;

$S_c$  — поперечное сечение магнитопровода, см<sup>2</sup>.

Индукция в сердечнике в режиме холостого хода:

$$B_{0M} = B_m \cdot \left(1 + \frac{\Delta U_1}{100}\right), \quad (12.34)$$

где  $B_m$  — амплитудное значение индукции при работе трансформатора под нагрузкой;

$\Delta U_1$  — относительное падение напряжения на первичной обмотке, выраженное в процентах.

Если к вторичной обмотке подключить нагрузку  $R_H$ , то через обмотку пойдет ток  $I_2$  и появится поток  $\Phi_2$ , направленный навстречу потоку  $\Phi_0$  и ослабляющий его. При этом уменьшится ЭДС  $E_1$ , направленная навстречу приложенному напряжению  $U_1$ . В результате ток, проходящий через первичную обмотку, увеличится до значения  $I_1$ , а поток — до такого значения  $\Phi_1$ , при котором разность  $\Phi_1 - \Phi_2$  будет незначительно меньше  $\Phi_0$  за счет падения напряжения на обмотках.

Поскольку  $E_1 \approx U_1$ , а  $E_2 \approx U_2$ , то из (12.33) следует, что:

$$\frac{U_1}{U_2} \approx \frac{n_1}{n_2} = k. \quad (12.35)$$

Индуктивность катушки с ферромагнитным сердечником, у которой практически весь поток замыкается через сердечник, определяют по формуле:

$$L_1 = \frac{1,256 \cdot \mu \cdot n_1^2 \cdot S_C}{10^8 \cdot l_C}, \quad (12.36)$$

где  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки, Гн;  
 $\mu$  — магнитная проницаемость сердечника;  
 $n_1$  — число витков первичной обмотки;  
 $S_C$  — площадь поперечного сечения сердечника, см<sup>2</sup>  
 $l_C$  — средняя длина магнитной силовой линии, см.

Индуктивность рассеяния трансформатора можно определить по формуле:

$$L_s = \frac{1,256 \cdot \beta \cdot l_{CP} \cdot n_1^2}{10^8 \cdot (\lambda - 1)^2 \cdot \delta} \cdot \left( \Delta_M + \frac{\alpha_1 + \alpha_2}{3} \right), \quad (12.37)$$

где  $\beta$  — Индуктивность катушки с ферромагнитным сердечником, у которой практически весь поток замыкается через сердечник, определяют по формуле:

$$L_1 = \frac{1,256 \cdot \mu \cdot n_1^2 \cdot S_C}{10^8 \cdot l_C}, \quad (12.36)$$

где  $L_1$  — индуктивность первичной обмотки, Гн;  
 $\mu$  — магнитная проницаемость сердечника;  
 $n_1$  — число витков первичной обмотки;  
 $S_C$  — площадь поперечного сечения сердечника, см<sup>2</sup>  
 $l_C$  — средняя длина магнитной силовой линии, см.

$\delta$  — Индуктивность рассеяния трансформатора можно определить по  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  по формуле:

Реактивный ток первичной обмотки:

$$I_P = \frac{U_1}{\omega \cdot L_1} = \frac{10^8 \cdot U_1 \cdot l_C}{1,256 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f \cdot \mu \cdot n_1^2 \cdot S_C} = \frac{H \cdot l_C}{n_1}, \quad (12.38)$$

где  $l_C$  — длина средней силовой линии в см.

Зависимость  $B_M$  от  $H$  для сталей 3413 и 3423 и различных размеров сердечника, полученная экспериментально, показана на рис. 12.25 [63].

Сплошной линией показаны зависимости для стали 3423 толщиной 0,08 мм, штрихпунктирной — для стали 3413 толщиной 0,35 мм.

Мощность, рассеиваемая в виде теплоты в проводе обмотки:

$$P_M = I^2 \cdot r = I^2 \frac{\rho \cdot l}{S_{\Pi}}, \quad (12.39)$$

где  $I$  — ток, проходящий через обмотку, А;



$l$  — длина провода обмотки, м;  
 $s_{\text{л}}$  — поперечное сечение провода обмотки, мм<sup>2</sup>;  
 $\rho$  — удельное сопротивление провода (для меди  $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$  при температуре 20°C).

Для чистых металлов температурный коэффициент сопротивления положителен и равен:  $\alpha = 1/273 \approx 0,004$ . Поэтому при нагреве провода на  $\Delta T$  удельное сопротивление провода будет:

$$\rho_T = \rho_0 \cdot (1 + \alpha \Delta T). \quad (12.40)$$

В случае, если известно падение напряжения на обмотке, потери в меди можно определить по формуле:

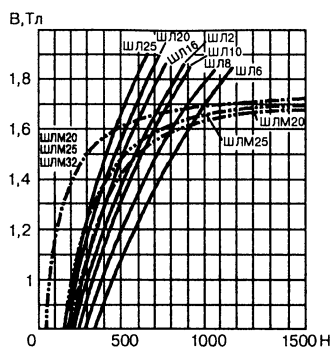
$$P_M = I \cdot \Delta U. \quad (12.41)$$

Рекомендуемые значения падения напряжения на обмотках трансформатора приведены на рис. 12.26 [63].



**Рис. 12.26.** Рекомендуемые значения падения напряжения на обмотках трансформатора

В табл. 12.10 приведены значения амплитуды индукции для трансформаторов низкой частоты из стали 3411, 3424, при которых не возникает значительных нелинейных искажений.



**Рис. 12.25.** Зависимость  $B_m$  от  $H$  для сталей 3413 и 3423 и различных размеров сердечника

Зависимость между напряженностью поля и индукцией в материале не является линейной. Поэтому при прохождении через первичную обмотку тока, изменяющегося по синусоидальному закону, индукция в сердечнике меняется по закону, отличному от синусоидального, а следовательно, и наводимая во вторичной обмотке ЭДС также меняется по несинусоидальному закону. Таким образом, трансформатор вносит нелинейные искажения в трансформируемый сигнал. Чем больше индукция, тем больше нелинейность кривой намагничивания на участке от  $B_{\text{MAX}}$  до  $B_{\text{MIN}}$ .

Таблица 12.10

Значения амплитуды индукции для трансформаторов низкой частоты из стали 3411, 3424, при которых не возникает значительных нелинейных искажений

Мощность трансформатора, $P$ , Вт	1	3	10	30
Амплитудное значение индукции $B_m$ , Тл	0,46	0,65	0,8	0,95

## 12.10. Определение числа витков обмоток

С одной стороны, минимально допустимое число витков обмотки, необходимое для того, чтобы индукция в сердечнике не превышала установленного значения:

$$n_1 \geq \frac{\left(1 - \frac{\Delta U_1}{100}\right) \cdot U_1 \cdot 10^4}{4,44 \cdot B_M \cdot f_H \cdot S_C} = \frac{\left(1 - \frac{\Delta U_1}{100}\right) \cdot U_1}{e}, \quad (12.42)$$

где  $U_1$  — напряжение, подведенное к первичной обмотке, В;  
 $\Delta U_1$  — относительное падение напряжения на первичной обмотке;  
 $B_M$  — рекомендуемое значение амплитуды индукции, Тл;  
 $f_H$  — низшая частота рабочего диапазона, Гц;  
 $S_C$  — площадь поперечного сечения магнитопровода, см<sup>2</sup>.

С другой стороны, число витков первичной обмотки, исходя из заданной индуктивности (12.36):

$$\begin{aligned} n_1 &= \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_C}{\mu_o \cdot \mu \cdot S_C}} = \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_C}{4\pi \cdot 10^{-9} \cdot \mu \cdot S_C}} = \\ &= 10^4 \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_C}{1,257 \cdot \mu \cdot S_C}} = 8921 \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_C}{\mu \cdot S_C}}, \end{aligned} \quad (12.43)$$

где  $L_1$  можно получить из (12.29), задавшись током холостого хода, учитывая, что из (12.31)  $I_o \approx I_{op}$

Рекомендуемые значения индукции  $B_M$  для частоты 50 Гц и средние значения  $j$ ,  $\eta_{TP}$  и коэффициентов  $k_C$  и  $k_M$  для марок сталей типа 3421 (Э340), 3422 (Э350), 3423 (Э360) толщиной 0,05...0,1 мм приведены в табл. 12.11 [64].

Рекомендуемые значения индукции  $B_M$   
 для частоты 50 Гц для некоторых сталей

Таблица 12.11

$P_{ГЛБ}$ , Вт	$B_M$ , Тл	$j$ , А/мм <sup>2</sup>	$\eta_{TP}$	$k_c$	$k_M$ для ПЭВ, ПЭЛ, ПЭТ
<10	1,1	5,0	0,75...0,82	0,75...0,9	0,22
10	1,2	4,8	0,85		0,24
20	1,4	3,9	0,89		0,26
40	1,55	3,2	0,92		0,28
70	1,6	2,8	0,94		0,3
100		2,6	0,95		0,31
200		1,51	2,0		0,96
400	1,43	1,6	0,97		0,33
700	1,35	1,3			0,34
1000	1,3	1,2			0,35

Ориентировочные значения коэффициента заполнения окна  $k_M$  для некоторых марок проводов в зависимости от их диаметра при напряжениях обмоток до 1000 В приведены в табл. 12.12 [64].

Ориентировочные значения коэффициента заполнения окна  $k_M$  для некоторых марок проводов в зависимости от их диаметра

Таблица 12.12

Марка провода	Диаметр провода, мм	$k_M$	Примечание
пэв, пэл, пэт	0,05...0,1	0,15...0,2	С ростом напряжения обмоток трансформатора коэффициент заполнения $k_M$ снижается
	0,1...0,2	0,18...0,25	
	0,2...0,5	0,22...0,3	
	0,5...1,5	0,27...0,35	
пэлшо	0,1...0,2	0,12...0,19	
	0,2...0,5	0,17...0,25	
пэшд, пшд, пэлбо	0,2...0,5	0,15...0,22	
пбд, пэлбд	0,5...1,5	0,16...0,25	
	1,5...4,5	0,22...0,3	

Из двух значений числа витков, найденных по формулам (12.42) и (12.43), следует выбрать большее.

Число витков вторичной обмотки:

$$n_2 = \frac{\left(1 + \frac{\Delta U_2}{100}\right) \cdot U_2 \cdot 10^4}{4,44 \cdot B_M \cdot f_H \cdot S_C} = \frac{\left(1 + \frac{\Delta U_2}{100}\right) \cdot U_2}{e}. \quad (12.44)$$

Диаметр проводов обмоток (без изоляции):

$$d_i = 1,13 \sqrt{\frac{I_i}{j}}, \text{ мм.} \quad (12.45)$$

## 12.11. Выбор плотности тока в обмотках

Плотность тока влияет на количество тепловой энергии, выделяемой в обмотках. На рисунке 12.27 [63] приведены рекомендуемые значения плотности тока в обмотках, обеспечивающие полное заполнение окна магнитопровода (температура перегрева 55°C) для трансформаторов, выполненных на магнитопроводах, приведенных в табл. 12.9.

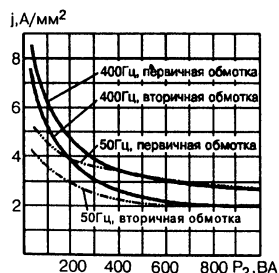


Рис. 12.27. Рекомендуемые значения плотности тока в обмотках

## 12.12. Каркасы катушек и прокладки (изоляционные материалы)

По конструкции каркасы делятся на две группы: со щечками и без щечек — гильзы. Каркасы со щечками делают прессовкой (например, из АГ-4) или сборными из листовых изоляционных материалов (электроизоляционного картона, гетинакса). Толщина стенок каркаса в зависимости от его размеров и используемых материалов составляет от 0,7 до 1,5 мм. Ширину прокладок делают больше ширины каркаса. По краям прокладок делают просечки.

При выборе межслоевой изоляции руководствуются следующим:

- при диаметре провода 0,07...0,28 мм рекомендуется применять конденсаторную бумагу КОН-2 толщиной 0,022 мм;
- при диаметре 0,3...0,64 мм — бумагу электроизоляционную намоточную ЭН-50 (толщина 0,05 мм);
- для провода диаметром более 0,65 мм — бумагу кабельную К-120 толщиной 0,12 мм.

## 12.13. Обмоточные провода

Для трансформаторов применяют медные провода с эмалевой изоляцией марок ПЭВ-1, ПЭВ-2, ПЭМ-1, ПЭМ-2 (+105°C); ПЭТВ (+130°C) и ПЭВТКЛ (+140°C). Провода с индексом 1 имеют однослойную изоляцию, с индексом 2 — двухслойную, т.е. более толстую и более прочную. Провода марок ПЭЛ, напротив, имеют более прочную изоляцию с индексом 1 и ПЭЛУ (с утолщенной изоляцией). Провода ПЭВТКЛ, ПЭВТЛ-1 и ПЭВТЛ-2 можно залуживать без механической зачистки изоляции. Параметры проводов приведены в табл. 12.13.

## 12.14. Определение размеров катушки и проверка возможности ее размещения на магнитопроводе

Число витков в слое обмотки:

$$n_{сл} = \frac{h' \cdot k_y}{d_{из}}, \quad (12.46)$$

где  $h'$  — длина обмотки (расстояние между щечками);  
 $k_y$  — коэффициент, учитывающий неплотность укладки провода;  
 $d_{из}$  — диаметр провода в изоляции.

Значение  $k_y$  приведено в табл. 12.14.

Диаметр по меди, мм	$S_n$ , мм <sup>2</sup>	Максимальный диаметр провода в изоляции, мм			
		ПЭВТЛК	ПЭМ-1	ПЭВ-1	ПЭВ-2, ПЭТВ, ПЭМ-2
0,063	0,0028	0,11	0,09	0,085	0,09
0,071	0,0038	0,12	0,09	0,095	0,1
0,08	0,0050	0,13	0,1	0,105	0,11
0,09	0,0064	0,14	0,11	0,115	0,12
0,1	0,00785	0,16	0,12	0,125	0,13
0,112	0,00985	0,17	0,14	0,135	0,14
0,125	0,01227	0,185	0,15	0,150	0,155
0,14	0,01539	0,2	0,16	0,165	0,17
0,16	0,02011	0,23	0,19		0,2
0,18	0,02545	0,25	0,21		0,22
0,2	0,03142	0,27	0,23		0,24
0,224	0,03939	0,3	0,25	0,26	0,27
0,25	0,04909	0,34	0,29		0,3
0,28	0,06154	0,37	0,32		0,33
0,315	0,07789	0,405	0,35	0,355	0,365
0,355	0,09893	0,47	0,39	0,395	0,415
0,4	0,1256	—	0,44		0,46
0,45	0,15896	—	0,49		0,51
0,5	0,19625	—	0,55		0,57
0,56	0,24618	—	0,61		0,63
0,63	0,31157	—	0,68		0,70
0,71	0,39572	—	0,76		0,79
0,75	0,44156	—	0,81		0,84
0,8	0,50265	—	0,86		0,89
0,85	0,56716	—	0,91		0,94
0,9	0,63617	—	0,96		0,99
0,95	0,70846	—	1,01		1,04
1,0	0,7854	—	1,08	1,07	1,11
1,06	0,88203	—	—	—	1,15
1,12	0,9852	—	—	—	1,21
1,18	1,09303	—	—	—	1,27
1,25	1,2272	—	—	—	1,35
1,32	1,36778	—	—	—	1,42
1,4	1,5394	—	—	—	1,5
1,5	1,7671	—	—	—	1,6
1,6	2,0096	—	—	—	1,71
1,7	2,26865	—	—	—	1,81
1,8	2,5434	—	—	—	1,91
1,9	2,83365	—	—	—	2,01
2,0	3,14	—	—	—	2,12
2,12	3,5281	—	—	—	2,24
2,24	3,93882	—	—	—	2,36
2,36	4,37214	—	—	—	2,48
2,5	4,90625	—	—	—	2,63

Значение  $k_y$  в зависимости от диаметра обмоточного провода Таблица 12.14

$d_{из}, \text{ мм}$	0,06...0,2	0,21...0,30	0,31...0,40	0,41...0,65	более 0,65
$k_y$	0,83	0,86	0,92	0,93	0,95

Число слоев каждой обмотки:

$$m_{сл} = \frac{n}{n_{сл}}. \quad (12.47)$$

Толщина каждой обмотки катушки:

$$\alpha_i = m_{сл} \cdot d_{из} + (m_{сл} - 1) \cdot \Delta_p \quad (12.48)$$

где  $\Delta_p$  — толщина межслойной изоляции рассчитываемой обмотки.

Толщина катушки:

$$S_K = \left( \sum_{i=1}^N \alpha_i + \sum_{i=1}^{N-1} \Delta_{Mi} \right) \cdot 1,1 + \Delta_r + \Delta_H, \quad (12.49)$$

где  $\Delta_M$  — толщина межобмоточной изоляции;

$\Delta_r$  — толщина гильзы;

$\Delta_H$  — толщина наружной изоляции.

Длина среднего витка обмотки:

$$l_{cp} = M + 2\pi \cdot \delta, \quad (12.50)$$

где  $\delta = \alpha/2$  — расстояние от каркаса гильзы до середины обмотки;

$M = 2 \cdot (a + b) + 8 \cdot \Delta_r + 8 \cdot \delta_3$  — внешний периметр гильзы;

$a, b$  и  $\Delta_r$  — из табл. 12.8;

$\delta_3 = 0,5 \text{ мм}$  — зазор между гильзой и магнитопроводом.

Длина провода обмотки:

$$l_i = l_{cp} \cdot n_p \quad (12.51)$$

где  $n_p$  — число витков обмотки.

Сопротивление обмотки:

$$r = \rho \frac{4 \cdot l}{\pi \cdot d^2}, \quad (12.52)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление провода  
(для меди  $\rho = 0,0175 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$ );

$l$  — длина провода обмотки, м;

$d$  — диаметр провода, мм.

## 12.15. Температурный режим трансформатора

На допустимый температурный режим трансформатора большое влияние оказывает термостойкость примененных материалов. Вот несколько классов материалов по термостойкости в соответствии с ГОСТ 8865-93 [65]:

- А ..... пропитанная хлопчатобумажная ткань, шелк, искусственный шелк и бумага, эмали на основе масляных или полиамидных смол;
- В ..... асбест, стекловолокно, меломинформальдегидные и фенолформальдегидные смолы;
- Е ..... прессованные материалы с целлюлозным наполнителем, слоистые материалы на основе хлопчатобумажных тканей и бумаги, пропитанные меломинформальдегидными и фенолформальдегидными смолами;
- ♦ полиэфирные смолы сетчатой структуры, пленки из триацетата целлюлозы или полиэтилентерефталата;
- ♦ лакированная полиэтилентерефталатная ткань, пропитанная лаком из алкидной смолы, модифицированной маслом;
- ♦ эмали на основе поливинилформальдегидных, полиуретановых или эпоксидных смол.

В зависимости от класса примененных материалов допустимое превышение температуры обмоток над температурой окружающего воздуха приведено в табл. 12.15.

Допустимое превышение температуры обмоток над температурой окружающего воздуха

Таблица 12.15

Наименование класса обмотки по термостойкости	Превышение температуры $\Delta T$ , °C (K)	
	ГОСТ 27570.0-87	ГОСТ 403-73
A	65 (75)	65
E	80 (90)	80
B	85 (95)	90
F	115	115
H	140	140
C	—	> 140

### Примечания.

1. Значение превышения температуры указано для измерения с помощью термомпар. В скобках указано значение превышения, полученное методом сопротивления.
2. Под температурой окружающей среды понимают температуру воздуха на расстоянии 5 мм от поверхности наиболее нагретой точки обмотки.
3. Значение температуры окружающей среды зависит от климатического исполнения изделия и номера категории по стандарту и колеблется от 45 до 70°C. При расчетах обычно принимают равным 40°C.

Значение превышения температуры медной обмотки  $\Delta T$ , °C, рассчитывают по формуле:

$$\Delta T = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (234,5 + T_1) - (T_2 - T_1), \quad (12.53)$$

где  $R_1$  — сопротивление обмотки в начале испытаний, Ом;  
 $R_2$  — сопротивление обмотки в конце испытаний, Ом;  
 $T_1$  — температура в помещении (температура обмотки) в начале испытаний, °C;  
 $T_2$  — температура в помещении в конце испытаний, °C;

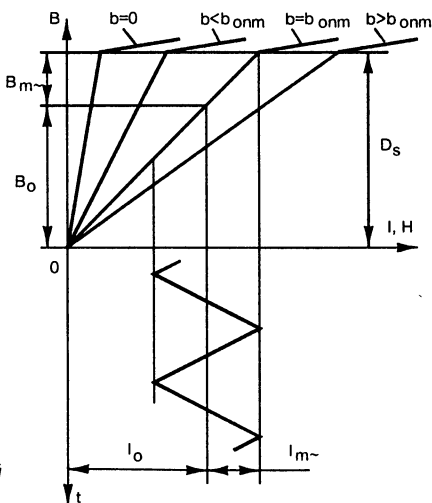
## 12.16. Расчет реакторов (дросселей) фильтров

### Немагнитный зазор в магнитопроводах

Немагнитный зазор в магнитопроводах вводят для различных целей:

1. Для расширения рабочих частот трансформаторов (например, на ферритовых магнитопроводах) в сторону высоких частот.
2. Для увеличения мощности трансформаторов и дросселей.
3. Для исключения сквозных токов в силовых модулях двухтактных усилителей мощности с трансформаторным выходом.
4. Для линеаризации вебер-амперной характеристики магнитопровода.
5. Для оптимизации объема магнитопровода реактора.

Механизм оптимизации объема магнитопровода реактора и увеличения мощности трансформатора введением немагнитного зазора наглядно виден из диаграммы рис. 12.28. Из диаграммы видно, что без зазора работоспособность трансформатора (да и дросселя) была бы невозможна из-за насыщения магнитопровода.



**Рис. 12.28.** Диаграмма намагничивания дросселя с постоянной составляющей тока обмотки



Энергоемкость реактора:

$$W = L \cdot I_{\mathcal{E}}^2 = \frac{\mu_{\mathcal{E}} \cdot S_C \cdot n^2}{l_C} \cdot \frac{H^2 \cdot l_C^2}{n^2} = \mu_{\mathcal{E}} \cdot H^2 \cdot V_C, \quad (12.54)$$

где  $L$  — индуктивность реактора, Гн;

$$I_{\mathcal{E}} = \sqrt{I_O^2 + I_M^2} = \sqrt{I_O^2 + I_M^2} \text{ — эффективный ток реактора, А;}$$

$$\mu_{\mathcal{E}} = \frac{\mu_A}{\mu_O \left( 1 + \frac{\mu_R \delta}{l_C} \right)} = \frac{\mu_R}{1 + \frac{\mu_R \delta}{l_C}} \approx \frac{l_C}{\delta} \text{ — эквивалентная относительная магнитная проницаемость магнитопровода при наличии зазора } \delta;$$

$I_O$  — ток постоянного подмагничивания;

$I_M$  — амплитуда переменной составляющей тока реактора;

$\mu_A = \mu_R \cdot \mu_O$  — абсолютная магнитная проницаемость материала;

$\mu_R$  — относительная магнитная проницаемость материала;

$\mu_O = 4\pi \cdot 10^{-9}$  Гн/см =  $1,26 \cdot 10^{-8}$  Гн/см — магнитная постоянная;

$S_C$  — сечение магнитопровода, см<sup>2</sup>;

$l_C$  — длина средней магнитной линии магнитопровода, см;

$n$  — число витков обмотки реактора;

$H$  — напряженность магнитного поля;

$V_C = l_C \cdot S_C$  — объем магнитопровода, см<sup>3</sup>.

### Расчет реакторов (дресселей) фильтров

Ориентировочное значение площади сечения магнитопровода можно определить по формуле:

$$S_C \approx 10\sqrt{W} = 10I_{\mathcal{E}}\sqrt{L}, \text{ см}^2. \quad (12.55)$$

Объем магнитопровода с допустимым перегревом  $\Delta T$ :

$$V_C = \left( \frac{5 \cdot 10^3 \cdot W}{\mu_{\mathcal{E}} \cdot \alpha \cdot \Delta T} \right)^{\frac{3}{4}}, \text{ см}^3, \quad (12.56)$$

где  $\alpha = 1,2 \cdot 10^{-3}$  Вт/см<sup>2</sup> · °С — коэффициент теплоотдачи, для случая расположения реактора в свободном пространстве при нормальных условиях (25°С);

$\Delta T = 50^\circ\text{С}$  — допустимый перегрев при температуре окружающей среды  $T_{окр} = 70^\circ\text{С}$ .

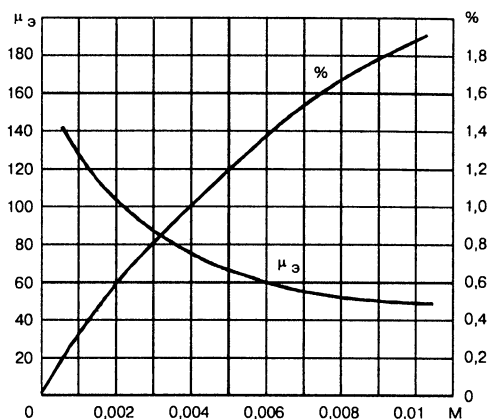
По результатам расчетов по (12.55) и (12.56) по табл. 12.8 выбирают ближайший больший магнитопровод.

Определяют вспомогательный коэффициент  $M$ :

$$M = \frac{W}{S_C \cdot l_C \cdot 10^2} = \frac{L \cdot I_2^2}{S_C \cdot l_C \cdot 10^2}. \quad (12.57)$$

По графику рис. 12.29 определяют оптимальную длину воздушно-го зазора в процентах от  $l_C$  и величину  $\mu_3$  с учетом воздушного зазора.

**Рис. 12.29.** График зависимости  $\mu_3$  и величины зазора  $\delta$  в процентах от длины средней магнитной линии магнитопровода из электротехнических сталей от вспомогательного коэффициента  $M$



Задаввшись  $\mu_3$ , определяют длину немагнитного зазора:

$$\delta = l_C / \mu_3. \quad (12.58)$$

Число витков обмотки дросселя определяют по (12.43):

$$n_1 = 8,921 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 \cdot l_C}{\mu_3 \cdot S_C}}.$$

По формуле (12.45), задавшись плотностью тока  $j = (3...5)$  А/мм<sup>2</sup>, определяют диаметр провода, выбирают ближайший из стандартного.

Проверяют коэффициент заполнения окна медью:

$$k_M = \frac{S_{\text{ПР}} \cdot n}{S_O}. \quad (12.59)$$

В случае превышения значения, приведенного в табл. 12.11, выбирают провод меньшего сечения (в пределах допуска), либо сердечник с большей площадью окна.

## Примеры расчета

### Пример расчета 1

Рассчитать силовой трансформатор по следующим данным:

- напряжение питающей сети: 220 В;
- частота питающей сети: 50 Гц;

- ♦ напряжения и токи вторичных обмоток:  $U_2 = 2 \times 25 \text{ В}$ ,  $I_2 = 3,5 \text{ А}$ ;  
 $U_3 = 2 \times 15 \text{ В}$ ,  $I_3 = 0,1 \text{ А}$ ;
- ♦ нагрузка активная;
- ♦ температура окружающей среды от  $-10$  до  $+60^\circ\text{С}$ ;
- ♦ масса трансформатора — минимальная.

1. Определяем суммарную мощность вторичных обмоток:

$$P_2 = U_2 \cdot I_2 + U_3 \cdot I_3 = 50 \cdot 3,5 + 30 \cdot 0,1 = 178 \text{ ВА (Вт)}.$$

2. По табл. 12.8 выбираем ближайший по мощности магнитопровод типа ПЛМ25×40×46 с суммарной мощностью со вторичных обмоток 190 Вт, для которого  $G_c = 1,75 \text{ кг}$ ,  $l_c = 22,8 \text{ см}$ ,  $S_c = 9,8 \text{ см}^2$ . Для кольцевого магнитопровода  $l_c = \pi \cdot d_{cp}$ . Откуда  $d_{cp} = l_c / \pi = 22,8 / 3,14 = 7,26 \text{ см}$ . Внутренний диаметр кольца:  $d = d_{cp} - a = 7,26 - 2,5 \approx 4,8 \text{ см}$ . Наружный диаметр:  $D = d_{cp} + a = 7,26 + 2,5 \approx 9,8 \text{ см}$ .

3. По табл. 12.10 выбираем индукцию в магнитопровode  $B_M = 1,55 \text{ Тл}$  (среднее между 1,6 Тл для 100 Вт и 1,51 Тл для 200 Вт).

4. По формуле (12.33) определяем ЭДС, наводимую в одном витке:

$$e = 4,44 \cdot B_M \cdot f \cdot S_c \cdot 10^{-4} = 4,44 \cdot 1,55 \cdot 50 \cdot 9,8 \cdot 10^{-4} \approx 0,337 \text{ В}.$$

5. По рис. 12.26 находим ожидаемое падение напряжения в обмотках трансформатора:

- ♦ для первичной обмотки  $\Delta U_{o1} = 4,7\%$ ;
- ♦ для вторичной —  $\Delta U_{o2} = 6,7\%$ .

6. По формулам (12.43) и (12.45) находим числа витков обмоток:

$$n_1 \geq \frac{\left(1 - \frac{\Delta U_1}{100}\right) \cdot U_1}{e} = \frac{\left(1 - \frac{4,7}{100}\right) \cdot 220}{0,337} = 616 \text{ витков};$$

$$n_2 = \frac{\left(1 + \frac{\Delta U_2}{100}\right) \cdot U_2}{e} = \frac{\left(1 + \frac{6,7}{100}\right) \cdot 50}{0,337} = 158 \text{ витка (2} \times 79 \text{ витков)};$$

$$n_3 = \frac{\left(1 + \frac{\Delta U_3}{100}\right) \cdot U_3}{e} = \frac{\left(1 + \frac{6,7}{100}\right) \cdot 30}{0,337} = 95 \text{ витков}$$

(принимаем  $2 \times 48$  витков).

Коэффициенты трансформации по (12.35):

$$K_1 = n_1 / n_2 = 616 / 158 = 3,9;$$

$$K_2 = n_1 / n_3 = 616 / 95 = 6,5.$$

Зададимся током холостого хода не более 50 мА, что составит потери мощности:  $220 \cdot 0,05 = 11 \text{ Вт}$  или 5,7%.

Необходимое реактивное сопротивление первичной обмотки:

$$Z = U/I = 220/0,05 = 4400 \text{ Ом},$$

откуда:

$$L_1 \geq Z/(2\pi f) = 4400/(2 \cdot 3,14 \cdot 50) = 14 \text{ Гн}.$$

Число витков первичной обмотки по (44):

$$n_1 = 8,921 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{L_1 \cdot I_c}{\mu \cdot S_c}} = 8,921 \cdot 10^3 \sqrt{\frac{14 \cdot 22,8}{2700 \cdot 9,8}} = 881.$$

Принимаем  $n_1 = 880$  витков, тогда числа витков вторичных обмоток будут равны:

$$n_2 = n_1/K_1 = 880/3,9 = 226 \text{ или } 2 \times 113 \text{ витков};$$

$$n_3 = n_1/K_2 = 880/6,5 = 136 \text{ или } 2 \times 68 \text{ витков}.$$

7. По графику (рис. 12.21) определяем удельные потери в стали магнитопровода:

$$P_{c.уд} = 4 \text{ Вт/кг при } B_M = 1,55 \text{ Тл}.$$

8. Потери в стали по формуле (12.24):

$$P_c = P_{c.уд} \cdot G_c = 4 \cdot 1,75 = 7 \text{ Вт}.$$

9. Ток первичной обмотки с учетом потерь в трансформаторе:

$$I_1 = P_2/(U_1 \cdot \eta) = 178/(220 \cdot 0,96) = 0,84 \text{ А}.$$

10. По графику рис. 12.27 выбираем значение плотности тока:

$$j_1 = 4,2 \text{ А/мм}^2 \text{ для первичной обмотки};$$

$$j_2 = 3,5 \text{ А/мм}^2 \text{ для вторичных обмоток}.$$

11. По (12.44) вычисляем диаметр провода каждой обмотки:

$$d_1 = 1,13 \sqrt{\frac{I_1}{j_1}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,84}{4,2}} = 0,505 \text{ мм};$$

$$d_2 = 1,13 \sqrt{\frac{I_2}{j_2}} = 1,13 \sqrt{\frac{3,5}{3,5}} = 1,13 \text{ мм};$$

$$d_3 = 1,13 \sqrt{\frac{I_3}{j_2}} = 1,13 \sqrt{\frac{0,1}{3,5}} = 0,19 \text{ мм}.$$

По табл. 12.12 выбираем провода типа ПЭВ-2 ближайшего диаметра:

$$d_1 = 0,5 \text{ мм } (d_{из} = 0,57 \text{ мм});$$

$$d_2 = 1,12 \text{ мм } (d_{из} = 1,21 \text{ мм});$$

$$d_3 = 0,2 \text{ мм } (d_{из} = 0,24 \text{ мм}).$$

12. По табл. 12.8 ширина слоя обмотки  $l = 42$  мм. Число витков в слое обмоток по (12.45):

- ♦ в слое первичной обмотки:

$$n_{сл1} = \frac{\delta \cdot k_y}{d_{из}} = \frac{42 \cdot 0,93}{0,57} = 68;$$

- ♦ в слое вторичной обмотки 2:

$$n_{сл2} = \frac{\delta \cdot k_y}{d_{из}} = \frac{42 \cdot 0,95}{1,21} = 33;$$

- ♦ в слое вторичной обмотки 3:

$$n_{сл3} = \frac{\delta \cdot k_y}{d_{из}} = \frac{42 \cdot 0,85}{0,24} = 149.$$

13. По (12.46) вычисляем число слоев каждой обмотки:

$$m_{сл1} = \frac{n_1}{n_{сл1}} = \frac{880}{68} = 12,9;$$

$$m_{сл2} = \frac{n_2}{n_{сл2}} = \frac{226}{33} = 6,8;$$

$$m_{сл3} = \frac{n_3}{n_{сл3}} = \frac{136}{149} = 0,9.$$

14. Выбираем толщину изоляционных материалов в катушке трансформатора.

Толщина гильзы  $\Delta_r = 2$  мм (см. табл/ 12.8).

Межслойная изоляция для всех обмоток — бумага электроизоляционная обмоточная ЭН-50 толщиной 0,05 мм.

Наружная и межобмоточная изоляция — по два слоя кабельной бумаги К-120 толщиной 0,12 мм ( $\Delta_M = 0,24$  мм).

15. По (12.48) находим толщину катушки:

$$S_K = \left( \sum_{i=1}^N \alpha_i + \sum_{i=1}^{N-1} \Delta_{Mi} \right) \cdot 1,1 + \Delta_r + \Delta_H = (0,57 \cdot 13 + 1,21 \cdot 7 + 0,24 \cdot 1 + 19 \cdot 0,05 + 2 \cdot 0,24) \cdot 1,1 + 2 + 0,24 = 21,3 \text{ мм}.$$

16. Проверяем зазор между катушкой и магнитопроводом:

$$\beta = c - s_K = 24 - 21,3 = 2,7 \text{ мм} > 0.$$

17. Мотаем обмотки в следующей последовательности:

- ♦ в одной катушке вначале мотать 6 слоев первичной обмотки ( $6 \cdot 68 = 408$  витков), затем обмотку 3 и половину обмотки 2;
- ♦ в другой катушке вначале мотать оставшиеся 7 слоев первичной обмотки ( $880 - 408 = 472$  витка), затем вторую половину обмотки 2.

18. Расстояние от каркаса гильзы до середины первой обмотки с учетом того, что она разбита на 2 половины:

$$\delta_1 = \alpha_1/2 = [7 \cdot 0,57 + (7 - 1) \cdot 0,05]/2 = 3,69/2 = 1,85 \text{ мм};$$

до середины третьей обмотки:

$$\delta_3 = \alpha_1 + \Delta_M + \alpha_3/2 = 3,69 + 0,24/2 + 0,24 = 4,05 \text{ мм};$$

до середины второй обмотки:

$$\delta_2 = \alpha_1 + \Delta_M + \delta_3 + \Delta_M + \alpha_2/2 = 3,69 + 0,24 + 0,24 + 0,24 + [4 \cdot 1,21 + (4 - 1) \cdot 0,05]/2 = 2,19 + 4,3 + 0,24 = 6,91 \text{ мм}.$$

19. Длина среднего витка каждой обмотки по (12.49):

$$l_{CP1} = M + 2\pi\delta_1 = 150 + 2 \cdot 3,14 \cdot 1,85 = 150 + 11,6 = 161,6 \text{ мм};$$

$$l_{CP2} = M + 2\pi\delta_2 = 150 + 2 \cdot 3,14 \cdot 6,91 = 150 + 43,4 = 193,4 \text{ мм};$$

$$l_{CP3} = M + 2\pi\delta_3 = 150 + 2 \cdot 3,14 \cdot 4,05 = 150 + 25,5 = 175,5 \text{ мм},$$

где  $M = 2 \cdot (a + b) + 8 \cdot \Delta_r + 8 \cdot \delta_3 = 2 \cdot (25 + 40) + 8 \cdot 2 + 8 \cdot 0,5 = 150 \text{ мм}$  — внешний периметр гильзы;

$a$ ,  $b$  и  $\Delta_r$  — из табл. 12.8;

$\delta_3 = 0,5 \text{ мм}$  — зазор между гильзой и магнитопроводом.

Длина провода первой обмотки:

$$l_1 = l_{CP1} \cdot n_1 = 161,6 \cdot 880 = 142229 \text{ мм} = 142,3 \text{ м};$$

$$l_2 = l_{CP2} \cdot n_2 = 193,4 \cdot 226 = 43712 \text{ мм} = 43,7 \text{ м};$$

$$l_3 = l_{CP3} \cdot n_3 = 175,5 \cdot 136 = 23861 \text{ мм} = 23,9 \text{ м}.$$

20. Сопротивление обмоток при температуре  $20^\circ\text{C}$  по (12.51):

$$r_1 = \rho \cdot 4l_1/(\pi d_1^2) = 0,0175 \cdot 4 \cdot 142,3/(3,14 \cdot 0,5^2) = 12,68 \text{ Ом};$$

$$r_2 = \rho \cdot 4l_2/(\pi d_2^2) = 0,0175 \cdot 4 \cdot 43,7/(3,14 \cdot 1,12^2) = 0,77 \text{ Ом};$$

$$r_3 = \rho \cdot 4l_3/(\pi d_3^2) = 0,0175 \cdot 4 \cdot 23,9/(3,14 \cdot 0,2^2) = 13,3 \text{ Ом}.$$

21. Задаемся максимальной температурой обмотки  $125^\circ\text{C}$ . Вычисляем сопротивление обмоток при температуре  $125^\circ\text{C}$  по (12.39) и (12.51):

$$r_1' = r_1 \cdot (1 + 0,004 \Delta T) = 12,68 \cdot (1 + 0,004 \cdot 105) = 18,0 \text{ Ом};$$

$$r_2' = r_2 \cdot (1 + 0,004 \Delta T) = 0,77 \cdot (1 + 0,004 \cdot 105) = 1,09 \text{ Ом};$$

$$r_3' = r_3 \cdot (1 + 0,004 \Delta T) = 13,3 \cdot (1 + 0,004 \cdot 105) = 18,9 \text{ Ом}.$$

22. Вычислим падение напряжения на обмотках:

$$\Delta U_1 = r_1' \cdot I_1 = 18,0 \cdot 0,84 = 15,2 \text{ В, что составляет } 15,1 \cdot 100/220 = 6,9\%;$$

$$\Delta U_2 = r_2' \cdot I_2 = 1,09 \cdot 3,5 = 3,8 \text{ В, что составляет } 3,8 \cdot 100/50 = 7,6\%;$$

$$\Delta U_3 = r_3' \cdot I_3 = 18,9 \cdot 0,1 = 1,9 \text{ В, что составляет } 1,9 \cdot 100/30 = 6,3\%.$$

Полученные падения напряжения почти не отличаются от тех величин, которыми мы задавались в п. 5.

### Пример расчета 2

Рассчитать силовой трансформатор по следующим данным:

- напряжение питающей сети 220 В;
- частота питающей сети 50 Гц;
- нагрузка — выпрямитель по схеме Грца, работающий на емкость;
- напряжение и ток нагрузки выпрямителя:  $U_H = 2 \times 30$  В,  $I_H = 1,8$  А;
- температура окружающей среды от  $-10$  до  $+60^\circ\text{C}$ ;
- масса трансформатора — минимальная.

1. По формуле из табл. 12.3 определяем габаритную мощность трансформатора:

$$P_{\text{ГЛБ}} = 1,5 \cdot P_H = 1,5 \cdot U_H \cdot I_H = 1,5 \cdot 60 \cdot 1,8 = 162 \text{ Вт.}$$

Габаритная мощность трансформатора с учетом КПД ( $\eta = 0,95$ , табл. 12.10):

$$P_{\text{ГЛБ}}' = 162/0,95 = 170,5 \text{ Вт.}$$

2. Напряжение на вторичной обмотке:

$$U_{2X} = B_o \cdot U_H = 0,9 \cdot 60 = 54 \text{ В или } 2 \times 27 \text{ В.}$$

Вычисляем вспомогательные параметры  $A_L$  по (12.18) и  $\varphi$  по (12.20) и табл. 12.3:

$$A_L = \frac{I_H \cdot r_B}{U_H \cdot m} = \frac{1,8 \cdot 2,005}{60 \cdot 2} = 0,03,$$

$$\begin{aligned} \text{где } r_B = R_i + r_{TP} &= \frac{2 \cdot \Delta U_{\text{д}}}{3 \cdot I_{\text{ОВ}}} + \frac{K_R \cdot U_H}{I_H \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{f \cdot B \cdot s}{U_H \cdot I_H}} =; \\ &= \frac{2 \cdot 1}{3 \cdot 1,8} + \frac{3,5 \cdot 60}{1,8 \cdot 50 \cdot 1,55} \sqrt[4]{\frac{50 \cdot 1,55 \cdot 2}{60 \cdot 1,8}} = 2,005 \end{aligned}$$

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2\pi \cdot f \cdot L_S}{r_B} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,0039}{2,005} = 0,61; \quad \varphi \approx 30^\circ;$$

$$\begin{aligned} L_S &\approx K_L s \frac{U_H}{I_H \cdot (\lambda - 1)^2 \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{U_H \cdot I_H}{f \cdot B \cdot s}} = \frac{K_L \cdot s \cdot R_H}{(\lambda - 1)^2 \cdot f \cdot B} \sqrt[4]{\frac{P_H}{f \cdot B \cdot s}} = \\ &= \frac{5 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 60}{1,8 \cdot (2 - 1)^2 \cdot 50 \cdot 1,55} \sqrt[4]{\frac{60 \cdot 1,8}{50 \cdot 1,55 \cdot 2}} = 0,0039 \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Из графика рис. 12.13  $B_o = 0,9$ , а из графика рис. 12.14  $D_o = 2,25$ .

3. Эффективное значение тока вторичной обмотки трансформатора по формуле из табл. 12.3.

$$I_2 = D_0 \frac{I_H}{\sqrt{2}} = \frac{2,25 \cdot 1,8}{1,41} = 2,87 \text{ А.}$$

4. Учитывая, что габаритная мощность трансформатора примерно такая же, как в примере 1, выбираем такой же сердечник магнитопровода и принимаем число витков первичной обмотки  $n_1 = 880$  (т.е. из расчета 4 витка на вольт). Тогда число витков вторичной обмотки равно:

$$n_2 = 54 \cdot 4 = 216 \text{ витков (2} \times 108 \text{)}.$$

Остальные расчеты аналогичны примеру 1.

### *Пример расчета 3*

Необходимо рассчитать дроссель сетевого П-образного фильтра со следующими характеристиками:

- индуктивность реактора  $L = 400$  мГн;
- ток подмагничивания  $1,3$  А;
- частота пульсаций  $100$  Гц.

Пренебрегая током переменной составляющей (током пульсаций) по формуле (12.55) определяем ориентировочное значение сечения магнитопровода:

$$S_C \approx 10 \cdot \sqrt{W} = 10 \cdot I_g \cdot \sqrt{L} = 10 \cdot 2 \cdot \sqrt{0,4} = 8,22 \text{ см}^2.$$

По табл. 12.8 выбираем магнитопровод ШЛМ25х40 со следующими характеристиками: площадь сечения магнитопровода  $S_C = 9,3 \text{ см}^2$ ; длина средней магнитной линии  $l_C = 15,9 \text{ см}$ ; площадь окна  $S_O = 6,75 \text{ см}^2$ ; объем магнитопровода  $V_C = 147,9 \text{ см}^3$ .

Зададимся эффективной магнитной проницаемостью  $\mu_g = 100$ .

Проверяем выбранный объем магнитопровода с учетом перегрева по формуле (12.56):

$$V_C = \left( \frac{5 \cdot 10^3 \cdot W}{\mu_g \cdot \alpha \cdot \Delta T} \right)^{\frac{3}{4}} = \left( \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 0,4 \cdot 1,3^2}{100 \cdot 1,2 \cdot 10^{-3} \cdot 50} \right)^{\frac{3}{4}} = 115,6 \text{ см}^3,$$

что меньше значения объема выбранного магнитопровода.

По (12.43) определяем число витков обмотки дросселя:

$$n = 8921 \cdot \sqrt{\frac{L \cdot l_C}{\mu_g \cdot S_C}} = 8921 \cdot \sqrt{\frac{0,4 \cdot 15,9}{100 \cdot 6,75}} = 866.$$

По (12.45) определяем диаметр провода:

$$d = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_g}{j}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{2}{5}} = 0,58 \text{ мм.}$$



По табл. 12.13 выбираем провод ПЭЛ 0,58 с площадью сечения  $0,274 \text{ мм}^2$ . По (12.59) проверяем коэффициент заполнения окна сердечника  $k_M$ :

$$k_M = \frac{S_{\text{пр}} \cdot n}{S_0} = \frac{0,274 \cdot 866}{6,75 \cdot 10^2} = 0,35,$$

что соответствует предельно допустимому по табл. 12.12.

Размер немагнитной прокладки  $\delta$ :

$$\delta = l_c / \mu_{\Sigma} = 15,9 / 100 = 0,16 \text{ см} = 1,6 \text{ мм}.$$

## 12.17. Стабилизирующие источники электропитания

Стабилизирующими источниками электропитания принято называть устройства, включаемые в канал передачи энергии с целью уменьшения относительных изменений напряжения на потребителе энергии при воздействии различных дестабилизирующих факторов.

Дестабилизирующие факторы подразделяют на внешние и внутренние. К внешним факторам относят изменение входного напряжения, сопротивления нагрузки, колебания температуры окружающей среды и т.п. К внутренним дестабилизирующим факторам относят изменение напряжения внутри самого стабилизатора, изменение параметров различных элементов схем: транзисторов, стабилитронов, резисторов и т.д.

Современные стабилизирующие источники электропитания отличаются большим разнообразием: непрерывные стабилизаторы последовательного и параллельного типа, импульсные стабилизаторы (понижающие, повышающие, инвертирующие), тиристорные стабилизаторы и т.д. По принципу действия непрерывные стабилизаторы подразделяются на параметрические и компенсационные. Параметрическими стабилизаторами называют стабилизаторы, в которых отсутствует цепь обратной связи и стабилизация осуществляется за счет использования свойств нелинейных элементов, входящих в его состав. Стабилизаторы, в которых стабилизация осуществляется за счет воздействия изменения выходного напряжения или тока на его регулирующее устройство через цепь обратной связи, называют компенсационными. Компенсационные стабилизаторы представляют собой замкнутые системы автоматического регулирования.

Основные характеристики стабилизирующих источников электропитания приведены в табл. 12.16.

Основные параметры, с помощью которых оценивают стабилизаторы, следующие: номинальное входное напряжение, номинальное выходное напряжение, номинальный ток нагрузки, нестабильность выходного напряжения или тока, выходное сопротивление, уровень пульсации на выходе, температурный коэффициент напряжения (ТКН) и КПД.

Тип стабилизатора	Достоинства	Недостатки	Рекомендуемая область применения
Непрерывные стабилизаторы последовательного типа	Высокая стабильность напряжения, высокое быстродействие, малое выходное сопротивление, хорошее подавление пульсаций, отсутствие электромагнитных помех	Низкий КПД, особенно при низких выходных напряжениях	Цепи с высокими требованиями по пульсациям и стабильности выходного напряжения
Непрерывные стабилизаторы параллельного типа	Неизменность входного потребляемого тока, повышенная устойчивость к перегрузкам и КЗ	Пониженный КПД при низких выходных токах	Цепи с напряжением питания от 10 до 50 В
Импульсные преобразователи (понижающие, повышающие, инвертирующие)	Высокий КПД	Большое внутреннее сопротивление, большой уровень излучаемых помех	Устройства, критичные к энергопотреблению и не критичные к уровню помех
Тиристорные стабилизаторы	Совмещение функций выпрямления и регулирования	Сложная схема управления, повышенный уровень помех	Стабилизирующие выпрямители от нескольких десятков до сотен вольт

**Номинальное входное напряжение  $U_{BX}$**  — номинальное напряжение источника электроэнергии (выпрямителя, аккумулятора, преобразователя и т.п.), осуществляющего питание нагрузки через стабилизатор заданным номинальным током. Стабилизатор должен обеспечивать требуемые выходные параметры при заданных допустимых отклонениях входного напряжения как в сторону его увеличения, так и в сторону уменьшения.

**Номинальное выходное напряжение  $U_H$**  — стабилизированное напряжение, поступающее с выхода стабилизатора для питания нагрузки.

**Номинальный выходной ток  $I_H$**  — ток, потребляемый нагрузкой. В техническом задании оговаривается максимальный и минимальный ток нагрузки.

Наибольший интерес представляет нестабильность выходного напряжения от изменения входного. Величину, обратную нестабильности, называют **коэффициентом стабилизации**:

$$K_{CT} = \frac{\left( \frac{\Delta U_{BX}}{U_{BX}} \right)}{\left( \frac{\Delta U_H}{U_H} \right)}, \quad (12.60)$$

где  $\Delta U_{BX}$  — абсолютное изменение питающего напряжения, равное разности  $U_{BX.MAX} - U_{BX}$  при максимально допустимом питающем напряжении или  $U_{BX} - U_{BX.MIN}$  при минимально допустимом питающем напряжении.

Например, если выходное напряжение изменяется на 1% при изменении входного на 10%, то коэффициент стабилизации такого стабилизатора равен 10.

**Выходное сопротивление стабилизатора  $R_{CT}$**  характеризует стабильность выходного напряжения  $U_H$  при изменении тока нагрузки  $I_H$  и неизменном напряжении источника питания  $U_{BX}$ . Этот параметр определяют как отношение изменения выходного напряжения к изменению тока нагрузки при постоянном входном напряжении. Например, если при изменении тока нагрузки на 1 А напряжение на выходе изменилось на 0,1 В, то выходное сопротивление равно 0,1 Ом.

$$R_{ВЫХ} = \Delta U_H / \Delta I_H \quad (12.61)$$

**Пульсации выходного напряжения  $U_{н.п}$**  — уровень переменной составляющей выходного напряжения. Пульсации оценивают в среднеквадратических, пиковых значениях или в процентах относительно выходного напряжения  $U_H$ . Коэффициент сглаживания пульсации определяют как отношение уровня пульсации на входе стабилизатора к уровню пульсации на его выходе. Коэффициент сглаживания пульсации на низких частотах (до нескольких килогерц) близок к коэффициенту стабилизации.

**Температурный коэффициент напряжения (ТКН)** стабилизатора показывает степень стабильности его выходного напряжения от изменения температуры окружающей среды при неизменном значении входного напряжения и тока нагрузки.

**Коэффициент полезного действия** стабилизатора равен отношению мощности, потребляемой нагрузкой, к мощности на входе стабилизатора:

$$\eta = \frac{P_H}{P_{BX}} = \frac{U_H \cdot I_H}{U_{BX} \cdot I_{BX}} \quad (12.62)$$

Типовые значения КПД для стабилизирующих источников электропитания приведены в табл. 12.17.

Основным **преимуществом** стабилизаторов напряжения с непрерывным регулированием является возможность получения выходного напряжения с малыми пульсациями и малым динамическим внутренним сопротивлением. Импульсные стабилизаторы позволяют получить минимальные массу и габариты, высокий КПД устройства, однако пульсации и внутреннее динамическое сопротивление их значительно хуже, чем в непрерывных стабилизаторах. Кроме того, импульсные стабилизаторы являются источниками помех, наводимых на шины первичного электропитания и выходные цепи. Стабилиза-

Способ стабилизации	Значения выходного напряжения, В			
	до 2,4	от 2,4 до 5	от 5 до 15	свыше 15
Непрерывный	0,25...0,35	0,35...0,4	0,4...0,5	0,5...0,55
Импульсный	0,4...0,45	0,45...0,55	0,65...0,75	0,7...0,8
Комбинированный	0,3...0,35	0,35...0,45	0,45...0,55	0,55...0,65

торы с непрерывным регулированием не создают импульсных помех и не искажают форму кривой тока питающего напряжения.

При выборе типа низковольтных стабилизаторов предпочтение следует отдавать стабилизаторам в интегральном исполнении. Разработка стабилизаторов постоянного напряжения на дискретных элементах целесообразна лишь тогда, когда основные параметры интегральных микросхем не удовлетворяют заданным требованиям.

### Стабилизаторы напряжения на ИМС

Основные характеристики стабилизаторов напряжения положительной полярности серии КР142 в корпусе ТО-220 (КТ-28) приведены в табл. 12.18.

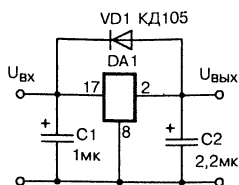
Основные характеристики некоторых стабилизаторов серии КР142

Таблица 12.18

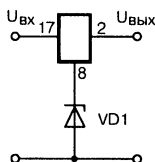
Наименование	Напряжение стабилизации, В	Минимальное входное напряжение, В	Максимальное входное напряжение, В	Максимальный ток нагрузки при 100°С, А
КР142ЕН5А	5 ±0,1	7,5	15	2
КР142ЕН5В	5 ±0,18			1,5
КР142ЕН5Б	6 ±0,12	8,5		2
КР142ЕН5Г	6 ±0,21			1,5
КР142ЕН8А	9 ±0,27	11,5	35	1,5
КР142ЕН8Б	12 ±0,35	14,5		
КР142ЕН8В	15 ±0,45	17,5		
КР142ЕН8Г	9 ±0,36	11,5	30	1
КР142ЕН8Д	12 ±0,48	14,5		
КР142ЕН8Е	15 ±0,6	17,5		

Рассеиваемая мощность с теплоотводом при температуре 100°C составляет 5 Вт. Типовая схема включения стабилизаторов этой серии показана на рис. 12.30.

Для изменения напряжения стабилизации в большую сторону достаточно между средним выводом микросхемы (общий) и общим включить



**Рис. 12.30.** Типовая схема включения стабилизаторов серии КР142



**Рис. 12.31.** Схема фиксированного увеличения напряжения стабилизации

стабилитрон с напряжением стабилизации равным разности между требуемым напряжением и напряжением стабилизации микросхемы (рис. 12.31).

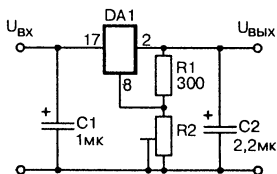
Типовая схема стабилизатора с плавной перестройкой выходного напряжения от напряжения стабилизации и выше показана на рис. 12.32. Сопротивление резистора R2 вычисляют по формуле:

$$R2 = \frac{(U_{ВХ} - U_{ВЫХ}) \cdot R1}{U_{ВЫХ} + I_{ПОТР} \cdot R1}.$$

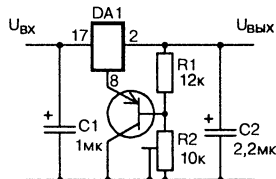
Другой вариант перестраиваемого стабилизатора с повышенным КПД показан на рис. 12.33.

Перечень основных стабилизаторов производства Минского НПО «Интеграл» приведен в табл. 12.19.

В настоящее время существует много разновидностей стабилизаторов с минимальным падением напряжения на стабилизаторе в пределах 0,4...0,6 В при номинальном токе нагрузки. К ним относятся и стабилизаторы серии КР1158 (ближайшие зарубежные аналоги L4945,



**Рис. 12.32.** Типовая схема стабилизатора с плавной перестройкой выходного напряжения



**Рис. 12.33.** Схема перестраиваемого стабилизатора с повышенным КПД

Перечень основных стабилизаторов производства Минского НПО «Интеграл»

Таблица 12.19

Выходное напряжение, В	Стабилизаторы напряжения положительной полярности		Стабилизаторы напряжения отрицательной полярности	
	$I_H = 1 \text{ A}$	$I_H = 0,1 \text{ A}$	$I_H = 1 \text{ A}$	$I_H = 0,1 \text{ A}$
5	IL7805AC, C	IL78L05AC, C	IL7905AC, C	IL79L05AC, C
9	IL7809AC, C	IL78L09AC, C	IL7909AC, C	IL79L09AC, C
12	IL7812AC, C	IL78L12AC, C	IL7912AC, C	IL79L12AC, C
15	IL7815AC, C	IL78L15AC, C	IL7915AC, C	IL79L15AC, C
18	IL7818AC, C	IL78L18AC, C	IL7918AC, C	IL79L18AC, C
24	IL7824AC, C	IL78L24AC, C	IL7924AC, C	IL79L24AC, C

**Примечание.**

Стабилизаторы на ток 1 А в корпусе ТО-220 (КТ28), на ток 0,1 А — в корпусе ТО-92 (КТ26).

LM2930, LM2931, а также серия L48 фирмы STMicroelectronics). Стабилизаторы этой серии снабжены совершенной встроенной системой защиты от перегрузки по нескольким параметрам. Выдерживают переполосовку входного напряжения до 18 В, что очень важно для автомобильных устройств, питаемых от аккумуляторной батареи. Ток срабатывания защиты 0,6...1,2 А. Ток КЗ не более 0,3...0,5 А. Система тепловой защиты полностью отключает стабилизатор при разогревании кристалла до 150°C. Выходное напряжение блокируется при входном напряжении, превышающем 30 В. Быстродействие защиты до 10 В/мкс. После снятия перегрузки автоматически возвращаются в рабочий режим. В табл. 12.20 [66] приведены стабилизаторы этой серии в корпусе ТО-220 (КТ28).

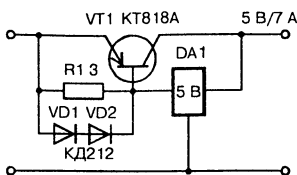
Основные характеристики стабилизаторов серии КР1158

Таблица 12.20

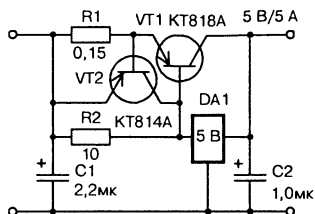
Наименование	Напряжение стабилизации, В	Ток КЗ, А, не более
КР1158ЕНЗВ	3	0,5
КР1158ЕНЗ3В	3,3	
КР1158ЕН5В	5	
КР1158ЕН9В	9	
КР1158ЕН12В	12	
КР1158ЕН15В	15	0,3
КР1158ЕНЗГ	3	
КР1158ЕНЗ3Г	3,3	
КР1158ЕН5Г	5	
КР1158ЕН9Г	9	
КР1158ЕН12Г	12	
КР1158ЕН15Г	15	

Дополнительное подключение мощного регулирующего транзистора (рис. 12.34) позволяет получить значительно большие токи нагрузки. Максимальный ток стабилизатора ограничен на уровне около 7 А за счет диодов VD1, VD2, которые ограничивают базо-эмиттерное напряжение на уровне около 1,2 В. При этом ток через микросхему равен сумме токов, проходящих через резистор R1 ( $1,2 \text{ В} / 3 \text{ Ом} = 0,4 \text{ А}$ ), и базо-эмиттерный переход дополнительного транзистора, который в значительной степени зависит от статического коэффициента передачи тока. Другой вариант увеличения тока нагрузки стабилизатора показан на рис. 12.35.

В данной схеме максимальный выходной ток нагрузки задается резистором R1. Как только падение напряжения на нем достигает напряжения открывания транзистора VT2, базо-эмиттерный переход транзистора VT1 шунтируется и рост выходного тока прекращается. С указанным на схеме резистором нагрузочная способность стабилизатора около 5 А.



**Рис. 12.34.** Схема стабилизатора с напряжением стабилизации 5 В и током нагрузки 7 А

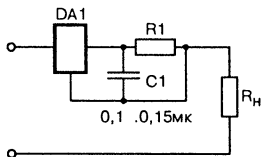


**Рис. 12.35.** Схема стабилизатора с повышенным током нагрузки

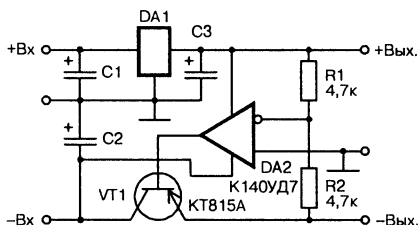
Используя схему рис. 12.36, достаточно просто сделать стабилизатор тока. Ток нагрузки равен:

$$I_H = \frac{U_{CT}}{R1}$$

Сравнительно простой двухполярный стабилизатор с высокими техническими характеристиками показан на рис. 12.37. Отрицательное напряжение стабилизации задается делителем R1/R2 и при равных резисторах равно напряжению стабилизации DA1. Напряжение стабилизации можно регулировать одним из описанных выше способом.



**Рис. 12.36.** Схема стабилизатора тока



**Рис. 12.37.** Простой двухполярный стабилизатор

### Стабилизаторы напряжения на дискретных ЭРЭ

У радиолюбителя не всегда под рукой могут оказаться нужные микросхемы. Поэтому рассмотрим наиболее простые «классические» схемы стабилизаторов [66] на дискретных элементах. На рис. 12.38 [67] показан стабилизатор с защитой от КЗ. Максимальный ток нагрузки этого стабилизатора — около 1,5 А — зависит от статического коэффициента передачи тока транзисторов, в первую очередь VT1. Напряжение стабилизации 15 В выставляют подстроечным резистором. Максимальное входное напряжение ограничено предельно допустимым напряжением эмиттер-коллектор используемых транзисторов (зависит от буквы). Коэффициент стабилизации 100...200 (зависит от статического коэффициента передачи тока используемых

транзисторов). К достоинству схемы, помимо защиты от КЗ, относится то, что минимальное входное напряжение, при котором стабилизатор сохраняет работоспособность, примерно на 1 В больше выходного напряжения. При коротком замыкании в нагрузке транзистор VT2 выключается, в свою очередь, переходит в режим отсечки и транзистор VT1. Недостаток такой схемы в том, что в зависимости от величины нагрузки стабилизатор может не запускаться после снятия КЗ в нагрузку. Для устранения этого дефекта можно включить между базой VT1 и общим резистор такого номинала, при котором стабилизатор устойчиво запускается. Обычно это резистор в пределах 100...300 кОм — зависит от напряжения стабилизации, статического коэффициента передачи тока транзистора VT1 и сопротивления нагрузки.

Улучшенный вариант стабилизатора показан на рис. 12.39. Рассмотрим на примере этого стабилизатора упрощенный расчет основных характеристик.

Выходное напряжение стабилизатора при использовании светодиода зеленого свечения типа АЛ307В(Г) с падением напряжения 1,8 В:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{VD1}} + U_{\text{VН1}} - U_{\text{БЭ}} = 12 + 1,8 - 0,6 = 13,2 \text{ В.}$$

Минимальное входное напряжение для такой структуры стабилизатора ориентировочно равно:

$$U_{\text{ВХ.МІN}} = U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{НАС}} \approx 13,2 + 1 \text{ В} = 14,2 \text{ В.}$$

Максимальное входное напряжение определяется максимальным допустимым напряжением эмиттер-коллектор транзисторов VT1, VT2 с запасом не менее 20%. Для уменьшения рассеиваемой мощности примем номинальное входное напряжение на 2,5 В больше минимального:  $14,2 + 2,5 = 16,7 \text{ В}$ . При этом максимальное входное напряжение с учетом отклонений в сети  $\pm 10\%$  будет равно:

$$U_{\text{ВХ.МАХ}} = 16,7 \cdot 1,1 \approx 18,4 \text{ В.}$$

Максимальный выходной ток зависит от статического коэффициента передачи тока транзистора VT1 и максимального тока коллектора транзистора VT2. Максимальный ток коллектора транзистора VT2 (при запаривании VD1) равен:

$$I_{\text{К2}} = \frac{U_{\text{VН1}} - U_{\text{БЭ}}}{R2} = \frac{1,8 - 0,6}{200} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ А} = 6 \text{ мА.}$$

Предположим, транзистор VT1 имеет статический коэффициент передачи тока  $h_{219} = 100$ . В этом случае ориентировочное значение максимального тока нагрузки равно:

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{БVT1}} \cdot h_{219} = 6 \cdot 100 = 600 \text{ мА.}$$

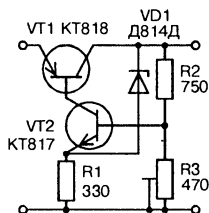


Рис. 12.38. Схема стабилизатора с защитой от КЗ



**Примечание.**

Реальный максимальный ток нагрузки может несколько отличаться от расчетного, т.к. статический коэффициент передачи тока транзистора не постоянен и падает с увеличением тока нагрузки. Точное значение можно выставить подбором резистора R2.

Мощность, рассеиваемая на регулирующем транзисторе VT1 при максимальном токе нагрузки в рабочем режиме:

$$P_P = (U_{BX.MAX} - U_{ВЫХ}) \cdot I_{ВЫХ.MAX} = (18,4 - 13,2) \cdot 0,6 \approx 3,1 \text{ Вт.}$$

Т.к. рассеиваемая мощность превышает максимально допустимую для транзистора VT1 без теплоотвода, его необходимо снабдить теплоотводом. Для того, чтобы при КЗ регулирующий транзистор не вышел из строя из-за перегрева, ток КЗ необходимо ограничить на уровне:

$$I_{KЗ} \leq \frac{P_P}{U_{ВХ.MAX}} = \frac{3,1}{18,4} = 0,163 \text{ А} = 163 \text{ мА.}$$

При коротком замыкании в нагрузке ток базы транзистора VT2, протекающий с выхода стабилизатора через цепь R3, VD2, отсекается диодом VD2, остается только ток резистора R1. Необходимое ограничение тока базы транзистора VT1, определяемого током коллектора  $I_{K2.KЗ}$  транзистора VT2 в режиме КЗ:

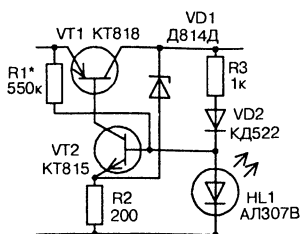
$$I_{Б1.KЗ} = I_{K2.KЗ} = \frac{I_{KЗ}}{h_{21Э}} = \frac{163}{100} = 1,63 \text{ мА.}$$

Зная максимальное входное напряжение и статический коэффициент передачи тока транзистора VT2 (допустим 50), определим номинал резистора R1 (величины токов в миллиамперах, сопротивления — в килоомах):

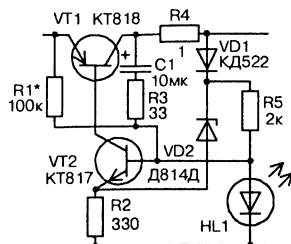
$$\begin{aligned} R1 &= \frac{U_{ВХ.MAX} - U_{Б2.KЗ}}{I_{Б2.KЗ}} = \frac{(U_{ВХ.MAX} - I_{K2.KЗ} \cdot R2 - U_{БЭ}) \cdot h_{21Э2}}{I_{K2.KЗ}} = \\ &= \frac{(18,4 - 1,63 \cdot 0,2 - 0,6) \cdot 50}{1,63} = \frac{17,5 \cdot 50}{1,63} \approx 537 \text{ кОм.} \end{aligned}$$

Принимаем ближайший номинал из стандартного ряда  $R1 = 560 \text{ кОм.}$

Светодиод (индикатор включения) способствует увеличению коэффициента стабилизации до 150...250, т.к. напряжение на базе транзистора VT2 стабилизировано, и более уверенному запуску стабилизатора после снятия КЗ, т.к. напряжение на базе транзистора VT2 в режиме КЗ равно 0,92 В, т.е. меньше напряжения открывания светодиода и он не шунтирует ток резистора R1, поступающий на базу транзистора VT2. Если стабилизатор уверенно запускается на реальную нагрузку после снятия КЗ при меньшем значении ограничения тока, номинал резистора R1 можно увеличить, и наоборот.



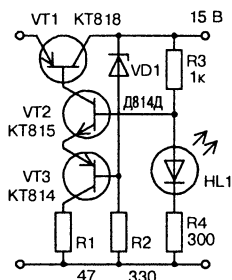
**Рис. 12.39.** Схема стабилизатора с улучшенным запуском и восстановлением после КЗ



**Рис. 12.40.** Схема самовосстанавливающегося стабилизатора

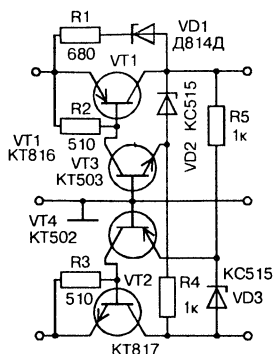
Вариант стабилизатора с уверенным запуском после снятия КЗ показан на рис. 12.40 [67]. Схема стабилизатора содержит элементы, которые в режиме КЗ превращают стабилизатор в генератор импульсов длительностью несколько миллисекунд и периодом следования около 200 мс. Сопротивление резистора R4 должно быть таким, чтобы падение на нем во время импульса было достаточным для открывания транзистора VT2 ( $\approx 1$  В) и обеспечивало выполнение условий автогенерации при нулевом сопротивлении нагрузки. Средний ток КЗ не превышает 20...30 мА. Недостаток схемы в снижении КПД за счет падения напряжения на резисторе R4. Остальные технические характеристики и их расчет аналогичны предыдущей схеме.

Схема усовершенствованного стабилизатора с пониженным выходным сопротивлением примерно до 0,02 Ом и увеличенным коэффициентом стабилизации примерно до 500 показана на рис. 12.41. Параметры улучшены благодаря введению дополнительного транзистора VT3. Напряжение стабилизации при использовании светодиода зеленого свечения АЛ307В(Г) около 15 В. Резистор R1 ограничивает максимальный ток нагрузки на уровне около 5 А. Для расчета основных характеристик стабилизатора и элементов его схемы применима методика расчета стабилизатора рис. 12.39.

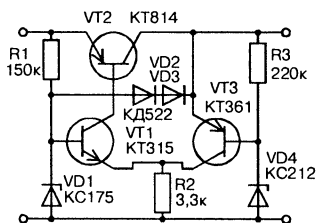


**Рис. 12.41.** Схема стабилизатора с улучшенными характеристиками

Вариант простого двухполярного стабилизатора, выполненного на базе схемотехники рассмотренных выше стабилизаторов, показан на рис. 12.42. Коэффициент стабилизации около 700. Напряжение стабилизации равно напряжению стабилизации используемых стабилитронов за вычетом 0,6 В (падения напряжения на базо-эмиттерном переходе). Характерная особенность схемы в том, что при КЗ в одном плече автоматически выключается и второе плечо стабилизатора. Для уверенного запуска введена цепочка R1, VD1. Стабилитрон выбирают с таким напряжением стабилизации, чтобы оно было больше напря-

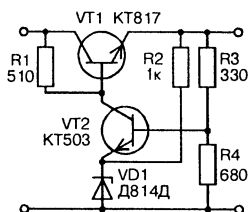


**Рис. 12.42.** Схема двух-  
полярного стабилизатора



**Рис. 12.43.** Схема  
экономичного стабилизатора

Характерной особенностью всех рассмотренных выше схем стабилизаторов на дискретных элементах является включение регулирующего транзистора по схеме с ОЭ, что обеспечивает большой коэффициент стабилизации, сравнительно малое минимальное напряжение между входом и выходом стабилизатора (около 1 В) и благоприятно сказывается на его КПД. Расчет основных характеристик и элементов схем приведен на примере расчета стабилизатора рис. 12.39.



**Рис. 12.44.** Схема ста-  
билизатора с включени-  
ем силового транзистора  
по схеме повторителя

жения между входом и выходом стабили-  
затора в нормальном режиме. При пуске  
и при КЗ стабилитрон открывается, и  
ток через резистор R1 запускает стабили-  
затор. Сопротивление резистора избира-  
ют такой величины, чтобы не превышался  
предельно допустимый ток  
стабилитрона и в то же время обеспечи-  
вался уверенный запуск.

Наиболее простой способ улучшения  
 $K_{ст}$  — введение дополнительного каскада  
усиления. Вариант экономичного стаби-  
лизатора с дополнительным каскадом уси-  
ления на VT3 показан на рис. 12.43 [68].  
Коэффициент стабилизации находится в  
пределах 300...500. Напряжение стабили-  
зации определяется стабилитроном VD4  
и базо-эмиттерным переходом транзис-  
тора VT3. При КЗ в нагрузке напряже-  
ние на базе транзистора VT1 равно при-  
мерно 1,2 В. При этом сопротивление  
резистора R2 определяет ток транзистора  
VT1, который в свою очередь является  
током базы транзистора VT2 и определя-  
ет максимальный ток КЗ.

Другой широко распространенный вариант  
классического стабилизатора с включением си-  
лового транзистора по схеме повторителя [69]  
показан на рис. 12.44. В этом классе стабили-  
заторов отсутствует проблема запуска. Недостат-  
ком стабилизаторов является отсутствие эффек-  
тивной защиты при КЗ, сравнительно небольшой  
коэффициент стабилизации (100...200, за исклю-  
чением схем с использованием генераторов тока  
и др. технических решений) а также сравни-  
тельно большое напряжение между входом и  
выходом стабилизатора, что снижает КПД.

Рассмотрим на примере этого стабилизатора расчет основных характеристик. Напряжение на базе транзистора VT2 равно:

$$U_{Б2} = U_{CT} + 0,6 \text{ В} = 8 + 0,6 = 8,6 \text{ В.}$$

Выходное напряжение стабилизатора задается делителем R3, R4 и примерно равно:

$$U_{ВЫХ} = U_{Б2} \cdot \frac{R3 + R4}{R4} = 8,6 \cdot \frac{330 + 680}{680} = 12,8 \text{ В.}$$

Реально выходное напряжение стабилизатора будет несколько меньше из-за дополнительного падения напряжения на резисторе R3 за счет базового тока транзистора VT2. Чтобы уменьшить влияние этого тока, ток делителя выбирают не менее, чем на порядок больше тока базы транзистора VT2. В данном случае ток делителя равен  $12,8 / (0,33 + 0,68) \approx 12 \text{ мА}$ . Максимальный ток базы транзистора VT2 на холостом ходу стабилизатора, т.к. при этом ток через резистор R1 определяется в основном током коллектора транзистора VT2. Заданная входным напряжением стабилизатора, равным 20 В. Тогда при  $h_{21Э} = 50$  ток базы транзистора VT2 равен:

$$I_{Б2} = \frac{U_{ВХ} - U_{Б1}}{R1 \cdot h_{21Э}} = \frac{U_{ВХ} - U_{ВЫХ} - 0,6}{R1 \cdot h_{21Э}} = \frac{20 - 12,8 - 0,6}{0,51 \cdot 50} = 0,26 \text{ мА},$$

что более, чем в 40 раз меньше тока делителя.

Максимальный выходной ток нагрузки в рабочем режиме:

$$\begin{aligned} I_{ВЫХ.МАХ} &= I_{Б1.МАХ} \cdot h_{21Э1} = \frac{U_{ВХ} - U_{Б1}}{R1} \cdot h_{21Э1} = \\ &= \frac{20 - 13,4}{0,51} \cdot 100 \approx 1300 \text{ мА} = 1,3 \text{ А}, \end{aligned}$$

здесь ток в миллиамперах, а сопротивления в килоомах.

Мощность, рассеиваемая транзистором VT1:

$$P_p = (U_{ВХ.МАХ} - U_{ВЫХ}) \cdot I_{ВЫХ.МАХ} = (20 - 13,4) \cdot 1,3 \approx 9,4 \text{ Вт.}$$

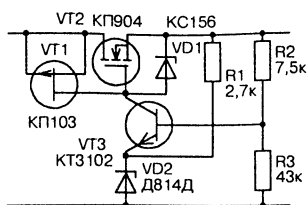
Ток КЗ:

$$I_{КЗ} \approx \frac{U_{ВХ.МАХ} - U_{БЭ}}{R1} \cdot h_{21Э1} = \frac{20 - 1}{510} \cdot 100 \approx 3,7 \text{ А.}$$

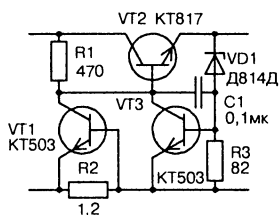
Реальный ток КЗ будет несколько меньше из-за снижения статического коэффициента передачи тока транзистора VT1 с ростом тока коллектора.

Мощность, рассеиваемая транзистором VT1 при КЗ:

$$P_{КЗ} = I_{КЗ} \cdot U_{ВХ} = 3,7 \cdot 20 \text{ В} = 74 \text{ Вт.}$$



**Рис. 12.45.** Схема улучшенного стабилизатора



**Рис. 12.46.** Схема стабилизатора со схемой ограничения тока в цепи общего

Очевидно, что без принятия специальных мер (например, использования предохранителя) режим КЗ недопустим.

Параметры стабилизатора, прежде всего коэффициент стабилизации, можно существенно улучшить, если резистор R1 заменить генератором тока, а биполярный транзистор VT1 заменить на полевой. На рис. 12.45 [70] показан доработанный вариант стабилизатора со следующими характеристиками: напряжение стабилизации 8 В, коэффициент стабилизации не менее 1000 при токе нагрузки до 3 А.

На рис. 12.46 и 12.47 показаны варианты стабилизаторов с защитой от КЗ. Выходное напряжение равно:

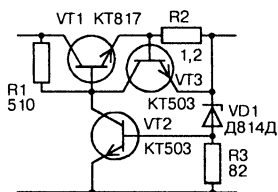
$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{СТ}} + U_{\text{БЭ}} \approx U_{\text{СТ}} + 0,6 \text{ В.}$$

Коэффициент стабилизации таких стабилизаторов невысок и находится в пределах 100...150. В стабилизаторе рис. 12.46 на транзисторе VT1 выполнена схема ограничения тока КЗ. Ток ограничения (ток срабатывания защиты)  $I_3$  задается резистором R2 и примерно равен:

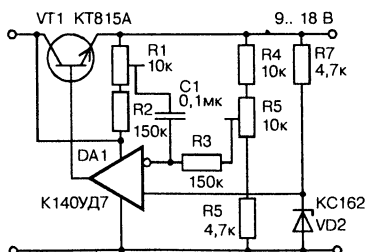
$$I_3 = \frac{U_{\text{БЭ}}}{R2} \approx \frac{0,6}{1,2} = 0,5 \text{ А.}$$

В схеме рис.12.47 аналогичная схема ограничения тока выхода находится в выходной цепи.

Для устройств, критичных к пульсациям выходного напряжения, можно рекомендовать стабилизатор, схема которого приведена на рис. 12.48. Введение цепи компенсации на элементах R1, C1 позволяет получить практически нулевые пульсации.



**Рис. 12.47.** Схема стабилизатора со схемой ограничения тока в выходной цепи



**Рис. 12.48.** Схема стабилизатора с «нулевыми» пульсациями

Применив мощный полевой транзистор со статической индукцией (СИТ), получим относительно простой стабилизатор (рис. 12.49) с коэффициентом стабилизации несколько десятков тысяч и с током нагрузки до 4 А. В зависимости от используемого ОУ по такой схеме могут быть выполнены стабилизаторы с выходным напряжением от 5 до 35 В. Минимальное и максимальное напряжение стабилизации ограничено предельно допустимыми напряжениями питания ОУ. Превышение входного напряжения над выходным зависит от тока нагрузки и на максимальной нагрузке для данного типа транзистора VT1 не должно превышать 7,5 В.

Добавив в общий провод стабилитрон (как на рис. 12.31) или аналоги стабилитрона (как на рис. 12.32, 12.33), можно увеличить напряжение стабилизации до требуемого значения (скажем, до 300 В и более). По аналогии с рис. 12.34 и рис. 12.35 можно увеличить и нагрузочную способность стабилизатора. Недостаток схемы в отсутствии защиты от КЗ. Поэтому следует использовать электронный или простой предохранитель.

Для увеличения тока нагрузки и коэффициента стабилизации любого из приведенных стабилизаторов в качестве регулирующего транзистора можно использовать составные транзисторы по схеме Дарлингтона или Шиклаи.

Прежде чем перейти к рассмотрению самого оригинального стабилизатора, рассмотрим параметрический стабилизатор (рис. 12.50), который выполнен с использованием регулирующего транзистора (эмиттерного повторителя) по схеме Шиклаи. Коэффициент стабилизации стабилизатора подобного типа определяют по формуле:

$$K_{CT} \approx \frac{R1 \cdot U_H}{r_{CT} \cdot U_{BX}},$$

где  $r_{CT}$  — динамическое сопротивление стабилитрона, зависит от тока через стабилитрон и типа стабилитрона. Например, для стабилитронов типа Д814А при токе 5 мА оно равно 6 Ом, для стабилитронов этого типа с другой буквой лежит в пределах от 10 до 18 Ом.

Коэффициент стабилизации такого стабилизатора не превышает 100. Его можно повысить заменой базового резистора генератором тока (аналогично рис. 12.45). В этом случае коэффициент стабилиза-

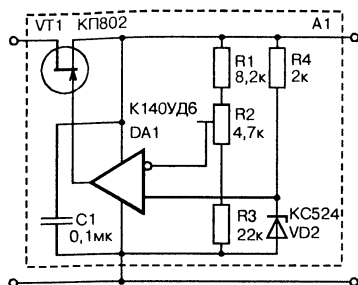


Рис. 12.49. Схема мощного стабилизатора на СИТ

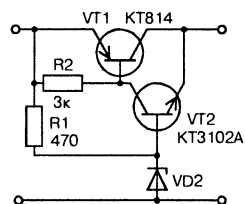
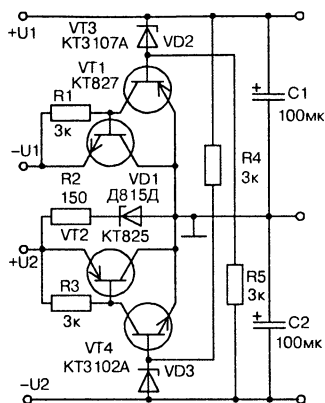


Рис. 12.50. Параметрический стабилизатор последовательного типа

ции повышается примерно до 300. Дополнительно коэффициент подавления пульсаций можно повысить введением электролитического конденсатора, подключенного параллельно стабилитрону. Недостаток схемы — отсутствие защиты от КЗ.



**Рис. 12.51.** Мощный двухполярный стабилизатор для питания УМЗЧ

Высокий коэффициент стабилизации, высокая нагрузочная способность, надежная защита при КЗ, низкое динамическое выходное сопротивление, малая постоянная времени апериодического переходного процесса при изменении тока нагрузки — таковы требования, предъявляемые к стабилизатору напряжения питания УМЗЧ. Всем этим требованиям в значительной степени отвечает стабилизатор, схема которого приведена на рис. 12.51 [71]. Ток нагрузки до 20 А, коэффициент стабилизации не менее 1000, выходное сопротивление не более 0,02 Ом. Напряжение стабилизации определяется напряжением стабилизации стабилитронов:  $U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - 0,6 \text{ В}$ .

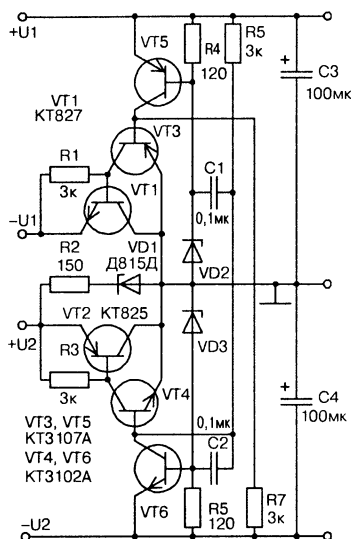
Стабилизатор состоит из двух параметрических стабилизаторов (аналогичных представленным на рис. 12.50), выполненных зеркально. С помощью переноса базовых резисторов со входа на выход одновременно удалось решить две задачи: существенно повысить коэффициент стабилизации за счет питания базовых резисторов выходным стабилизированным напряжением противоположного плеча и обеспечить надежную защиту от КЗ. При КЗ в одном плече прекращается ток через соответствующий базовый резистор второго плеча, что в свою очередь приводит к запиранию второго плеча стабилизатора, а следом и первого. Цепочка запуска состоит из резистора R2 и мощного стабилитрона VD1. Резистор должен быть проволочным мощностью 7,5 Вт. Номинал резистора определяет величину тока КЗ и начального запускающего тока (около 200 мА). В рабочем режиме стабилитрон находится в отсечке и на работу схемы влияния не оказывает. При большом токе нагрузки, если источник питания не имеет достаточного запаса по напряжению, регулирующие транзисторы входят в режим насыщения и передают входное напряжение на выход без фильтрации. Учитывая, что под максимальной нагрузкой выпрямленное напряжение падает на 20...25%, запас по входному напряжению для стабилизатора  $\pm 30 \text{ В}$  должен быть не менее 10 В, т.е. входное напряжение на холостом ходу должно быть не менее  $\pm 40 \text{ В}$ . С другой стороны, запас не должен быть чрезмерно большим, что приведет к необходимости увеличения теплоотвода.

Транзисторы VT1, VT2 должны быть снабжены теплоотводом с рассеивающей мощностью не менее 100 Вт. В качестве стабилитронов VD2, VD3 можно использовать любые маломощные стабилитроны в последовательном включении с требуемым суммарным напряжением стабилизации. К достоинствам описанного стабилизатора следует отнести и то, что транзисторы могут быть установлены без изолирующих прокладок на общий теплоотвод, который к тому же не надо изолировать от общего. Недостатком стабилизатора является необходимость иметь два изолированных источника питания, а значит и два выпрямителя (двойное количество выпрямительных мостов). Однако все это с лихвой окупается характеристиками самого стабилизатора.

Снизить выходное сопротивление и повысить коэффициент стабилизации в несколько раз можно, если взамен параметрического стабилизатора использовать компенсационный стабилизатор (рис. 12.46). Вариант такого стабилизатора показан на рис. 12.52. Напряжение стабилизации равно:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{СТ}} + 0,6 \text{ В.}$$

Принцип защиты стабилизатора и схема запуска аналогичны предыдущей схеме.



**Рис. 12.52.** Схема мощного двухполярного стабилизатора с улучшенными характеристиками

## 12.18. Устройства защиты

Различают следующие виды защиты:

- ♦ от переполюсовки;
- ♦ от перегрузки по току;
- ♦ от короткого замыкания;
- ♦ от перенапряжения в первичной или во вторичных цепях;
- ♦ тепловая защита (см. защиту выходных каскадов УМЗЧ).

### Защита от переполюсовки

В защите от переполюсовки в основном нуждаются переносные устройства, а также автомобильная техника. Защита от переполюсов-



ки реализуется с помощью диода, включенного на входе цепи питания. Основные требования, предъявляемые к диоду, следующие:

- ♦ должен быть рассчитан на максимальный ток нагрузки;
- ♦ допустимое обратное напряжение диода должно быть на 20...30% больше напряжения питания;
- ♦ с целью повышения КПД диод должен иметь минимально возможное прямое падение напряжения.

Для защиты относительно низковольтной аппаратуры (переносной и автомобильной) наилучшим образом подходят диоды Шоттки.

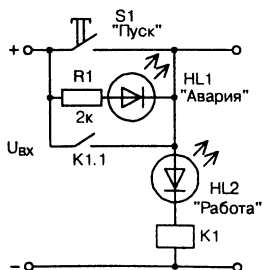
### Защита от перегрузки по току и короткого замыкания в нагрузке

Для защиты электронных устройств от перегрузки по току и КЗ в нагрузке традиционно используют плавкие предохранители. Однако, учитывая не всегда эффективную их работу, наряду с плавкими предохранителями широко используются электронные и электронно-механические устройства защиты. Эти устройства могут быть как с отключением, так и с автоматическим возвратом, с индикацией аварийного режима и без нее. В современных источниках питания все чаще используются стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении со всеми перечисленными выше видами защит.

В дополнительной защите нуждается большинство простых мало-мощных сетевых блоков питания (БП), содержащих трансформатор, выпрямительный мост, конденсатор фильтра и предохранитель. Даже если вы его дополните стабилизатором из серии КР142 (КР142ЕН5, КР142ЕН8, и т.д.) с током ограничения 1...1,5 А, трансформатор остается незащищенным, т.к. ток защиты стабилизатора превышает допустимый ток нагрузки БП в несколько раз. При КЗ может произойти недопустимый перегрев трансформатора и выход его из строя, а еще хуже — возгорание.

Существует много различных по сложности и эффективности схем защиты, остановимся лишь на некоторых из них. Простейший и доста-

точно эффективный вариант защиты от КЗ показан на схеме рис. 12.53 [72]. Его включают между выпрямителем с фильтрующим конденсатором и нагрузкой. Работает устройство следующим образом. После включения питания на выходе выпрямителя появляется напряжение, но оно не поступает в нагрузку. Для включения устройства необходимо одновременно нажать на кнопку ПУСК, т.е. подать напряжение на реле. Реле включится, контакты его замкнутся, и устройство перейдет в режим нормальной работы. Этот процесс для релейных устройств называется «са-



**Рис. 12.53.** Схема защиты от перегрузки и КЗ в нагрузке на базе реле

моподхватом». Если возникнет значительная перегрузка или КЗ, то напряжение снизится, реле отпустит и разомкнувшимися контактами отключит себя и нагрузку. Об аварийном режиме сообщит светящийся светодиод.

Малогобаритное реле подбирают в зависимости от напряжения блока питания. Например, реле РЭС55 с обмоткой сопротивлением 100 Ом будет работать в блоке питания с выходным напряжением 4 В и более. Отключение будет происходить при снижении напряжения до 2,7 В и ниже. Реле с обмоткой 1,8 кОм будет включаться при напряжении 10 В и более и выключаться при 6,5 В и менее. Для реле РЭС15 (паспорт РС4.591.003) с сопротивлением обмотки 1340 Ом эти напряжения будут соответствовать 8 и 5,5 В; для РЭВ20 ( $R_{обм} = 1$  кОм) — 5,8 и 3,7 В, а для реле РЭС49 ( $R_{обм} = 1,8$  кОм) — 12, и 7,5 В. Если в наличии имеется реле с низкоомной обмоткой, а устройство должно работать при относительно большом напряжении, то последовательно с обмоткой реле надо включить стабилитрон, что одновременно повысит и чувствительность устройства к перегрузке.

Недостатком рассмотренной схемы является необходимость дополнительной кнопки ПУСК для включения в нормальный режим, а также отсутствие автоматического возврата. Первый недостаток устранен в устройстве, показанном на рис. 12.54 [72]. В отличие от предыдущей схемы, где роль нерегулируемого порогового элемента играет само реле, в данной схеме пороговое устройство выполнено на тиристоре VS1. Порог чувствительности при перегрузке можно выставить подбором резистора R3. Для того чтобы при пусковом токе нагрузки (например, при работе на большую емкостную нагрузку), который превышает пороговый, не происходило срабатывания защиты, необходимо включить конденсатор между катодом и управляющим электродом тиристора VS1. Чем больше емкость нагрузки, тем больше должна быть емкость конденсатора. Недостаток наличия такого конденсатора — снижение быстродействия защиты. Если необходимо максимальное быстродействие, то конденсатор не устанавливают, а обходятся кнопкой ПУСК как в предыдущем случае.

Вариант электронного предохранителя, выполненного на биполярных транзисторах, показан на рис. 12.55. В данной схеме транзистор VT2 при нормальной работе находится в режиме насыщения и на нем рассеивается минимальная мощность. Для насыщения транзистора необходимо обеспечить ток  $I_b \geq I_k/h_{21э}$ . Однако при малых  $U_{кз}$  падает  $h_{21э}$  и выполнение этого условия становится трудно определимым. Резистор R4 выбирают из расчета обеспечения режима насыщения при максимальном токе нагрузки из условия:

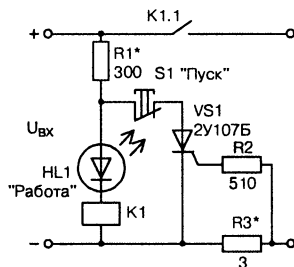
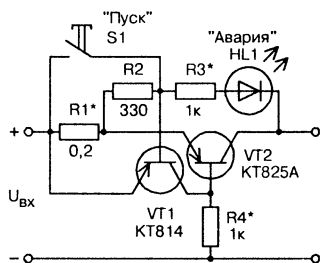


Рис. 12.54. Схема защиты с регулируемым порогом

$$I_B \geq 2 \cdot I_{H \text{ MAX}} / h_{213},$$

где 2 — коэффициент запаса.

Пороговое устройство выполнено на транзисторе VT1. Датчиком тока служит низкоомный резистор R1. При увеличении падения напряжения на нем примерно до 0,7 В через резистор R2 на базу транзистора VT1 начнет поступать ток, транзистор откроется и ограничит ток нагрузки. При дальнейшем увеличении нагрузки транзистор VT2 начнет закрываться, падение напряжения на нем будет увеличиваться. Как только это напряжение возрастет настолько, что откроется светодиод HL1 (свидетельствуя об аварийном режиме), включится положительная ОС через резистор R3 и транзистор VT1 полностью откроется, а транзистор VT2 лавинообразно закроется. При работе на относительно низкоомную нагрузку с конденсатором большой емкости устройство может не выйти на нормальный режим работы. Для этой цели, как и в предыдущих схемах, служит кнопка S1.



**Рис. 12.55.** Электронный предохранитель с минимальным падением напряжения

Более сложный вариант электронного предохранителя, выполненного полностью на полупроводниковых приборах, показан на рис. 12.56 [73]. Устройство содержит мощный транзистор VT3, который включен в минусовой провод питания, два генератора тока на полевых транзисторах — один регулируемый (на VT1), а другой — нерегулируемый, и пороговый элемент на тиристоре VS1. Управляющее напряжение на тиристор поступает с датчика тока, в роли которого выступает резистор R1 весьма малого сопротивления (0,1 Ом), а также с резистора R3. Порог включения используемого тиристора 0,5...0,6 В.

Работает предохранитель следующим образом. В исходном состоянии через транзистор VT2 протекает ток в пределах 8...15 мА (начальный ток стока используемого транзистора), который протекает через светодиод в базу транзистора VT2, открывая его. Поскольку коэффициент передачи составного транзистора несколько тысяч, он способен пропускать ток нагрузки в несколько ампер. При этом транзистор находится в насыщении и падение напряжения на нем не превышает 1 В.

Ток нагрузки создает падение напряжения на резисторе R1. Ток транзистора VT1 (регулируемый) создает падение напряжения на резисторе R3, которое складывается с напряжением на резисторе R1 и является управляющим для тиристора VS1. При достижении порогового значения тиристор откроется и напряжение на нем уменьшится до 0,7...0,8 В. При этом зажжется светодиод HL1 АВАРИЯ, а напряжение на светодиоде HL2 уменьшится настолько, что он погаснет. Транзистор VT3 закроется, и нагрузка окажется отключенной от блока питания.

Ток нагрузки, при котором будет срабатывать предохранитель, можно устанавливать подстроечным резистором R2 в пределах от нескольких десятков миллиампер примерно до 5 А. После устранения неисправности в нагрузке возврат в нормальное состояние производится кнопкой S1. Для более надежного запирания транзистора VT3 последовательно со светодиодом HL2 рекомендуется включить любой маломощный диод.

Описанные варианты устройств весьма надежны, но после срабатывания защиты требуют ручного запуска, что не всегда удобно. Поэтому определенный интерес представляют автоматически действующие защитные устройства. Простейший вариант такого устройства показан на рис. 12.57 [72]. Входное напряжение через резистор R1 поступает на базу транзистора VT1 и открывает его. Пороговое устройство выполнено на транзисторе VT2. В качестве датчика тока служит резистор R3. При указанном на схеме номинале ток КЗ составляет примерно 250 мА. Свечение светодиода сигнализирует об аварийном режиме. При токе меньше порогового транзистор VT2 закрыт и светодиод HL1 не горит. После устранения аварийного режима устройство автоматически возвращается в нормальное состояние.

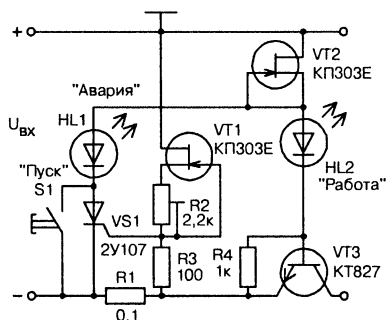


Рис. 12.56. Схема электронного предохранителя

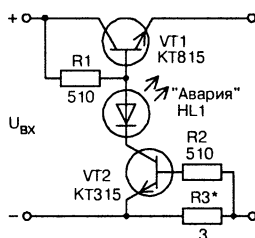
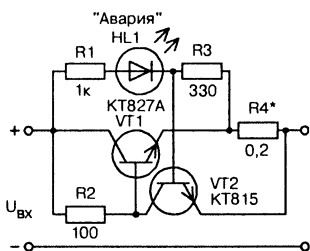


Рис. 12.57. Схема защиты с автоматическим восстановлением режима

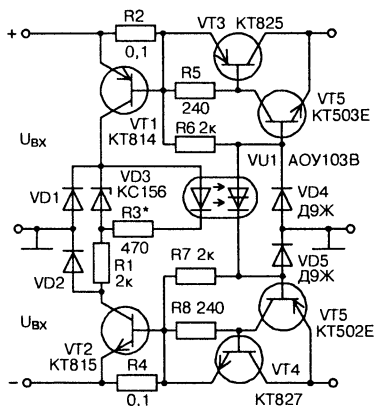
Недостатком устройства является то, что на активном элементе (VT1) в нормальном режиме падает относительно большое напряжение, которое изменяется с изменением тока нагрузки, а также то, что во время аварийного режима на транзисторе VT1 будет рассеиваться значительная мощность:  $P = I_{кз} \cdot U_{вх}$ . Поэтому транзистор VT1 должен быть снабжен теплоотводом с соответствующим тепловым сопротивлением. Для уменьшения падения напряжения в рабочем режиме в качестве VT1 лучше использовать составной транзистор по схеме Шиклаи или Дарлингтона.

На рис. 12.58 показана схема предохранителя с пониженным током КЗ. Датчиком тока служит резистор R4. При увеличении тока нагрузки до порога открывания транзистора VT2 последний открыва-



**Рис. 12.58.** Схема электронного предохранителя с пониженной мощностью рассеяния при КЗ

Вариант электронного предохранителя, рассчитанного для работы с мощным двухполярным источником питания, показан на рис. 12.59 [74].



**Рис. 12.59.** Электронный предохранитель мощного двухполярного источника питания

ется и ограничивает дальнейший рост тока нагрузки. Дальнейшее снижение сопротивления нагрузки приводит к увеличению падения напряжения на транзисторе VT1. Как только напряжения на транзисторе VT1 увеличится до открытия светодиода HL1, включится положительная ОС через резистор R1, транзистор VT2 полностью откроется, а транзистор VT1 лавинообразно закроется. Ток K3 будет ограничен суммой токов через резистор R2 и светодиод HL1.

Предохранитель имеет следующие характеристики:

максимальное входное напряжение, В ... ±60  
максимальный ток нагрузки, А ..... 7  
время срабатывания защиты, мкс ..... 30

Рассмотрим работу предохранителя в положительном плече источника. Как только падение напряжения на резисторе R2 превышает 0,6...0,7 В, открывается транзистор VT1 и через фотодиод оптрона VU1 течет ток, ограниченный резисторами R1, R3. Оптрон VU1 открывается, и напряжение на базах транзисторов VT5, VT6 резко снижается. Транзисторы VT5, VT6 закрываются, что приводит к закрытию и транзисторов VT3, VT4. Для перезапуска предохранителя необхо-

## Полимерные самовосстанавливающиеся предохранители

Как и традиционные предохранители, самовосстанавливающиеся предохранители срабатывают при превышении величины тока в цепи относительно некоторого выбранного номинального значения. Но, в отличие от традиционных предохранителей, самовосстанавливающиеся предохранители автоматически восстанавливают свои свойства, сокращая таким образом расходы на гарантийное и текущее обслуживание и ремонт. Будучи полимерными устройствами, самовосстанавливающиеся предохранители, кроме этого, имеют высокую прочность

к механическим ударам и вибрации и обеспечивают надежную защиту для широкого диапазона разнообразных применений.

Первые элементы PolySwitch, появившиеся на рынке в 1980 году, предназначались для защиты никель-кадмиевых аккумуляторных батарей от повреждения большими токами заряда/разряда и продолжают использоваться для этого по сей день. В настоящее время существуют 13 групп изделий PolySwitch (RGE, RXE, RUE, SMD и miniSMD, TR, TS, LTP, SRP, LR4, TAC, VTP, RUSB), имеющих различные типы корпусов (с выводами, для установки в держатель, для поверхностного монтажа).

### *Устройство и принципы работы*

Самовосстанавливающиеся предохранители основаны на использовании специального полимерного материала, находящегося в проводящем состоянии до определенной температуры, выше которой материал скачкообразно переходит в высокоомное аморфное состояние (десятки мегаом). Этот процесс называется «срабатыванием» предохранителя.

Полимерный предохранитель токовой защиты с положительным температурным коэффициентом (ПТК) включается в электрическую цепь последовательно с нагрузкой. Он обеспечивает защиту цепи, переходя из состояния с низким сопротивлением в состояние с высоким сопротивлением, реагируя таким образом на перегрузку по току. Такое изменение состояния — результат быстрого повышения температуры устройства, обусловленного внутренней теплогенерацией при нагреве.

Полимерный материал с ПТК представляет собой кристаллическую решетку органического полимера (полиэтилена), содержащую рассеянные токопроводящие частицы (углерод), выполненные в виде цепочек. Резкое повышение сопротивления обусловлено фазовым превращением в материале. В нормальном режиме работы, т.е. в холодном состоянии, материал является в основном кристаллическим, причем его токопроводящие частицы «втиснуты» в аморфные области между мелкими кристаллами. Тепло, генерируемое элементом и тепло, рассеиваемое в окружающей среде, находятся в равновесии при относительно низкой температуре. При возрастании тока, проходящего через элемент, при сохранении постоянной температуры окружающей среды, тепло, генерируемое элементом, увеличивается. Увеличивается также и температура элемента. Если, однако, это увеличение тока не слишком велико, вся генерируемая теплота может быть рассеяна в окружающей среде, и элемент останется в устойчивом состоянии при более высокой температуре. Если возрастает не ток, а температура окружающей среды, элемент также стабилизируется в устойчивом состоянии при более высокой температуре.

При дальнейшем возрастании тока или повышении температуры окружающей среды, или при одновременном воздействии этих факторов, температура элемента увеличивается. При любом дальнейшем возрастании тока или повышении температуры окружающей среды

скорость генерации тепла в элементе превышает возможную скорость его рассеивания в окружающей среде. При этом возрастает объем аморфной фазы и разрушается структура токопроводящих цепочек, что приводит к резкому увеличению сопротивления элемента. На этой стадии даже небольшое изменение температуры приводит к очень значительному (до  $10^7$  Ом) увеличению сопротивления, что вызывает в свою очередь соответствующее снижение тока в цепи и защиту электрической цепи от повреждения.

В течение периода, пока приложенное напряжение достаточно высоко, элемент остается в активном состоянии (т.е. в состоянии, обеспечивающем защиту), причем температура элемента достигает предельного значения 120...130°C. При снижении напряжения до уровня, когда количество теплоты, генерируемое элементом, и теплота, рассеиваемая в окружающей среде, уже не компенсируются, происходит разрушение полимерных изолирующих участков и элемент переключается в исходное состояние (самовосстанавливается). После первого срабатывания элемент PolySwitch имеет рабочее сопротивление, несколько превышающее исходное паспортное значение (обычно выше на 30...40%), но все-таки меньше, чем у керамических термисторов. При последующих срабатываниях рабочее сопротивление предохранителя становится равным исходному рабочему сопротивлению.

Максимальное время возврата в состояние с низким сопротивлением — от долей секунды до нескольких секунд в зависимости от степени перегрузки по току, вызвавшего срабатывание предохранителя. Корпорация Raychem поставляет по специальному заказу изделия PolySwitch, уже подвергнутые принудительному первому срабатыванию, что гарантирует постоянную, независимо от числа срабатываний (максимально до 3000 циклов), величину рабочего сопротивления. Предохранители PolySwitch рассчитаны на применение в промышленном (–40°C...+85°C) диапазоне температур и при относительной влажности окружающей среды до 95%, возможно их использование в цепях переменного тока с частотой до 100 МГц.

### *Области применения*

Самовосстанавливающиеся предохранители находят широкое применение в телекоммуникационном оборудовании, компьютерах и периферийных устройствах, аккумуляторных батареях, низковольтных источниках питания, измерительной аппаратуре и устройствах управления, системах речевого оповещения и аварийной сигнализации, электрооборудовании автомобилей и во многих других различных типах электронного оборудования.

- ♦ Самовосстанавливающиеся предохранители PolySwitch серий RGE, RXE, RUE и RUSB используются в системах аварийной сигнализации, измерительной аппаратуре и средствах управления, акустических системах, приемниках спутниковой связи и прочем электронном оборудовании. Использование этих уст-

роислов исключает необходимость применения в электронных изделиях предохранителей традиционного типа.

- ♦ Специально разработанные для применения в телекоммуникационном оборудовании, элементы PolySwitch серий TR и TS обеспечивают токовую защиту абонентских комплектов, кросс-систем, устройств абонентского доступа и аналогичных систем телекоммуникационного оборудования. При использовании совместно с устройством защиты от перенапряжения элементы защиты от перегрузки по току PolySwitch могут обеспечить защиту АТС от этих опасных факторов и предотвратить выход оборудования из строя. Использование предохранителей PolySwitch облегчает соблюдение отечественных и международных рекомендаций по безопасности, предъявляемых к телекоммуникационному оборудованию.
- ♦ Ленточные элементы PolySwitch (TAC, LR4, LTP и SRP) предназначены для защиты никель-кадмиевых, никель-металлгидридных и литиево-ионных аккумуляторных батарей, используемых в портативном электронном оборудовании, от опасностей, связанных с избыточным разрядом и коротким замыканием.
- ♦ Самовосстанавливающиеся предохранители для поверхностного монтажа (miniSMD, SMD) используются в компьютерах, периферийных устройствах и другом компактном электронном оборудовании для обеспечения защиты от внутренней и внешней перегрузки по току. Новая группа изделий miniSMD позволяет разработчикам применять защиту с помощью элементов PolySwitch на платах с очень высокой плотностью монтажа.

В табл. 12.21 и 12.22 приведены основные рабочие характеристики самовосстанавливающихся предохранителей.

Основные рабочие характеристики элементов PolySwitch

Таблица 12.21

Тип	Рабочее напряжение, В	Диапазон рабочего тока, А	Диапазон тока срабатывания, А	Диапазон рабочего сопротивления, Ом
RGE	16	0,30...1,40	0,60...2,80	0,004...0,034
RXE	60	0,10...3,75	0,20...7,50	0,03...2,50
RUE	30	0,90...9,00	1,80...18,0	0,005...0,07
SMD	6...60	0,30...3,00	0,60...6,00	0,02...2,40
miniSMD	6...30	0,10...2,60	0,20...5,20	0,02...7,00
TR	60	0,08...0,16	0,16...0,32	0,80...8,00
TS	60	0,13...0,15	0,26...0,30	9,00...12,00
LTP	15...24	0,70...3,40	1,40...6,80	0,027...0,20
SRP	15...24	1,20...4,20	2,40...8,40	0,024...0,16
VTP	16	1,70...2,40	3,40...4,80	0,026...0,052
LR4	15...20	1,70...7,30	3,40...14,50	0,012...0,078
TAC	15	1,00...2,10	2,00...4,20	0,062...0,155
RUSB	6...16	0,75...2,50	1,50...5,00	0,030...0,120



Тип	Ток нагрузки, А	Рабочее сопротивление, Ом		Рекомендуемое напряжение, В	Время срабатывания, с
		$R_{MIN}$	$R_{MAX}$		
TR250-120U	0,6	4,0	8,0	250...600	1,5
TR250-145U	0,7	3,0	6,0		2,5
TR250-180U	0,9	0,8	2,0		11,0
RXE010	0,07	2,5	4,5	60	0,4
RXE030	0,2	0,88	1,27		0,9
RXE090	0,58	0,2	0,34		1,5
RXE300	1,95	0,04	0,06		7,0
RUE090	0,54	0,07	0,12	30	2,0
RUE250	1,5	0,02	0,04		5,0
RUE600	3,6	0,005	0,02		10,0
RUE900	5,4	0,005	0,01		15,0

### Защита от перенапряжения

Защиту от перенапряжения применяют как в первичных, так и во вторичных цепях источников питания. В первичных цепях, как правило, применяют защиту в импульсных источниках питания для защиты силовых транзисторов преобразователей от импульсных перенапряжений в сети. В звукоусилительной аппаратуре такая защита практически не применяется. Во вторичных цепях защиту от перенапряжения применяют для защиты устройств, критичных к такому воздействию, например устройств, выполненных на ТТЛ микросхемах, или устройств, выполненных на операционных усилителях.

Простейший вариант защиты от кратковременных перенапряжений может быть выполнен с помощью самовосстанавливающегося предохранителя и стабилитрона (нескольких стабилитронов) соответствующего напряжения и мощности, включенного параллельно нагрузке. При этом напряжение стабилизации стабилитрона (стабилитронов) должно быть на 15...20% выше рабочего напряжения. Для

ограничения переменного напряжения используют встречно включенные стабилитроны.

Возможный вариант защиты для ТТЛ-логики показан на рис. 12.60. Устройство работает следующим образом. В исходном состоянии напряжение на выходе стабилизатора не превышает 5 В, транзистор VT1 и тиристор VS1 закрыты. В случае пробоя

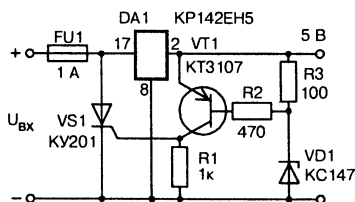


Рис. 12.60. Схема защиты от перенапряжения ТТЛ-логики

стабилизатора напряжение на выходе начинает повышаться и как только поднимется до 5,2...5,4 В (зависит от разброса напряжения стабилизации стабилитрона VD1), транзистор VT1 откроется и откроет тиристор VS1. В результате перегорит предохранитель и питание схемы обесточится. Для возможности плавной регулировки порога срабатывания защиты в качестве резистора R3 необходимо установить подстроечный резистор, к отводу которого подключить базу транзистора. В этом случае порог срабатывания защиты устанавливается в пределах 5,4...5,6 В.

### Сапрессоры

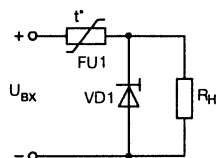
Сапрессоры (от английского to suppress — подавлять) переходного напряжения (СПН) — специальные стабилитроны для защиты устройств от выбросов напряжения. Различают два типа сапрессоров. К первой группе относят сапрессоры, принцип работы которых аналогичен обычным стабилитронам (например, односторонние и двусторонние сапрессоры TRANSIL фирмы STMicroelectronics). К другой группе относят сапрессоры, которые при достижении напряжения ограничения срабатывают подобно симистору. Такие сапрессоры (например, типа TRISIL) для восстановления высокоомного состояния требуют снятия напряжения.

К основным характеристикам сапрессоров относятся:

- напряжение ограничения (обычно при  $I = 1 \text{ mA}$ )  $V_{BR}$ ;
- напряжение отсечки (Reverse Stand-Off Voltage, обычно на 10% ниже  $V_{BR}$ ), это напряжение, при котором ток через сапрессор не превышает 5 мкА при напряжении ограничения больше 10 В, типовое значение не более 1 мкА; низковольтные сапрессоры имеют значение этого тока больше (до 1 мА);
- максимальный импульсный (пиковый) ток в течение 1 мс;
- время срабатывания 25 нс.

Импульсная (пиковая) мощность, обычно для импульса длительностью 1 мс — 400, 600, 1500 или 5000 Вт. Например, сапрессоры типа P6KE (600 Вт) выпускаются на напряжения ограничения от 6,8 до 440 В. При этом выдерживают импульсные токи от 55 до 1 А, сапрессоры типа 1,5KE (1500 Вт) выпускаются с таким же диапазоном напряжений ограничения и выдерживают импульсные токи от 139 до 2,4 А. В табл. 12.23 приведены основные характеристики некоторых сапрессоров типа P6KE.

Вариант комбинированной защиты с использованием самовосстанавливающегося предохранителя и сапрессора показан на рис. 12.61. Принцип работы в пояснениях не нуждается.



**Рис. 12.61.** Схема современной комбинированной защиты

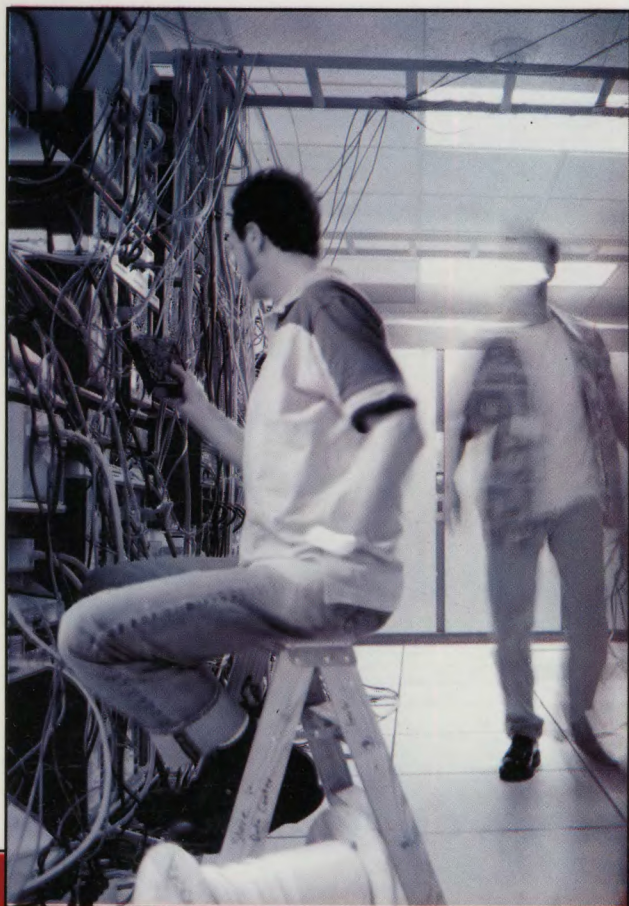
Основные характеристики некоторых сапрессоров типа Р6КЕ Таблица 12.23

Тип	Напряжение ограничения $V_{BR}$ при токе $I$			Напряжение отсечки, В	Максимальный импульсный ток, А
	$V_{BR\ MIN}$ , В	$V_{BR\ MAX}$ , В	$I$ , мА		
Р6КЕ6,8	6,12	7,48	10	5,50	55,5
Р6КЕ7,5	6,75	8,25	10	6,05	51,0
Р6КЕ8,2	7,38	9,02	10	6,63	48,0
Р6КЕ9,1	8,19	10,0	1,0	7,37	44,0
Р6КЕ12	10,8	13,2	1,0	9,72	35,0
Р6КЕ15	13,5	16,5	1,0	12,1	27,0
Р6КЕ20	18,0	22,0	1,0	16,2	21,0
Р6КЕ22	19,8	24,2	1,0	17,8	19,0
Р6КЕ27	24,3	29,7	1,0	21,8	15,0
Р6КЕ36	32,4	39,6	1,0	29,1	11,6
Р6КЕ62	55,8	68,2	1,0	50,2	6,8
Р6КЕ75	67,5	82,5	1,0	60,7	5,5
Р6КЕ82	73,8	90,2	1,0	66,4	5,1
Р6КЕ300	270	330	1,0	243	1,4
Р6КЕ400	360	440	1,0	324	1,05
Р6КЕ440	396	482	1,0	356	0,95

## Литература

1. Л. Чудновский, И. Чудновская. Особенности восприятия индивидуального музыкального образа // CHIP&NEWS, 1999, №7. С. 39...43.
2. А. Выходец и др. Радиовещание и электроакустика. — М.: Радио и связь, 1989.
3. А. Ефимов и др. Акустика. Справочник. — М.: Радио и связь, 1989.
4. Ю. Ковалгин. Стерефония. — М.: Радио и связь, 1989.
5. А. Лихницкий. Качество звучания. Новый подход к тестированию аудиоаппаратуры. — Санкт-Петербург, ПИК, 1998.
6. И. Бурко, П. Лямин. Бытовые акустические системы. — Минск, Беларусь, 1996.
7. С. Агеев. Должен ли УМЗЧ иметь малое выходное сопротивление? // Радио, 1997, №4. С. 14...16.
8. Ю. Береснев и др. Квадрофония или система ABC? // Радио, 1982, №9. С. 44...46.
9. А. Петров. Усилитель воспроизведения // Радиолюбитель, 1994, №8. С. 19...21.
10. ГОСТ 19775-87. Головки магнитные для магнитофонов. Общие технические условия.
11. Н. Сухов. Магнитные головки для кассетных магнитофонов // Радио, 1995, №5. С. 15.
12. Руденко М. Компакт-кассеты сегодня и завтра // Зарубежная радиоэлектроника, 1990, №7. С. 90...105.
13. Ломакина Е, Руденко М. Тенденции развития кассетных лент для бытовой магнитной звукозаписи // Зарубежная радиоэлектроника, 1990, №3, 4.
14. Алейнов А. Параметрическое динамическое подмагничивание // Радиоежегодник-89, М.: ДОСААФ, 1989. С. 93.
15. А. Козырев, М. Фабрик. Конструирование любительских магнитофонов, — М.: ДОСААФ, 1973. С.133.
16. В. Колосов. Современный любительский магнитофон. МРБ. — М.: Энергия, 1974.
17. Н. Сухов, В. Байло. Высококачественный предусилитель-корректор // Радио, 1981, №3. С. 35...38.
18. Н. Сухов. Адаптивное динамическое подмагничивание // Радиоежегодник-91 / Сост. А. В. Гороховский, М.: Патриот, 1991.
19. ГОСТ 24863-87. Магнитофоны бытовые. Общие технические условия.
20. Б. Коллендер. Испытания студийных магнитофонов. — М.: Связь, 1979.
21. А. Козявин. Понижение шума пауз магнитных лент // Радио, 1990, №4. С. 60...62.
22. Кодриев. Еще раз о магнитной записи // Радио, телевизия, электроника, 1987, №4. С. 18.
23. А.с. 124473.
24. В. Моин. Стабилизированные транзисторные преобразователи. — М.: Энергоатомиздат, 1986.
25. Заявка N60-25801, Япония, МКИ 4G11B5/03, вып. 116, N1, 1986 г. С. 44.
26. А. Петров. Современный усилитель-корректор // Радиолюбитель, 1992, №2. С. 33.
27. П. Шкритек. Справочное руководство по звуковой схемотехнике: Пер. с нем. — М.: Мир, 1991.
28. А. Петров. High-End усилитель из доступных деталей // Радиоаматор, 1999, №5. С. 5.
29. В. Король. УМЗЧ с компенсацией нелинейности амплитудной характеристики // Радио, 1989, №12. С. 52.
30. В. Кибакин. Основы теории и расчета транзисторных низкочастотных усилителей мощности. — М.: Радио и связь, 1988.
31. В. Костин. Психоакустические критерии качества звучания и выбор параметров УМЗЧ // Радио, 1987, №12. С. 40...43.
32. В. Хорошев, А. Шадров. УМЗЧ без общей ООС // Радио, 1989, №3. С. 65.
33. Д. Атаев, В. Болотников. Функциональные узлы усилителей высококачественного звуковоспроизведения. — М.: Радио и связь, 1989.
34. Патент ФРГ N3107799, МКИ H04R 3/00, публ. 30.05.85.
35. М. Эфрусси. Громкоговорители и их применение. — М.: Энергия, 1971.
36. Н. Сухов. Правда и «сказки» о высококачественном звуковоспроизведении // Радио, 1998, №7. С. 13...15.
37. За рубежом («IEEE Transactions on audio and electroacoustics» 1973, December, p. 545-551) // Радио, 1977, №6, с. 45.

38. А. Петров. Высококачественный транзисторный УМЗЧ // Радиолобитель, 1992, №9. С. 24.
39. А. Петров. А.с. 1113877 от 15.05.84 г, заявка 3503161 от 15.10.82 г.
40. С. Кризе, Ю. Черных. Современные высококачественные усилители звуковой частоты. — М.: Знание, 1987.
41. А. Витушкин, В. Телесин. Устойчивость усилителя и естественность звучания // Радио, 1980, №7. С. 36, 37.
42. А.с. 1185573
43. Г. Фрумкин. Расчет и конструирование радиоаппаратуры. — М.: Высшая школа, 1989.
44. ОСТ4 ГО.865.000.
45. В. Иванов и др. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы. — М.: Энергоатомиздат, 1988. С. 326.
46. Д. Дмитрокопуло. Разделение труда // STEREO & VIDEO, 1999, №4. С. 88...91.
47. П. Попов, В. Шоров. Повышение качества звучания громкоговорителей // Радио, 1983, №6. С. 50...53.
48. В. Иоффе, М. Лизунков. Бытовые акустические системы. — М.: Радио и связь, 1984.
49. О. Салтыков, А. Сырицо. Звуковоспроизводящий комплекс. Громкоговоритель // Радио, 1979, №7. С. 28...32.
50. О. Салтыков. Малогабаритный громкоговоритель // Радио, 1977, №11. С. 56, 57.
51. И. Алексеев. Об искажениях частотных характеристик малогабаритных акустических систем и «глубоких басах» // Радиохобби, 2000, №5. С. 59.
52. За рубежом. Улучшение качества звучания при малой громкости // Радио, 1980, №2. С.58.
53. И. А. Алдошина и др. Бытовая электро-акустическая аппаратура: Справочник, — М.: Радио и связь, 1992.
54. Генератор сигналов звуковой частоты (За рубежом) // Радио, 1987, №2. С. 60.
55. Универсальный измерительный прибор (За рубежом) // Радио, 1990, №8. С. 76, 77.
56. Г. Мошиц, П. Хорн. Проектирование активных фильтров. — М.: Мир, 1984.
57. Н. Шиянов. Устройства для настройки магнитофонов. — М.: Радио и связь, 1988.
58. Н. Сухов. Детонатор // Радио, 1982, №1, с. 34...37.
59. М. Малышев. Из обломков — инструмент // Хозяин, 2001, №6.
60. Э. Ромаш. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981.
61. И. Н. Сидоров и др. Малогабаритные магнитопроводы и сердечники. Справочник. — М.: Радио и связь, 1989.
62. Справочник по электротехническим материалам. Том 3. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
63. Г. Фрумкин. Расчет и конструирование радиоаппаратуры. — М.: Высшая школа, 1989.
64. Справочник по радиоэлектронике. Том 2. Под редакцией А. Куликовского, — М.: Энергия, 1968.
65. ГОСТ 27570.0-87. Безопасность бытовых и аналогичных электрических приборов.
66. Стабилизаторы напряжения серий КР1158. Справочный листок // Радио 2002, №4. С. 47.
67. А. Москвин. Транзисторные стабилизаторы напряжения с защитой от перегрузки // Радио 2003, №2. С. 26.
68. В. Андреев. Экономичные стабилизаторы // Радио 1998, №8. С. 60.
69. С. Назаров. Транзисторные стабилизаторы напряжения. — М.: Энергия, 1980.
70. В. Дьяконов и др. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. — М.: СОЛОН-Р, 2002.
71. В. Орешкин. Стабилизатор напряжения питания УМЗЧ // Радио 1987, №8. С. 31.
72. И. Нечаев. Защита малогабаритных сетевых блоков питания от перегрузок // Радио 1996, №12. С. 46.
73. И. Александров. Электронный предохранитель // Радио 2000, №2. С. 54.
74. А. Осенчук. Мощный лабораторный блок питания // Радиолобитель, 1997, №2. С. 28.
75. С. Халус. Полимерные самовосстанавливающиеся предохранители от RAYCHEM // Радиокомпоненты. 1999, январь-март. С. 16.



**Чип**  
индустрия

**ОПТОВАЯ БАЗА  
КОМПЛЕКТАЦИИ  
ЭЛЕКТРОННЫХ  
КОМПОНЕНТОВ И  
ПРИБОРОВ ДЛЯ  
РОЗНИЧНОЙ  
ТОРГОВЛИ И  
ПРОИЗВОДСТВА**

г. Москва, ул. Гиляровского, 39  
Тел/факс: (095) 973-70-73 (многоканальный)  
факс: (095) 971-31-45  
www.chipindustry.ru

РОССИЯ 129110 г. Москва, а/я 996, e-mail: sales@chipindustry.ru

**ВСЕ ТОВАРЫ В РОЗНИЦУ В МАГАЗИНАХ**

**Чип и Дип**

www.chipdip.ru

Адреса магазинов Чип и Дип:

Центральный : г. Москва, ул. Беговая, д. 2 • г. Москва, ул. Земляной Вал, д. 34 • г. Москва, ул. Гиляровского, д. 39  
г. Москва, ул. Ив. Франко, д. 40, к.1, стр. 2 • г. С.-Петербург, Кронверкский просп., д. 73, тел.: (812) 232-83-06, 232-59-87  
e-mail: chipdip@mail.wplus.net • г. Ярославль, пр. Ленина, д. 8а, тел.: (0852) 30-15-68, e-mail: chip-dip@yarslavl.ru

Единая справочная служба магазинов Чип и Дип:

Тел.: (095) 973-73-79 (многоканальный) e-mail: sales@chipdip.ru