

# Схемотехника

современных  
усилителей

**АМК**  
ИЗДАТЕЛЬСТВО

Дуглас Селф

Douglas Self

# Audio Power Amplifier Design Handbook

Third Edition



---

Дуглас Селф

## Схемотехника современных усилителей



Москва, 2011

**УДК 004.4**  
**ББК 32.844я75**  
**С29**

Дуглас Селф

Схемотехника современных усилителей. – М.: ДМК Пресс, 2011.– 536

С29 с.: ил.

**ISBN 978-5-94074-702-4**

Искусство проектирования аудиоусилителей издавна привлекает внимание и радиолюбителей, и профессионалов. Может показаться, что работа, которую при этом требуется выполнить, довольно проста, но для создания надежного высококачественного усилителя разработчик должен привлечь весь багаж своих знаний в области электроники. К сожалению, информация по вопросам проектирования усилителей мощности звуковых частот разрознена и зачастую труднодоступна. Данная книга поможет читателю восполнить этот недостаток. В ней рассматриваются вопросы минимизации искажений и повышения линейности усиления, затрагиваются проблемы, связанные с проектированием усилителей, такие как надежность, обеспечение стабильным питанием, защита от перегрузок и т.п. Приведен уникальный материал по режимам работы на реактивную нагрузку, необычным способам компенсации искажений и др. Обсуждаемые вопросы снабжены подробными ссылками на справочные издания, призванные помочь читателю в дальнейшем исследовании в этой области.

Издание предназначено разработчикам аудиоаппаратуры, квалифицированным радиолюбителям, а также может быть полезно студентам старших курсов радиотехнических специальностей и всем читателям, интересующимся современной аудиоэлектроникой.

Селф Дуглас

## **Схемотехника современных усилителей**

Главный редактор Д. А. Мовчан  
dm@dmk-press.ru

Перевод В. А. Гордеев  
Верстка М. М. Селеменин  
Корректор Л. В. Кикава  
Обложка А. Г. Мовчан

Подписано в печать 14.02.2011. Формат 70х100 1/16

Печать офсетная. Усл. печ. л. 12. Тираж 500 экз.

Издательство ДМК Пресс [www.dmk-press.ru](http://www.dmk-press.ru)

**ISBN 0-7506-5636-0 (англ.)**  
**ISBN 978-5-94074-702-4 (рус.)**

© Copyright © Douglas Self  
© Перевод на русский язык, оформление,  
издание, ДМК Пресс, 2011

## Содержание

---

<b>Предисловие</b>	10
<b>Глава 1. Общие сведения о УМЗЧ</b>	12
1.1. Экономическая важность УМЗЧ	12
1.2. Обращение к читателю	12
1.3. Цели и источники	13
1.4. Исследования в области проектирования УМЗЧ	14
1.5. Распространенные заблуждения	16
1.6. Показатели качества аудиоусилителей	32
1.7. Используемые сокращения	37
1.8. Список использованных источников	38
<b>Глава 2. История, архитектура и отрицательная обратная связь</b>	40
2.1. Краткая историческая справка	40
2.2. Архитектура усилителей	41
2.3. Классы усиления	43
2.4. Варианты класса В	48
2.5. Усилители переменного сигнала и усилители постоянного тока	51
2.6. Отрицательная обратная связь в УМЗЧ	54
2.7. Несколько распространенных заблуждений по поводу ООС	56
2.8. ООС и стабильность усилителя	60
2.9. Максимизация глубины ООС	68
2.10. Максимизация линейности усилителя при разомкнутой ООС	70
2.11. Список использованных источников	70
<b>Глава 3. Общие сведения об усилителях мощности</b>	72
3.1. Как работает усилитель	72
3.2. Преимущества типовой схемы	75
3.3. Восемь типов искажений	75
3.4. КНИ типового УМЗЧ	80

3.5. Линейность УМЗЧ с незамкнутым контуром ОС	80
3.6. Непосредственное измерение коэффициента усиления при разомкнутой ОС	80
3.7. Моделирование УМЗЧ	83
3.8. Концепция «безупречного усилителя»	84
3.9. Список использованных источников	85
<b>Глава 4. Малосигнальные каскады предварительного усиления</b>	<b>86</b>
4.1. Роль входного каскада УМЗЧ	86
4.2. Искажения сигнала в первом каскаде УМЗЧ	88
4.3. Биполярные или полевые транзисторы во входном каскаде	89
4.4. Сравнение однотранзисторного входного каскада с дифференциальным	90
4.5. Искажения сигнала во входном каскаде	91
4.6. Балансировка входного каскада	93
4.7. Токовое зеркало	95
4.8. Улучшение линейности входного каскада	97
4.9. Радикальные методы улучшения линейности входного каскада	99
4.10. Каскод во входном дифференциальном каскаде УМЗЧ	101
4.11. Снижение уровня шумов входного каскада	103
4.12. Постоянная составляющая выходного сигнала дифференциального усилителя	105
4.13. Максимальная скорость изменения выходного сигнала	107
4.14. Каскод усилителя напряжения	109
4.15. Искажения в каскаде усилителя напряжения	109
4.16. Схема усилителя напряжения	110
4.17. Искажения в каскаде усилителя напряжения	112
4.18. Линеаризация усилителя напряжения: активная нагрузка	113
4.19. Линеаризация усилителя напряжения	114
4.20. Буферирование	116
4.21. Сбалансированный усилитель напряжения	118
4.22. Ширина полосы пропускания при разомкнутой ООС	119
4.23. Управление шириной полосы пропускания при разомкнутой ООС	122
4.24. Заключение	122
4.25. Список использованных источников	123
<b>Глава 5. Оконечный каскад I</b>	<b>125</b>
5.1. Классы усиления	125
5.2. Искажения в выходном сигнале оконечного каскада	128
5.3. Спектр искажения «ступенька»	128
5.4. Схемотехника оконечных каскадов УМЗЧ	130
5.5. Нелинейные искажения в оконечном каскаде	141
5.6. Заключение	183
5.7. Список использованных источников	184

<b>Глава 6. Выходной каскад II</b>	185
6.1. Искажения номер 4: искажения, вызванные нагрузкой каскада усилителя напряжения	185
6.2. Искажения номер 5: искажения развязывающих (элементов) шин (питания)	188
6.3. Искажения номер 6: наведенные искажения	193
6.4. Искажения номер 7: искажения, связанные с точкой подключения обратной отрицательной обратной связи	195
6.5. Искажения номер 8: емкостные искажения	198
6.6. Пример конструкции: усилитель мощностью 50 Вт Класса B	201
6.7. Список использованных источников	211
<b>Глава 7. Коррекция, скорость нарастания выходного напряжения и устойчивость</b>	212
7.1. Частотная коррекция. Общие положения	212
7.2. Коррекция доминантного полюса	214
7.3. Коррекция на отставание по фазе	215
7.4. Влияние выходного каскада: инклюзивная коррекция Миллера	216
7.5. Вложенные петли обратной связи	217
7.6. Двухполюсная коррекция	219
7.7. Выходные цепи	223
7.8. Перекрестные помехи в выходном дросселе усилителя	239
7.9. Реактивная по характеру нагрузка и моделирование (нагрузки) громкоговорителя	245
7.10. Нагрузки громкоговорителей и выходные каскады	251
7.11. Увеличенные токи громкоговорителя	259
7.12. Неустойчивость усилителя	262
7.13. Быстродействие и скорость нарастания выходного напряжения в усилителе низкой частоты	265
7.14. Список использованных источников	279
<b>Глава 8. Источники питания и коэффициент подавления источника питания (PSRR)</b>	281
8.1. Принципиальные подходы к созданию источников питания	281
8.2. Подавление влияния шин питания в усилителех	290
8.3. Философия разработки проблемы коэффициента подавления шин источника питания, PSRR.	293
8.4. Подавление влияния плюсовой шины питания	294
8.5. Подавление минусовой шины источника питания	298
8.6. Список использованных источников	306
<b>Глава 9. Усилители мощности Класса A</b>	307
9.1. Предварительные замечания	307
9.2. Варианты схем усилителей Класса A и их эффективность	308
9.3. Выходной каскад усилителей Класса A	312

9.4. Схемы управления током в рабочей точке	
9.5. Оригинальный метод управления током в рабочей точке	320
9.6. Схема усилителя Класса А	322
9.7. Трехмодальный усилитель	325
9.8. Полное комплексное сопротивление нагрузки и рабочий режим	328
9.9. Эффективность работы	
9.10. О напряжении смещения при трехрежимной работе усилителя	337
9.11. Работа в режиме Класса А/АВ	338
9.12. Режим работы усилителя в классе В	342
9.13. Система переключения усилителя в различные классы работы	343
9.14. Тепловой расчет	344
9.15. Законченная схема Трехрежимного усилителя	346
9.16. Источник питания	349
9.17. Эксплуатационные параметры	351
9.18. Дополнительные возможности	351
9.19. Список использованных источников	353
<b>Глава 10. Усилители мощности Класса G</b>	<b>354</b>
10.1. Основы работы усилителя в классе G	355
10.2. Усилители Класса G с последовательной конфигурацией	356
10.3. Эффективность работы усилителя Класса G	358
10.4. Практические стороны дела	362
10.5. Требования к заданию напряжений смещения	363
10.6. Проблемы линейности последовательного усилителя Класса G	364
10.7. Статическая линейность	367
10.8. Практическая схема усилителя Класса G	370
10.9. Управление мало-сигнальными искажениями	370
10.10. Рабочие характеристики (эффективность)	377
10.11. Установление происхождения нового типа усилителя: Класс А + G	380
10.12. Добавление двухполюсной компенсации	383
10.13. Дальнейшие вариации на тему усилителя Класса G	385
10.14. Список использованных источников	386
<b>ГЛАВА 11. Выходные каскады на полевых транзисторах</b>	<b>387</b>
11.1. Характеристика мощных полевых транзисторов	387
11.2. Сравнение выходных каскадов на полевых и биполярных транзисторах	388
11.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором, IGBT	391
11.4. Выходные каскады на мощных полевых транзисторах	391
11.5. Мощные полевые и биполярные транзисторы: сравнение линейности характеристик	395
11.6. Полевые транзисторы в каскадах Класса А	396
11.7. Список использованных источников	399
<b>Глава 12. Термокомпенсация и динамика передачи тепла</b>	<b>400</b>
12.1. Почему условия, определяющие величину тока в рабочей точке, являются критичными	400

12.2. Точность, требуемая для эффективной тепловой компенсации	402
12.3. Основной метод температурной компенсации	408
12.4. Оценка погрешности напряжения смещения	410
12.5. Моделирование тепловых процессов	411
12.6. Моделирование выходного каскада на эмиттерных повторителях	412
12.7. Моделирование выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР	424
12.8. Критерий абсолютной общей ошибки	426
12.9. Улучшенная температурная компенсация: каскад с эмиттерными повторителями	427
12.10. Вариант улучшенной компенсации для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР	433
12.11. Улучшенное месторасположения термодатчика	434
12.12. Определитель температуры р-п перехода	436
12.13. Контроль температуры р-п перехода, учитывающий динамику процесса	438
12.14. Заключение	440
12.15. Источники напряжения смещения с переменным значением температурного коэффициента	442
12.16. Реальная динамика тепловых процессов	451
12.17. Список использованных источников	457
<b>Глава 13. Защита усилителя и громкоговорителей</b>	<b>458</b>
13.1. Категории защиты усилителя	458
13.2. Защита от перегрузки	462
13.3. Ограничительные диоды	476
13.4. Защита от смещения по постоянной составляющей	477
13.5. Тепловая защита	489
13.6. Питание вспомогательных цепей	492
13.7. Список использованных источников	493
<b>Глава 14. Заземление и некоторые другие практические     вопросы</b>	<b>494</b>
14.1. Использование печатных плат в схемах усилителей низкой частоты	494
14.2. Односторонние и двухсторонние печатные платы	498
14.3. Заземление усилителя	506
14.4. Контурные заземления: как они действуют и как с ними управляться	508
14.5. Оборудование Классов I и II	515
14.6. Вопросы проектирования и конструкции оборудования	518
<b>Глава 15. Тестирование, требования к безопасности</b>	<b>524</b>
15.1. Тестирование оборудования, поиск неисправностей	524
15.2. Требования к безопасности	526





*Я посвящаю эту книгу моим родителям Расселу (Russell) и Эвелин (Evelyn), а также всем друзьям и коллегам, которые оказали неоценимую помощь в работе над книгой. В особенности хочу отметить активную поддержку, оказанную мне Гаретом Коннором (Gareth Connor) в моих попытках создать «безупречный усилитель», и терпение Питера Кинга (Peter King) при обсуждении новых идей по этому вопросу.*

## Предисловие

---

Искусство проектирования аудиоусилителей издавна привлекает внимание и радиолюбителей, и профессионалов. Может показаться, что работа, которую при этом требуется выполнить, довольно проста, но для создания надежного высококачественного усилителя разработчик должен привлечь весь багаж своих знаний в области электроники. К сожалению, информация по вопросам проектирования усилителей мощности звуковых частот труднодоступна, поэтому я надеюсь, что данная книга восполнит этот недостаток.

Далеко не все вопросы, касающиеся проектирования аудиоусилителей, получили серьезное научное исследование. Большая часть книги – результат моих собственных исследований, которые я был вынужден выполнить из-за недостатка опубликованной по этому вопросу информации.

В результате моей работы по изучению источников возникновения искажений усищаемого сигнала – а это традиционно считается одной из самых трудных проблем при проектировании усилителей – были выявлены и отделены друг от друга несколько взаимодействующих механизмов генерации искажений, что позволило оценить и минимизировать вклад каждого из них с целью создания высококачественных усилителей классов А и В с предельно низким коэффициентом нелинейных искажений, что всего два-три года назад казалось еще невозможным. Предложенная методика проектирования аудиоусилителей, которая описана в этой книге, позволяет получать надежные результаты с использованием достаточно малого числа контуров отрицательной обратной связи и не повышает существенно стоимость проектируемых усилителей.

Проведенная работа приближает нас к понятию «безупречного усилителя», который мог бы служить своего рода эталоном качества усиления и к которому должен стремиться любой честолобивый разработчик. Первым шагом на этом пути стал разработанный мною *трехрежимный усилитель* (названный так потому, что он может работать в любом из трех режимов А, В или АВ), подробно рассмотренный в главе 9.

Кроме вопросов минимизации искажений и повышения линейности усиления, в книге также затрагиваются и другие важные проблемы, связанные с проектированием усилителей, такие как надежность, обеспечение стабильным питанием, защита от перегрузок и т.п. Приведен уникальный материал по режимам работы на реактивную нагрузку, необычным способам компенсации искажений и многое другое. Обсуждаемые вопросы снабжены подробными ссылками на справочные издания, призванные помочь читателю в дальнейшем исследовании в этой области.

В аудиотехнике нередко вспыхивают различные споры, точнее было бы сказать, что это стало обычным явлением, и это несмотря на то, что, как правило, редко удается выявить достаточно серьезную основу для таких разногласий. Хотя искусство проектирования аудиоаппаратуры развивалось по многим направлениям, но и ему не удалось избежать внимания тех, кто испытывает склонность скорее к суевериям, чем к науке. При работе над книгой я всегда старался следовать туда, куда вели меня факты, а мой опыт музыканта-любителя и профессионального разработчика аудиоаппаратуры, а также мои исследования в области психологии и психофизиологии слухового восприятия привели меня к твердому заключению, что не существует аспектов, влияющих на качество воспроизведения звука, которые нельзя было бы объяснить, и что любая достаточно серьезная книга на эту тему должна быть основана на этой предпосылке.

Я приложил все усилия, чтобы информация, представленная в этой книге – и теория, и результаты моделирования, и экспериментальные измерения, – не отклонялась от истины, насколько это возможно. Правильность основных положений, приведенных здесь, подтверждается выпуском более чем 20000 высококачественных усилителей, произведенных за последние два года, – вряд ли какая-либо методика проектирования может надеяться получить более серьезную экспериментальную поддержку. Разумеется, автор признает свою ответственность за любые неточности, которые могут еще могут быть выявлены.

Я думаю, что эта книга будет полезна всем разработчикам аудиоаппаратуры, как любителям, так и профессионалам. Но более всего я надеюсь, что она окажет стимулирующее воздействие на других исследователей в этой области и поможет им расширить границы наших познаний в области аудиотехники.

*Дуглас Селф*

# Глава 1. Общие сведения о УМЗЧ

---

## 1.1. Экономическая важность УМЗЧ

Значение усилителей мощности звуковых частот (УМЗЧ) трудно переоценить. Ежегодно в мире производится сотни тысяч УМЗЧ, история их развития ведется с двадцатых годов прошлого столетия. Поэтому вызывает удивление тот факт, что вопросам их разработки посвящено не так уж много книг.

Автор надеется, что книга, которую вы держите в руках, несколько восполнит этот пробел. Во-первых, здесь вы найдете серьезное обсуждение многих проблем, возникающих у разработчиков при проектировании УМЗЧ. Во-вторых, за последние годы в данной области было опубликовано немало оригинальных работ, поэтому одной из целей книги является распространение новых результатов среди широкой читательской аудитории.

Важный результат последних достижений в области разработки звуковых усилителей состоит в том, что процедура проектирования УМЗЧ с низким коэффициентом искажений теперь может быть описана в виде достаточно строгого алгоритма, а не расплывчатых методик с множеством подводных камней, как это было ранее.

## 1.2. Обращение к читателю

Чтобы книга такого рода имела разумный объем, автор вынужден предполагать у читателя наличие элементарных знаний в области аудиотехники. Поэтому мы не будем обсуждать определения основных понятий, таких как частотная характеристика, коэффициент нелинейных искажений и отношение сигнал/шум. Поскольку большинство банальных и широко известных фактов из области электроники безжалостно опущены, данная книга не может быть рекомендована для начального знакомства с предметом. Чтобы не усложнять изложение математическими выкладками, приведены только самые важные соотношения для основных параметров усилителей, а для сложного расчета характеристик рассматриваемых схем используются специализированные компьютерные программы.

Тем не менее, автор подробно обсуждает механизм действия отрицательной обратной связи, положенной в основу работу высококачественных усилителей, так как до сих пор широко распространены различные заблуждения относительно принципа работы подобных устройств.

### 1.3. Цели и источники

Основной материал, приведенный в данной книге, был первоначально опубликован в *Computer World* («Мир электроники») в виде серии из восьми статей под общим названием *Distortion In Power Amplifiers* («Искажения в усилителях мощности»). Статьи были посвящены главным образом обсуждению наиболее важного параметра звуковых усилителей – *коэффициенту нелинейных искажений* (КНИ). Значение этого параметра у различных УМЗЧ при максимальной выходной мощности может варьироваться от 2% до 0,0005%, то есть разница составляет 4000:1, и это при том, что и те, и другие усилители могут считаться достаточно качественными. Из этого нельзя делать вывод, что значение данного параметра не так уж важно. Если вы наблюдали развитие рынка аудиоусилителей за последние двадцать лет, то наверняка заметили, что УМЗЧ с более низким значением КНИ имеют большую стоимость. Далее мы подробно обсудим этот вопрос.

На публикацию первоначальной серии статей автора вдохновила идея создания усилителя, имеющего такую же линейность характеристики, что и усилители класса А, но без обычных в этом случае проблем с низким КПД и отводом тепла. Однако в процессе работы выяснилось, что высокая линейность выходного каскада практически полностью затмевается на фоне искажений, вносимых малосигнальными каскадами предварительного усиления. Поэтому достижение высоких характеристик всего устройства невозможно без снижения искажений в предварительных усилительных каскадах. Поэтому маломощные усилители класса А с высокой линейностью были рассмотрены отдельно, чтобы выявить различные источники искажений сигнала. Следует заметить, что это оказалось непростой задачей. Возможно, самым главным элементом новизны рассматриваемого в книге похода к описываемой проблеме заключается в том, что все источники искажений (а не один-два основных, как обычно) учитываются совместно, что дает в результате возможность проектировать УМЗЧ с чрезвычайно низким коэффициентом искажений, используя несколько общих контуров отрицательной обратной связи.

Большая часть книги посвящена рассмотрению проблем, связанных с искажениями в усилительных каскадах. Во-первых, это объясняется тем, что значение коэффициента нелинейных искажений изменяется в наиболее широких пределах, по сравнению со всеми другими параметрами усилительных каскадов. Во-вторых, вопрос об источниках искажений в усилителях до недавнего времени являлся своего рода белым пятном на карте разработчика УМЗЧ. Было ясно, что существуют несколько различных источников искажений, действующих совместно. Эта книга поможет вам отделить эти источники друг друга, чтобы по возможности минимизировать вклад каждого из них и добиться наиболее высоких характеристик проектируемого усилителя.

Следует заметить, что на протяжении всей книги мы будем считать, что искажение усиливаемого сигнала – это плохое явление и что оно должно быть по возможности минимизировано. Иногда выдвигаются альтернативные идеи по поводу того, что некоторые виды искажений воспринимаются ухом человека как вполне благозвучные и поэтому могут быть оставлены или даже увеличены при проектировании УМЗЧ, но автор никогда не разделял подобных воззрений. Поэтому мы будем стремиться к тому, чтобы сделать аудиотракт в максимальной степени прозрачным для усиливаемого сигнала. А если кому-то захочется внести в сигнал какие-либо искажения, то лучший способ реализации этого – использование дополнительного источника. Во-первых, такой подход более эффективен, чем генерация искажений нужного типа в самом усилителе, а во-вторых, он имеет важное преимущество перед всеми остальными методами, так как дополнительный источник искажений при желании может быть выключен.

Автор надеется, что представленная в книге информация будет полезна всем, кто интересуется проектированием аудиоусилителей. Великобритания имеет давнюю традицию маленьких и очень маленьких фирм, занимающихся производством аудиоаппаратуры, чьи технические и производственные мощности не слишком-то отличаются от возможностей опытного радиолюбителя. Поэтому книга рассчитана и на любителей, и на профессионалов.

Автор стремился как к техническому совершенствованию рассматриваемых устройств, так и к их экономической эффективности, то есть к достижению лучших характеристик при минимальной стоимости изделия.

Вероятно, читателю известен тот факт, что литература по электронике содержит множество описаний самых различных устройств, работоспособность которых кажется вполне вероятной, но которые никогда не проверялись на практике и зачастую оказываются неработоспособными. Поэтому автор по возможности стремился приводить в книге только те сведения и схемы устройств, которые были им собственноручно проверены. Этим объясняется непропорциональность представленного в книге материала, например, каскады на полевых транзисторах рассмотрены менее подробно, чем на биполярных. Дело в том, что полевые транзисторы, как правило, оказываются и более дорогими, и менее линейными. Кроме того, автор имеет опыт в проектировании УМЗЧ с выходной мощностью не более 300 Вт, так что сверхвысокомощные усилители для громкоговорящих систем оповещения также не представлены в книге. Автор надеется, что эти ограничения оправданы, так как помогут избежать публикации непроверенных сведений.

## 1.4. Исследования в области проектирования УМЗЧ

История развития твердотельных усилителей насчитывает уже более 40 лет, но было бы ошибкой считать, что все вопросы их анализа и проектирования достаточно изучены. В книге приводится ряд результатов, которые имеют элемент новизны:

- необходимость точного подбора входного импеданса усилителя для предотвращения генерации второй гармоники сигнала;

- повышение линейности и снижение коллекторного импеданса в каскаде усиления напряжения за счет использования супербета-транзистора;
- объяснения того, почему биполярный транзистор имеет больший коэффициент нелинейных искажений при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом, чем при восьмиомной нагрузке;
- выявление того факта, что в обычном выходном каскаде на биполярных транзисторах величина постоянного тока не оказывает решающего влияния на качество усиления, что действительно важно – так это напряжение между эмиттерами транзисторов;
- доказательство того, что полевые транзисторы в УМЗЧ, в течение многих лет рекламируемые как имеющие лучшую линейность усиления, на самом деле обладают по сравнению с биполярными транзисторами худшей линейностью характеристик;
- в большинстве УМЗЧ главным источником искажений являются не сами усилительные каскады, а наводки по шинам питания и нестабильность источника питания;
- несмотря на многочисленные публикации осциллограмм, изображающих последовательность прямоугольных импульсов, искаженных помехами, заявленных как демонстрация переходной характеристики при работе усилителя на емкостную нагрузку, на самом деле подобные диаграммы демонстрируют искажения, вызванные выходной индуктивностью и импедансом нагрузки, и мало что говорят о стабильности усиления.

Приведенный список может быть продолжен.

Как и любая другая, данная книга не может являться последним словом в области проектирования УМЗЧ, она лишь отражает состояние проблем, сложившихся в этой области к моменту ее написания. Разумеется, также нельзя утверждать, что здесь всесторонне рассмотрены все возможные типы усилителей мощности и нашли свое отражение все мыслимые аспекты их проектирования. При обсуждении многих затронутых здесь вопросов автор ловил себя на желании написать: «Потребуется отдельная книга для подробного рассмотрения...». На пути между Сциллой-Подробности и Харибдой-Разносторонности автор зачастую был вынужден отсылать читателя за дальнейшими сведениями к различного рода справочникам.

Бытует мнение, что проектирование дискретных усилителей – в значительной степени безынициативное занятие по сравнению с проектированием аналоговых интегральных схем. Стремительное развитие технологии операционных усилителей могло бы служить наглядным подтверждением данного тезиса. Но автор потратил значительное время на изучение последних достижений в области проектирования операционных усилителей и должен с сожалением констатировать, что эта область предоставляет не так уж много возможностей для фантазии разработчика, пытающегося создать новые методики проектирования аудиоусилителей; тому есть несколько причин, и чтобы сэкономить ваше время, автор перечислит некоторые из них:

- большинство накопленного в этой области исследовательского материала относится к полевым транзисторам, используемым в операционных усилителях,



изготовленных по КМОП технологии, которые по своим параметрам заметно отличаются от биполярных транзисторов (например, низкой крутизной характеристики);

- только в ранних работах по этой тематике рассматривалось использование биполярных транзисторов, так как имелись серьезные затруднения при создании комплементарных каскадов: р-п-р транзисторы в интегральном исполнении имели низкое значение коэффициента усиления и плохую частотную характеристику;
- большое количество усилий при создании операционных усилителей сосредотачивалось на достижении наилучших характеристик входного каскада, что было бы неправильным при проектировании УМЗЧ;
- многие методики проектирования операционных усилителей существенным образом используют высокую идентичность параметров транзисторов, выполненных по интегральной технологии на одном кристалле полупроводника; кроме того, в большинстве случаев стремятся минимизировать занимаемую транзисторами площадь, чтобы снизить стоимость микросхемы, что также не может быть перенесено в область проектирования УМЗЧ;
- многие методы проектирования операционных усилителей создавались только для того, чтобы обойти трудности, которые имеются (или имелись) при создании резисторов и конденсаторов в интегральном исполнении.

Описанный в книге материал базируется главным образом на методах проектирования усилителей в дискретном исполнении. Разумеется, уже существует большое количество интегральных и гибридных УМЗЧ, но их характеристики и схемы включения строго фиксированы, и разработчику ничего не остается, как просто следовать инструкции по их применению. За последние десять лет качество и надежность интегральных УМЗЧ заметно улучшилось, но они все еще имеют достаточно высокий коэффициент нелинейных искажений и высокую потребляемую мощность, поэтому преимущество использования дискретной элементной базы, по-видимому, сохранится еще надолго.

Искусство проектирования УМЗЧ многим представляется как нечто схожее с черной магией, то есть сам процесс считается невероятно сложным, а результат – непредсказуемым. Автор надеется, что эта книга приоткроет завесу тайны и покажет, что вполне возможно добиться предсказуемых результатов при выполнении последовательности четко описанных шагов проектирования. Описанный в книге алгоритм проектирования позволяет путем использования небольшого количества контуров отрицательной обратной связи добиться чрезвычайно низкого значения коэффициента нелинейных искажений (до 0,001% на частоте 1 кГц).

## 1.5. Распространенные заблуждения

Аудиотехника, как ни одна другая область, пестрит огромным количеством ошибочных суждений. За последние двадцать лет положение дел еще более ухудшилось под влиянием целого ряда течений, объединенных под общим названием «субъективизм». Многие самоуверенные эксперты считают возможным

утверждать, что они способны различить такие нюансы звучания, которые нельзя выразить в терминах электрических измерений.

Материал данной книги опирается только на те понятия, которые могут быть измерены, удовлетворяют обычно для научных исследований требованию повторяемости и лишены любого налета субъективизма. На самом деле это не такое уж и большое ограничение, как может показаться на первый взгляд, и позволит нам разработать методику проектирования высококачественных усилителей. В конце концов, ничто не мешает приверженцу субъективизма после применения нашей строгой и рациональной методики «позолотить лилии», используя супермодный резистор или какой-нибудь дорогой конденсатор и соединив все это вместе проводом, цена которого за метр превышает стоимость всего остального устройства – такие реверансы в сторону субъективизма вряд ли уже смогут ухудшить качество спроектированного усилителя. Однако не все утверждения субъективистов столь же безобидны, встречаются и безусловно вредные гипотезы, например, о том, что в усилителях не следует использовать отрицательную обратную связь.

Такое большое количество заблуждений объясняется, вероятно, тем, что аудиоэлектроника оказывается значительно более технически сложной, чем это представляется при первом знакомстве с предметом. Довольно просто, соединив вместе нужные радиоэлементы, получить работающий усилитель, и эта простота создает иллюзию того, что мы достаточно глубоко понимаем принцип работы созданного нами устройства. Напротив, мало кто решится пропагандировать такой же подход к проектированию, например, крыла самолета или двигателя ракеты: возможностей для совершения ошибки здесь намного больше, а цена ошибки – выше.

Автор потратит некоторое время и место в этой книге на рассмотрение некоторых идей субъективизма, но только для того, чтобы убедить читателя в том, что эти идеи не могут оказать ни малейшей помощи тем, кто надеется спроектировать качественный УМЗЧ. Заметим, что здесь речь идет только о стадии проектирования, реклама – это, конечно, уже другой вопрос.

### 1.5.1. Наука и субъективизм

Вряд ли еще какая-нибудь отрасль современной науки и техники столь же явно разделяется на два противоборствующих лагеря с точки зрения приверженности рационализму или субъективизму, как это случилось с аудиотехникой. Субъективизм все еще обладает заметным влиянием в области производства высококачественной аудиоаппаратуры, но его значимость в среде профессиональных звукотехников мала, так как близкое знакомство с «живым» звуком, а также необходимость зарабатывать себе на жизнь, используя надежное и высококачественное оборудование, создает заградительный барьер на пути большинства иррациональных влияний. (Заметьте, что антонимом к понятию «субъективист» является не «объективист», а «рационалист».)

Большинство отраслей современной технологии развиваются в направлении повышения каких-нибудь показателей, которые всегда можно измерить:

производители автомобилей конкурируют друг с другом, пытаются повысить максимальную скорость или снизить потребление топлива, изготовители компьютеров увеличивают тактовую частоту процессоров... Улучшение любого из этих показателей качества выпускаемой продукции однозначно расценивается как шаг вперед. Напротив, в области Hi-Fi звуковоспроизведения большинство людей затрудняются в определении направлении развития.

Один субъективист сказал мне, что человеческое ухо является настолько сложным инструментом, что процесс восприятия звука не может быть однозначно соотнесен с теми электрическими параметрами, которые могут измерить наши приборы. Я надеюсь, что это крайняя позиция. Мой опыт профессионального разработчика аудиоаппаратуры и мои исследования в области психоакустики заставляют меня с сомнением относиться к идеям субъективистов. Хотя подобные воззрения еще распространены, но они вряд ли могут стать основой надежной методики проектирования аудиоаппаратуры.

### 1.5.2. Концепция субъективизма

Приведем краткое перечисление основных тезисов субъективизма:

- Объективные измерения показателей качества воспроизведения звука с помощью аудиоаппаратуры слабо коррелируют с субъективными впечатлениями слушателей и поэтому могут не приниматься во внимание, если они не соответствуют последним.
- Усилителям свойственен эффект деградации звука, который не известен ортодоксальной технической науке и не может быть измерен с помощью электрических приборов.
- Объяснения причин ухудшения качества звучания могут опираться на весьма широкие предположения о таинственных дефектах в конденсаторах или соединительных проводах, не подтвержденные какими-либо объективными свидетельствами.

Я надеюсь, что достаточно точно передал здесь основные идеи субъективизма. Заметим, что несмотря на ожесточенные дебаты, люди продолжают покупать обычные Hi-Fi системы воспроизведения звука, к тому же кажется весьма маловероятным, чтобы промышленность избрала для определения направления своего развития столь таинственные и далекие от науки концепции.

По аналогии с этим уместно вспомнить гонения на генетику и лысенковщину [1] в СССР, а также исследования в области парапсихологии, которые вот уже на протяжении 100 лет так и не смогли привести к получению объективно наблюдаемых и повторяемых результатов [2]. Возможно, читатель возразит, что парапсихология – не слишком подходящая аналогия, так как большинство нормально мыслящих людей согласится с тем, что в ней начисто отсутствует сам предмет исследования, в то время как вряд ли кто-либо осмелится заявить, что корреляция между объективно измеряемыми параметрами аудиоустройств и качеством звучания полностью отсутствует – достаточно приложить телефонную трубку к уху, чтобы наглядно убедиться в том, что ширина полосы пропускания в 4 кГц

и коэффициент нелинейных искажений, равный 10%, обеспечивают недостаточно хорошее качество звука.

Приведем более убедительный пример – теперь уже почти забытую историю «открытия» N-лучей. В 1903 году французский физик Рене Блондло (Rene Blondlot) заявил, что он обнаружил новый тип излучения, названный им N-лучами (это случилось вскоре после того, как Рентген открыл излучение, которое в настоящее время носит его имя). По утверждению Блондло, новые лучи преломлялись с помощью алюминиевой призмы, но обнаружить их можно было только с помощью субъективной оценки яркости свечения электрической дуги, на которую они якобы оказывали какое-то таинственное воздействие. Таким образом, никакое объективное измерение этих лучей не представлялось возможным. Тем не менее, сам Блондло и не менее 14 его коллег утверждали, что изменение яркости электрической дуги вполне наблюдаемо, и французская Академия наук выпустила более чем 100 статей по этой теме.

К сожалению, французский физик и его коллеги стали жертвами известного в науке явления, носящего название «ожидания экспериментатора». Американский ученый Роберт Вуд (Robert Wood) наглядно продемонстрировал субъективную природу явления, когда во время демонстрации незаметно убрал алюминиевую призму, но горе-экспериментаторы продолжали утверждать, что все равно наблюдают эффект изменения яркости.

Остается признать, что очень многие люди склонны обманываться в своих субъективных оценках какого-либо явления, поэтому подобного рода суждения не могут служить ориентиром при выборе направления прогресса в науке и технике.

### 1.5.3. Краткая история субъективизма

Ранняя история субъективизма начинается с того момента, когда слушатели восторженно заявили, что граммофон воспроизводит звук, не отличимый от реального. Интерес к звуковоспроизводящей аппаратуре вновь вспыхнул в послевоенный период, когда были приняты новые технические стандарты, например DIN 45-500, хотя вскоре после этого они неоднократно подвергались острой критике за свою излишнюю лояльность. В конце 60-х годов XX века эксперты пришли к более-менее единодушному мнению, что Hi-Fi аппаратура звуковоспроизведения должна иметь суммарный коэффициент нелинейных искажений не более 0,1%, достаточно широкую частотную характеристику (от 20 Гц до 20 кГц) и как можно более низкий уровень шума.

В начало 70-х годов к этому добавились требования о наличии защиты от перегрузок, но в любом случае обзоры и публикации по данной теме апеллировали к строгим техническим параметрам и в них отсутствовало всякое упоминание о субъективном качестве звучания.

Первой ласточкой новой истории субъективизма стала колонка *Subjective Sounds* («Субъективные звуки») Поля Мессенджера (Paul Messenger) в журнале *Hi-Fi News* в сентябре 1976 года (впоследствии это издание стало главным рупором субъективистов). Прочитаем небольшой отрывок из этой публикации:

«Оценка качества звука всегда будет (почти) полностью субъективна, что имеет как свои сильные, так и слабые стороны, поскольку получение лабораторных данных требует больших затрат, и хотя человеческое ухо склонно ошибаться, но в то же время является чувствительнейшим из доступных нам инструментов восприятия». Заметим, что ни в одной из ранних публикаций сторонников субъективизма не содержалось даже упоминание о качестве работы и параметрах собственно усилителей. Только в марте 1977 года вышла статья Джина Хирага (Jean Hiraga), в которой подверглась суровой критике большая глубина отрицательной обратной связи в УМЗЧ, имеющих коэффициент нелинейных искажений около 2%. В том же номере журнала Поль Мессенджер заявил, что ламповый усилитель Радфорда (Radford) «звучит» лучше, чем транзисторный, и к концу года шумиха по этому вопросу уже была в самом разгаре. В августе 1977 года Хигара выступил с весьма спорным утверждением о якобы слышимых ухом человека искажениях в соединительных проводах, после чего уже можно было ничему не удивляться.

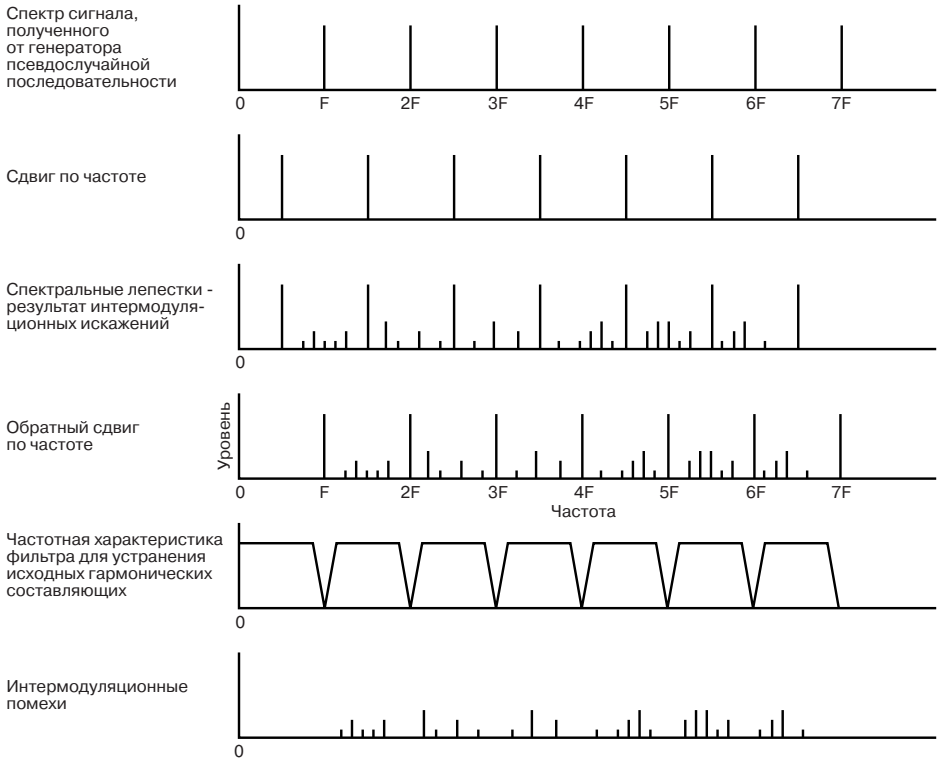
#### 1.5.4. Ограниченность человеческого восприятия звука

Субъективисты апеллируют к известным свойствам человеческого слуха. Существует большое количество публикаций по психофизиологии слухового восприятия – психоакустике. Вкратце основные накопленные к настоящему времени факты из этой области формулируются следующим образом:

- Минимальное изменение амплитуды чистого тона, которое еще может воспринимать ухо человека, составляет около 0,3 дБ; номинальное значение этого параметра – от 0,5 до 1,0 дБ. Другими словами, человек ощущает, что звук становится чуть громче или чуть тише, когда изменение уровня звука достигает примерно 10% [4].
- Минимальное изменение высоты чистого тона (то есть частоты звукового колебания), воспринимаемое человеком, составляет 0,2% в диапазоне 500 Гц – 2 кГц. Именно к этому параметру – высоте звука – человеческое ухо является наиболее чувствительным.
- Минимальный слышимый уровень искажений – это самый трудный для точного измерения параметр, так как его значение зависит от многих факторов. Принято считать, что на слух воспринимаются нелинейные искажения, достигающие 1%, а для перекрестных искажений слышимый порог составляет 0,3% или даже ниже. Поэтому никто не может утверждать, что способен воспринимать улучшение качества звучания при снижении коэффициента нелинейных искажений усилителя с 0,005% до 0,001% [6].

Как известно, результаты измерения КНИ, выполненные с помощью обычного анализатора, могут иметь лишь ограниченное применение для предсказания субъективного качества воспроизведения звука. Очевидно, что при воспроизведении музыки уровень интермодуляционных помех более важен, чем коэффициент гармоник. Однако измерение последнего параметра дает опытному исследователю большое количество информации о самой первопричине нелинейности усилителя. Существуют и другие методы измерения уровня искажений, и хотя они

менее информативны, но учитывают сразу весь частотный диапазон и хорошо коррелируют с субъективными оценками качества звучания. Например, тест Белчера (Belcher) на уровень интермодуляционных искажений (его принцип иллюстрируется на рис. 1.1) заслуживает большего внимания, чем то, каким он пользуется



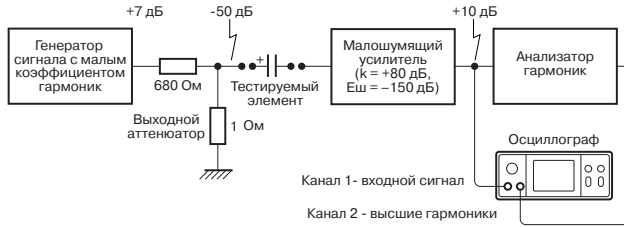
**Рис. 1.1.** Метод Белчера измерения уровня интермодуляционных искажений

в настоящее время; возможно, он приобретет популярность в связи с распространением в последнее время процессоров цифровой обработки сигналов.

Одно из возражений, высказываемых противниками измерения коэффициента нелинейных искажений, заключается в том, что этот параметр не позволяет выявить нелинейность усиления, имеющую предельно низкий уровень. Хоксфорд (Hawksford), например, утверждает, что «пороговые явления определяют предельную границу прозрачности усилителей» [7], а некоторые эксперты заявляют, что металлические контакты в схеме усилителей образуют что-то вроде микродиодов. Подобные (весьма вредные) гипотезы и в самом деле могут дискредитировать значимость измерений коэффициента нелинейных искажений.

Я разработал метод измерения предельно низких значений КНИ (до 0,01% при среднеквадратическом уровне сигнала 200 мкВ) и использовал его для измерения нелинейностей, вызванных электролитическими конденсаторами большой

емкости, различными контактами и длинными соединительными проводами, как обладающими, так и не обладающими теми таинственными свойствами, которые приписывают им субъективисты. Схема измерений показана на рис. 1.2, в ней использован малошумящий усилитель [8]. Использование делителя напряжения с малым значением сопротивления нижнего плеча, который служит для ослабления входного сигнала, позволяет свести шумы Джонсона<sup>1</sup> к минимуму. Никаких нелинейных искажений, вызванных испытываемыми элементами, обнаружить так и не удалось.



**Рис. 1.2.** Метод измерения низких значений коэффициента нелинейных искажений

Интермодуляционные искажения, очевидно, ухудшают разделение стереоканалов, но данный эффект практически невозможно обнаружить, пока он не достигнет по крайней мере значения 20 дБ, но в более-менее качественных усилителях его значения много меньше.

Фазовые и групповые задержки долгое время служили источником всякого рода споров. Стэнли Липшиц (Stanley Lipshitz) и др. отмечают, что эти эффекты, очевидно, заметны, но только если они имеют достаточно большую величину. Но ведь никто не проектирует усилители, которые бы воспроизводили верхнюю половину звукового спектра на три часа позже нижней. Поэтому обсуждения о влиянии фазовой задержки сосредоточились главным образом на динамиках, то есть там, где такие задержки еще могли бы иметь место, не сопровождаясь при этом наблюдаемым измерением частотной характеристики. Липшиц утверждает [10], что влияние фазового фильтра второго порядка с постоянной АЧХ может восприниматься ухом человека, в то время как Британская вещательная корпорация (BBC – British Broadcasting Corporation) в лице Харвуда (Harwood) [11] утверждает прямо противоположное, так что истина в этом вопросе пока еще не установлена. Следует заметить, что эта проблема не так уж и важна для проектировщика аудиоусилителей, поскольку требуется ужасающая некомпетентность, чтобы разработать схему усилителя, включающую в себя фазовый фильтр. В противном случае фазовые задержки в усилителе полностью определяются его частотной характеристикой (и наоборот) – данный факт хорошо известен из теории автоматического управления. Частота среза правильно спроектированного

<sup>1</sup>Тепловые шумы, вызванные хаотичным движением носителей заряда, в технической литературе часто называются также шумами Найквиста. – Прим. ред.

аудиоусилителя располагается не слишком далеко за пределом его частотного диапазона и это, конечно, обуславливает небольшую фазовую задержку усиленного сигнала, но она слишком мала, чтобы быть заметной слушателю [8].

Исследования в области психоакустики показывают, что человеческий слуховой аппарат обладает удивительной чувствительностью, хорошо различает направление на источник звука и имеет широкий динамический диапазон, но его способность воспринимать малые изменения уровня сигнала или гармонические искажения не так уж велика. И это не должно вызывать удивления: в ходе эволюции человеческого организма на первое место всегда выдвигалась возможность быстро определить источник опасности (то есть услышать даже самый слабый звук и определить направление, из которого он исходит), а также способность хорошо различать речь. С точки зрения распознавания человеческой речи много важнее уметь выделять форманты (частотные диапазоны гармонических составляющих звуков речи, издаваемых с помощью голосового аппарата), а также разделять гласные и согласные, чем повышать значения параметров, рассматриваемых обычно для Hi-Fi аппаратуры. Возможно, само существование такого направления человеческого творчества, как музыка, является своеобразным побочным эффектом развития наших удивительных способностей, развитых в результате речевого общения.

### 1.5.5. Предмет веры: доктрины субъективизма

Все перечисляемые ниже утверждения считаются общепризнанными в среде субъективистов и неоднократно упоминаются в литературе как непреложные факты. Однако ни одно из этих положений за последние пятнадцать лет так и не нашло своего объективного подтверждения. Такой грустный рекорд, возможно, способны побить разве что студенты, обучающиеся на курсах парапсихологии.

- Обычно используемые при испытании аудиоаппаратуры синусоидальные колебания являются слишком стабильными сигналами и поэтому не соответствуют сложному характеру реальных сигналов, для усиления которых эта аппаратура предназначена.

Поскольку производные любого порядка для синусоидального колебания не равны нулю, то понятие стабильности к ним вряд ли применимо. Во всяком случае, нет оснований считать, что, например, синусоидальная волна со случайно изменяющейся амплитудой будет для усилителей более адекватным испытанием.

Возможно, подобного рода утверждения являются следствием некоторого «очеловечивания» аудиоаппаратуры: некоторые думают, будто усилитель «понимает», что именно он усиливает. Конечно, комбинация двадцати синусоидальных колебаний с различными частотами представляется человеку более сложным сигналом, чем одно такое колебание, но для усилителя оба этих сигнала сводятся всего лишь к последовательности мгновенных значений напряжения, которые необходимо увеличить по амплитуде в определенное число раз и подать на низкоомную нагрузку.



- Конденсаторы искажают проходящий через них сигнал, и этот эффект не может быть обнаружен с помощью приборов, используемых для измерения коэффициента нелинейных искажений.

Некоторые исследователи, опираясь на эксперименты по вычитанию импульсных сигналов при прохождении их через конденсаторы двух разных типов, заявили, что наличие ненулевого разностного сигнала якобы доказывает, что конденсаторы вызывают искажения звука. Однако, на мой взгляд эти эксперименты всего лишь демонстрируют хорошо известные недостатки реальных конденсаторов, такие как потери в диэлектрике и наличие внутреннего сопротивления, а также, возможно, уязвимости пленки диэлектрика, используемого в конденсаторах, к изменению полярности приложенного сигнала. Ни один из этих эффектов, тем не менее, не способен повлиять на качество звучания правильно спроектированного усилителя.

- Прохождение сигнала по соединительным проводам, проводникам печатной платы и через контакты переключателей вызывает ухудшение качества звука. Покрытие поверхности контактов драгоценными металлами уменьшают этот эффект, но не устраняют его полностью. Это ухудшение также не обнаруживается с помощью стандартных методов измерения нелинейности усилителей.

Подобные беспокойства по поводу электрических соединений весьма распространены, но пока что нет ни одного достаточно весомого доказательства существования данных эффектов. Искажения, вносимые коротким отрезком провода в электрический сигнал, невозможно обнаружить с помощью приборов. Что касается утверждения относительно того, что межсоединения образуют нечто вроде микродиодов, то оно полностью исключается с точки зрения известных современной науке свойств радиотехнических материалов. Никто так и не смог предложить какой-либо метод измерения подобных эффектов.

Наиболее значимый параметр динамической головки – это индуктивность ее обмотки. Под влиянием этой индуктивности частотная характеристика всей системы звуковоспроизведения действительно несколько изменяется на высоких частотах, но эти отклонения вряд ли могут превысить уровень 0,1 дБ при разумных значениях индуктивности обмотки (скажем, менее 4 мкГн). Конечное сопротивление соединительного провода (около 0,1 Ом), разумеется, может вызвать небольшие искажения сигнала из-за малых вариаций импеданса динамика, но они весьма малы (не больше 0,05 дБ) и не могут повлиять на качество работы усилителя.

Также маловероятно, что коррозия контактов может сказаться на параметрах звуковоспроизведения. Хорошо известный эффект – формирование со временем на серебряной поверхности контактов слоя сульфида из-за окисления на воздухе – как правило, нарушает контакт полностью, позволяя только пиковым значениям передаваемого сигнала проходить через слой сульфида. Но этот эффект слишком велик, чтобы являться причиной малозаметных искажений сигнала, о которых говорят субъективисты. Для устранения данного явления контакты следует покрывать слоем золота, но это дорогое удовольствие.

- Кабель, используемый в усилителях, якобы обладает односторонней проводимостью, то есть передает сигнал в одном из направлений лучше, чем в другом.

Носителем звукового сигнала является переменный ток. Он распространяется по кабелю одинаково, независимо от своего направления. Любой, кто способен поверить, что это не так, вряд ли может спроектировать хоть какой-то УМЗЧ, так что дальнейшие аргументы по этому вопросу излишни.

- Ламповые усилители обеспечивают более качественное звучание, нежели транзисторные.

Справедливости ради следует признать, что эффект «лампового звука» действительно может иметь место. Многие эксперты в самом деле предпочитают некоторую долю примеси второй гармоники сигнала, которая характерна для ламповых усилителей из-за того, что последние обычно имеют небольшую глубину отрицательной обратной связи и, следовательно, недостаточную линейность. Но HiFi аппаратура по определению должна обеспечивать высокую верность звуковоспроизведения, поэтому если требуется добавить к сигналу вторую гармонику, то это должно управляться с помощью отдельной кнопки на передней панели усилителя.

Использование ламповых усилителей связано с целым комплексом дополнительных проблем: это плохая линейность, низкая надежность, необходимость применения огромных трансформаторов с железными сердечниками (что еще более ухудшает линейность усилителя в целом). Современная мода на ламповые усилители остается для меня загадкой, тем более что хрупкие стеклянные сосуды с раскаленными анодами, питаемыми сотнями вольт постоянного напряжения, вряд ли прибавляют чувство безопасности их обладателям.

Недавнее достижение субъективизма – одноцокольные триоды с прямым накалом – весьма дороги. Построенные на них усилители из-за асимметрии активного элемента имеют большой уровень второй гармоники сигнала и, следовательно, высокое значение коэффициента нелинейных искажений и требуют использования очень больших выходных трансформаторов, которые могли бы выдержать высокое значение постоянной составляющей анодного тока и сердечник которых при этом еще не входил бы в насыщение. В результате их выходная мощность ограничена величиной 10 Вт, если не меньше. В недавних обзорах говорится, что общий коэффициент нелинейных искажений усилителя Cary CAD-3000SEI достигает значения 3% при выходной мощности 9 Вт, и это при стоимости 3400 фунтов! К тому же еще требуется покупать отдельный предусилитель.

- Отрицательная обратная связь является безусловно вредной и без ее использования звучание усилителей всегда оказывается более качественным.

В действительности ООС не только не вредна, но является неотъемлемым принципом проектирования электронной аппаратуры, способным при надлежащем использовании улучшить значение практически любого ее параметра. Как правило, субъективисты критикуют общую отрицательную обратную связь, необходимость местной ООС нехотя признается ими, так как весьма трудно

разработать электронную схему без ее использования. Часто утверждается, что глубокая ООС искажает фронты импульсов, но это не так. Более подробно эту тему мы обсудим позже, кроме того, читатель может найти дополнительные сведения в [15].

- Регуляторы тембра ухудшают качество звучания, даже когда их регулировка настроена на плоскую АЧХ.

Обычно это утверждение обосновывается фазовыми сдвигами в регуляторах тембра. Но при плоской АЧХ их влияние не может восприниматься ухом человека. Без сомнения, сами по себе регуляторы тембра совершенно необходимы, чтобы скорректировать акустику помещения, недостатки акустических колонок или несбалансированность исходной аудиозаписи. В любом случае накладно было бы компенсировать неидеальность частотной характеристики аудиоканала с помощью модернизации громкоговорителей. Хотя это и возможно, но является слишком дорогим способом коррекции тембра.

- Качество источника питания оказывает влияние на работу усилителя, более тонкое, чем обычное «плавание» звука.

В действительности все достаточно хорошие усилители слабо чувствительны к небольшим колебаниям напряжения питания, особенно к этому устойчивы операционные усилители. Поэтому рекомендации субъективистов, которые утверждают, что следует использовать позолоченные провода большого сечения, рассчитанные на ток до 13 А, кажутся лишними здравого смысла. К тому же непонятно, где следует остановиться? Возможно, следует позолотить все провода, используемые на подстанции?

- Моноблочная конструкция (то есть использование двух отдельных блоков усилителей) всегда более предпочтительна, так как снижает влияние перекрестных искажений.

На самом деле нет никакой необходимости идти на удорожание конструкции, пытаясь снизить взаимные наводки, так как минимальное их значение, которое еще является действительно необходимым, составляет около  $-20$  дБ. Но это может быть достигнуто обычными средствами: последний спроектированный мной усилитель обеспечивал  $-90$  дБ при частоте 10 кГц без использования каких-либо дополнительных ухищрений, кроме обычных в таких случаях предосторожностей. Те же, кто намерен следовать моде и отдадут предпочтение моноблочному исполнению, должны мириться с удорожанием механических частей аппаратуры практически в два раза.

- Микрофонный эффект оказывает заметное влияние на качество звука, поэтому требуется надежная виброизоляция аудиоаппаратуры.

Микрофонный эффект проявляется в ламповых предварительных усилителях; что касается полупроводниковых УМЗЧ, то здесь его влияние вряд ли может быть заметно на слух, так как уровень паразитных колебаний в этом случае много меньше уровня шума самого усилителя.

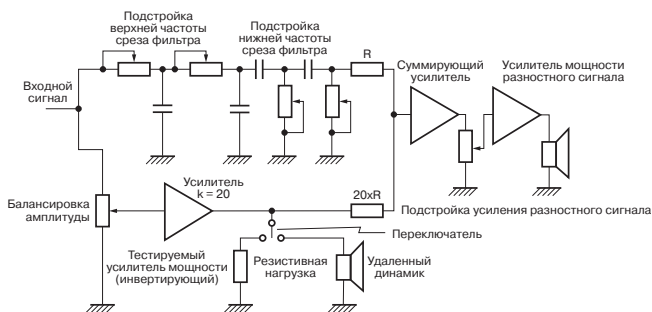
В литературе практически не упоминаются методы измерения микрофонного эффекта, поэтому предлагаю читателю повторить единственный известный мне эксперимент: возьмите микрофонный предусилитель с коэффициентом усиления около +70 дБ и резко ударьте отверткой по входному электролитическому конденсатору – вы услышите в динамике слабый шум, в котором преобладают низкие частоты. Из всех радиоэлементов только электролитические конденсаторы демонстрируют подобный эффект. Но любые возможные вибрации аудиоаппаратуры производят намного меньшие искажения, чем сильный удар отверткой по конденсатору.

Давайте на минуту представим, что какое-либо из вышеперечисленных утверждений субъективистов является верным, и попробуем проанализировать вытекающие отсюда следствия. Имеется эффект, который не могут обнаружить измерительные приборы, но который является безусловно слышимым на слух. Во-первых, можно постулировать, что для каждого вида звуковых искажений имеется какое-либо характерное изменение в рисунке флуктуаций давления, которое воспринимается ухом человека, и что соответствующей модификации подвергнулся электрический сигнал, проходящий через усилитель. Если это не так, то мы должны признать, что существует некий неизвестный нам канал передачи информации, помимо предполагаемого в этом случае электрического сигнала, но в таком случае мы приходим к потусторонним силам, не признаваемым современной наукой. К счастью, пока никто из субъективистов и не пытался утверждать обратное. Следовательно, должны наблюдаться эти самые отклонения в каких-либо параметрах электрического сигнала, проходящего через усилитель, но эти изменения почему-то не обнаруживаются с помощью наших приборов. Как такое возможно? Вероятно, существуют два способа объяснить этот феномен: первое предположение заключается в том, что стандартные методики измерения не обеспечивают достаточную чувствительность, чтобы зарегистрировать соответствующие отклонения параметров, но тогда возникает вопрос, как человеческое ухо способно различить столь малые искажения сигнала? Второе (более популярное) объяснение утверждает, что стандартные методы измерения коэффициента нелинейных искажений в принципе не могут адекватно отразить дефекты в усиливаемом сигнале, которые проявляются только при воспроизведении музыки или человеческой речи. Эти «только музыкальные» виды искажений не могут быть также зафиксированы с помощью многочастотного метода измерения интермодуляционных искажений, и даже с помощью псевдослучайных сигналов в тесте Белчера. Но тест Белчера позволяет эффективно проверить аудиотракт сразу во всем диапазоне усиливаемых частот, и трудно представить существование каких-либо искажений, которые могли бы пройти совершенно незамеченными.

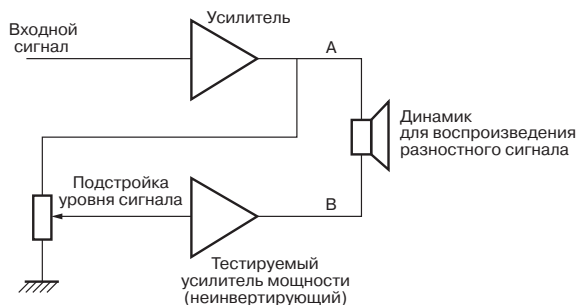
Самое очевидное свидетельство в пользу ошибочности субъективизма представляет нам разностный тест. Он ясно показывает, что при вычитании сигналов на входе и выходе УМЗЧ не остается ничего, что могло бы восприниматься человеческим ухом.

Разностный тест предложен Баксандаалом (Baxandall) в 1977 году [17]. Принцип его проведения иллюстрируется на рис. 1.3. Точная подстройка верхней

и нижней частоты среза фильтра предотвращает малые изменения полосы пропускания, которые могли бы заглушить имеющийся разностный сигнал. За прошедшие годы субъективисты даже не пытались как-нибудь ответить на этот эксперимент.



**Рис. 1.3.** Разностный тест Баксандалла



**Рис. 1.4.** Разностный тест Хафлера

Упрощенная версия этого теста предложена Хафлером (Hafler [18]). Этот метод менее чувствителен, но более нагляден, так как содержит меньшее количество электронных компонентов на пути тестируемого сигнала. Схема измерения показана на рис. 1.4. Видный субъективист, присутствовавший на демонстрации этого эксперимента, был вынужден заявить, что использованный при проведении опыта лабораторный набор переключателей вызывает такие сильные искажения сигнала, что они затмевают любые искажения в тестируемом усилителе, однако, это вряд ли можно считать серьезным аргументом.

### 1.5.6. Длина аудиоканала

Очевидный довод против сторонников существования неизмеряемых приборами таинственных эффектов в усилителях – это тот факт, что при записи в студии сигнал проходит через многочисленные соединения, имеющиеся в сложных микшерских пультах, причем некоторые сигналы (например, вокальная партия или ведущая гитара) проходят через него по крайней мере дважды: один раз при записи и один – при сведении фонограмм. Если бы мистические искажения, на суще-

ствовании которых настаивают приверженца субъективизма, имели место, то на своем пути через сотню усилительных элементов, десятки коммутаторов и сотню метров обычного экранированного кабеля они бы, безусловно, достигли бы измеряемых уровней.

### 1.5.7. Последствия заблуждений

Такое положение дел в аудиотехнике имеет весьма неприятные последствия. Во-первых, поскольку отсутствуют строгие критерии, по которым можно судить о качестве выпускаемой продукции, то страдают производители, так как теперь в конкурентной борьбе выживает не тот, чья продукция лучше, а тот, кто выиграл в лотерее рекламных лозунгов. Так как субъективные оценки не удовлетворяют принятому в науке и технике критерию повторяемости, то коммерческий успех становится игрушкой в руках изменчивой моды. Это можно терпеть в вопросах стиля одежды, но в деле производства Hi-Fi аппаратуры следует ожидать более технического подхода.

Во-вторых, от претензий субъективистов страдают разработчики, так как никакая техническая изобретательность и достижение хороших параметров качества не гарантируют более благосклонных публикаций в печати, а весьма дорогие нововведения типа позолоченных проводов приходится применять только как дань моде, даже если проектировщик убежден в полной бесполезности таких новшеств.

В-третьих, раз игнорируются объективные значения параметров качества выпускаемой продукции, то открывается дорога для производства плохой аудиоаппаратуры. В недавних обзорах упоминался предусилитель Counterpoint SA7 стоимостью 795 фунтов, при этом имеющий запас по перегрузке всего 12 дБ. Другой предусилитель (Burmester 838/846) при цене 2040 фунтов имел значение этого же параметра, равное 15 дБ, а еще один (стоимостью 1550 фунтов) «хвастался» значением коэффициента нелинейных искажений в 1% на частоте 1 кГц. Еще 10 лет назад такая устрашающая нелинейность отпугнула бы покупателя! По цене 5700 фунтов можно приобрести моноблочный усилитель, нелинейность которого снижена до 0,3% (Audio Research M100-2). Но это, разумеется, не означает, что нельзя купить аудиоаппаратуру с лучшим значением основных параметров качества. Например, всего за 725 фунтов можно приобрести предусилитель и выходной усилитель с запасом по перегрузке 31 дБ и коэффициентом нелинейных искажений 0,003% на частоте 1 кГц (Audiolab 8000C/S000P). Как видим, парадоксальность ситуации заключается в том, что самая дорогая аппаратура имеет самое низкое качество, выраженное в объективном значении основных технических характеристик. Я думаю, большинство людей, независимо от своей приверженности или неприятия субъективизма, согласится с тем, что такое положение вещей можно назвать странным.

Наконец, вызывает большие сомнения нравственная позиция так называемых экспертов, которые внушают неспециалистам – потенциальным покупателям целесообразность покупки весьма дорогостоящей техники с сомнительным качеством.

### 1.5.8. Причины распространенности заблуждений

Можно назвать несколько причин того положения дел, которое сложилось в области Hi-Fi аудиотехники. Вероятно, главная из них – это относительная сложность формализации понятия «качество звука». Невозможно на графике кривую, которая бы объяснила, почему мы ощущаем звук как более или менее приятный. Кроме того, слуховая память менее долговечна, чем зрительная: намного проще вызвать мысленный образ, например, лондонского автобуса, чем воспроизвести по памяти все нюансы звучания музыкального произведения.

Психологи уже давно подтвердили многочисленными экспериментами, что человек склонен ощущать то, что он хочет ощутить, даже если этого нет в действительности. В науке данный эффект известен под названием «предвкушение экспериментатора», и история дает нам многочисленные примеры неудавшихся открытий и разрушенных репутаций ученых, которые в своих опытах не смогли должным образом защитить себя от коварного воздействия своих ожиданий. Подобный самообман наиболее часто наблюдается, например, в биологии, где хотя экспериментальные результаты и могут быть выражены в числовой форме, но нет достаточно надежного математического метода их обработки, который бы позволил объективно оценить наличие или отсутствие того или иного эффекта. Когда единственным способом оценки результатов становится субъективное впечатление о наличии/отсутствии некоего явления или, тем более, о степени проявления этого явления (как, например, в уже упоминавшемся опыте с N-лучами, якобы влияющими на яркость свечения электрической дуги), то строгая наука уступает место фантазиям экспериментатора. Так же и в психологии требуется кропотливая работа по обработке статистических результатов и большое количество экспериментов «вслепую», чтобы можно было, наконец, с уверенностью объявить о каком-либо открытии. Но все приверженцы субъективизма игнорируют любые меры предосторожности, проводя свои так называемые эксперименты по оценке качества звучания аудиоаппаратуры. Известно лишь небольшое количество должным образом подготовленных экспериментов, но в них не удалось обнаружить какого-либо эффекта, позволяющего утверждать, что существуют те таинственные искажения звука, о которых так много говорят субъективисты. Таким образом, можно с уверенностью утверждать, что именно «предвкушение экспериментаторов» и стало той причиной, которая лежит в основе субъективизма.

Уже давно подмечено, что у субъективистов «качественное» является синонимом «дорогого». В действительности прогресс в радиоэлектронике не столь прямолинеен. Обычно усовершенствование аудиоаппаратуры связано с изменениями в топологии электронной схемы или с использованием полупроводника нового типа, а не в применении электронного компонента того же типа, что и раньше, но более дорогого. Если поставить в двигателе платиновые поршни, то автомобиль не поедет быстрее.

Провести строгий статистический анализ было бы трудно, но, на мой взгляд, заявляемая субъективистами оценка аудиоусилителей более коррелирует с их ценой, чем с каким-либо другим параметром.

Другая причина, которая позволила субъективизму достичь такой популярности, заключается в том, что многие люди боятся признать, что не ощущают якобы заметных экспертам тех или иных нюансов звучания аудиоаппаратуры, так как не хотят, чтобы их обвинили в отсутствии музыкального (или даже в недостатке обычного) слуха.

Кроме того, практически невозможно вести диспут с приверженцем субъективизма, так как он всегда может заявить, что та или иная особенность используемой в эксперименте аудиоаппаратуры повлияла на результат или обсуждаемый эффект слишком тонок для того, чтобы подчиняться грубой логике экспериментатора. Во всяком случае, любой здравомыслящий инженер найдет себе более полезное занятие, чем вступать в дискуссии с очередной спорной публикацией субъективистов.

При таком положении дел наблюдается в своем роде интеллектуальная инфляция, когда постепенно любые, даже самые дикие утверждения начинают восприниматься читающей аудиторией как непреложные факты. Кроме того, субъективизм порой поддерживают сами производители аудиоаппаратуры, так как он всегда позволяет, например, сказать, что несмотря на плохое значение какого-либо объективного параметра, субъективное качество нового усилителя заслуживает всяческих похвал и оправдывает его высокую стоимость.

### 1.5.9. Перспективы

Учитывая тот импульс популярности, который в данный момент питает течение субъективизма, вряд ли можно утверждать, что это направление исчезнет в ближайшем будущем. История показывает нам, что люди склонны верить частым и настойчивым заявлениям, не требуя предъявить объективные доказательства их правильности. Здесь уместно провести аналогию с парапсихологией, которая вот уже на протяжении долгого времени существует параллельно с признанными науками, так как всегда находится кто-нибудь, кто верит в то, чему он хочет верить, невзирая на любые опровергающие эту веру факты.

### 1.5.10. Технические ошибки

Неверные выводы порой распространяются и в лагере строгих технарей: некоторые общепризнанные и проверенные временем утверждения могут не выдержать экспериментальной проверки. Например, если вы возьмете усилитель мощности класса В и будете увеличивать постоянный ток, текущий через транзисторы, то постепенно придете к режиму класса АВ. Большинство инженеров будет утверждать, что искажения сигнала при этом снизятся, так как мы приближаемся к усилителю класса А, который характеризуется малыми искажениями. Но это на самом деле не так! Правильно настроенный усилитель класса АВ обладает худшей линейностью из-за резких изменений коэффициента усиления при переключениях режима из класса В в класс А, происходящих на каждом цикле его работы.

Только недавно стало возможным измерение очень малых значений коэффициента нелинейных искажений, благодаря чему удалось выявить указанный эффект. Серьезный разработчик аудиоаппаратуры должен стремиться к уменьшению величины



нелинейных искажений, именно этот параметр является объективным критерием, по которому можно оценить качество звуковоспроизведения.

В результате незначительных модификаций усилителя, работающего в режиме класса В, удалось снизить величину нелинейных искажений до уровня шумов в усилителе, то есть до значений 0,0005–0,0008%.

## 1.6. Показатели качества аудиоусилителей

Приведенный здесь перечень параметров отражает взгляды автора на процесс проектирования звуковоспроизводящей аппаратуры и ни в коей мере не является международным стандартом оценки качества усилителей.

### 1.6.1. Безопасность

Аудиоаппаратура должна быть безопасной в использовании. Те, кому недостаточно этических соображений для соблюдения данного принципа, должны помнить, что всего лишь один серьезный судебный процесс может навсегда поставить крест на преуспевающей компании.

### 1.6.2. Надежность

Любой производитель должен стремиться к тому, чтобы его продукция работала надежно. Следует признать, что большинство аудиоусилителей, особенно самые мощные из них, уступают в отношении надежности другим изделиям электронной техники. Самой низкой надежностью славится аппаратура Hi-End.

### 1.6.3. Выходная мощность

При разработке коммерческой аппаратуры значение этого параметра выбирает не сам проектировщик, а одел маркетинга. Следует помнить, что при увеличении выходной мощности стоимость усилителя возрастает непропорционально. Дело в том, что при достижении определенного предела транзисторы выходного каскада уже не могут обеспечить рассеивание необходимой тепловой мощности и требуется параллельное включение двух транзисторов, что и дает скачок увеличения стоимости всего устройства.

Домашние аудиоусилители обычно имеют выходную мощность в пределах от 20 до 150 Вт (при работе на нагрузку 8 Ом), хотя встречаются и более мощные. Громкоговорящие системы оповещения и студийные усилители имеют мощность от 50 Вт (системы с небольшой мощностью часто используются, чтобы усиливать звук для исполнителей, находящихся на сцене) до 1 кВт или более. Усилители, имеющие предельно высокое значение выходной мощности, не слишком популярны как по экономическим соображениям, так и по причине низкой надежности.

Если при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом усилитель обеспечивает выходную мощность, например, 180 Вт, то при снижении сопротивления нагрузки в два раза, то есть до 4 Ом, выходная мощность увеличится, но всего лишь в корень из двух раз, и станет равной примерно 260 Вт. При снижении сопротив-

ления нагрузки до 2 Ом выходная мощность увеличится до 350 Вт, конечно, если усилитель вообще сможет работать при столь малом сопротивлении нагрузки. Разумеется, эти цифры приблизительны, многое зависит от конструкции источника питания.

В большинстве Hi-Fi усилителей устанавливаются звуковые динамики с внутренним сопротивлением 8 Ом. Следует помнить, что общий импеданс любой акустической колонки зависит от частоты сигнала (только резистивная составляющая слабо зависит от этого параметра), поэтому динамик с номинальным сопротивлением 8 Ом на некоторых частотных диапазонах может иметь сопротивление всего 6 Ом. Поэтому выходные параметры многих усилителей измеряются при двух стандартных значениях сопротивления нагрузки (обычно 8 и 4 Ом). Попытки обеспечить работу усилителя на более низкоомную нагрузку связаны со значительным удорожанием схемы, так как требуют специальных мер по обеспечению дополнительной мощности источника питания и увеличения габаритов охлаждающих радиаторов.

Проектировщику следует помнить, что для увеличения звукового давления, производимого акустическими колонками, требуется увеличение электрической мощности усилителя, по крайней мере, в четыре раза, но это не означает, что в два раза увеличиться и субъективная громкость звука. Исследования характера чувствительности человеческого уха показали, что для двукратного увеличения субъективной громкости звука требуется увеличение звукового давления не на 6, а на 10 дБ, следовательно, соответствующее увеличение выходной мощности усилителя должно быть не четырех-, а десятикратным! [22] Поэтому увеличение электрической мощности усилителя с 25 до 30 Вт вряд ли заметно на слух.

Но это не значит, что малое повышение мощности не имеет смысла, ведь это дает усилителю дополнительный запас прочности.

Некоторые эксперты уделяют большое внимание пиковому значению выходной мощности, которую способен обеспечить усилитель в течение короткого промежутка времени. Разумеется, несложно придумать тестовые сигналы специальной формы, для качественного воспроизведения которых усилитель должен выдерживать большие значения выходного тока, но пока что отсутствуют достаточно веские доводы в пользу того, что увеличение пиковой выходной мощности обеспечивает заметное повышение качества звучания.

#### 1.6.4. Частотная характеристика

Общепризнано, что полоса воспроизводимых частот звукового усилителя должна лежать в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц с неравномерностью не более  $\pm 0,5$  дБ. Дополнительные пики на частотной характеристике на правой границе диапазона перед ее спадом безусловно вредны, так как ухудшают стабильность усилителя на высоких частотах. Это не относится к ламповым усилителям, в которых из-за относительно узкой полосы пропускания выходного трансформатора даже неглубокая отрицательная обратная связь приводит к появлению на частотной характеристике всплесков по обе стороны частотного диапазона. Нижняя частота, которую могут воспроизводить компакт-диски, практически не ограничена,

поэтому вполне достижимы значения 10 или даже 5 Гц. Однако следует помнить, что ни один громкоговоритель не сможет воспроизвести сигнал инфранизкой частоты.

### 1.6.5. Шумы

Уровень шума усилителя должен быть как можно более низким, разумеется, не в ущерб другим параметрам качества. Данный показатель особенно важен при работе усилителя в помещении с низким уровнем посторонних шумов [23].

### 1.6.6. Нелинейные искажения

Рискуя повториться, напомним еще раз: коэффициент нелинейных искажений усилителя должен быть как можно ниже! Кое-кто считает, что искажения некоторого типа украшают звучание музыкального произведения, но в этой книге мы не будем обсуждать всякие глупости вроде электронных приставок для электрогитары.

Я надеюсь, что методики проектирования, приведенные в книге, окажутся полезными для всех разработчиков аудиоусилителей. Кроме самих усилителей мощности, мы обсудим также предусилители на дискретных компонентах (главным образом на основе операционных усилителей [24]), а также остановимся на некоторых вопросах, связанных со статическими и динамическими искажениями.

Везде мы будем считать, что генерация на выходе УМЗЧ гармоник усиливаемого сигнала – это зло, а генерация гармоник высокого порядка – худшее из зол. Принято считать, что  $n$ -й гармонике можно приписать коэффициент  $n^2/4$ , который бы учитывал ее негативное воздействие на качество звучания [25]. Так, например, если амплитуда третьей гармоники равна амплитуде второй, то ее отрицательное влияние на самом деле в  $9/4 = 2,25$  раз неприятнее сказывается на звучании усилителя; для четвертой гармоники этот коэффициент равен  $16/4 = 4$  и т.д. Поэтому ясно, что даже небольшой уровень гармоник высокого порядка влечет за собой весьма заметное ухудшение качества звука.

Цифровые системы звукозаписи в настоящее время запросто обеспечивают воспроизведение сигнала со значением коэффициента нелинейных искажений, равным 0,002% и менее, и я могу со всей искренностью поручиться за то, что разработчики аналоговой аппаратуры прилагают неимоверные усилия, чтобы удерживать значение этого параметра примерно на том же уровне.

Разумеется, я не буду утверждать, что усилитель с КНИ, равным 0,001%, обеспечивает заметное повышение качества звучания по сравнению с усилителем, имеющим КНИ, равный 0,002%. Однако, если имеется хотя бы малейшее сомнение в качестве звука, описанные в этой книге методики проектирования позволят уменьшить значение коэффициента нелинейных искажений до любого разумного уровня.

Некоторые эксперты утверждают, что стремление к низкому значению КНИ вредно сказывается на качестве усилителя. Основной аргумент, который они приводят в доказательство этого утверждения, заключается в том, что низкое значение коэффициента нелинейных искажений обычно достигается с помощью контура общей отрицательной обратной связи, но при глубокой ООС требуется

компенсация основного полюса, что, в свою очередь, приводит к ухудшению динамических характеристик усилителя. Очевидный изъян в этом утверждении связан с тем фактом, что в результате такой компенсации ООС становится уже не такой глубокой, поэтому значение КНИ возвращается к своему прежнему высокому уровню, а максимальная скорость нарастания сигнала становится равной нескольким вольтам в неделю.

Мне кажется, разработчик получает особое эстетическое удовлетворение, если его детище оказывается как можно более линейным и оказывается способным воспроизводить сигнал с максимальной верностью. Тем более, что большинство методов улучшения линейности, описанных в этой книге, не связаны с большими затратами (за исключением разве что только усилителей класса А).

### 1.6.7. Демпфирование

Любой аудиоусилитель, за очень небольшим исключением [26], можно приближенно представить как идеальный источник напряжения, то есть в пределах диапазона рабочих частот его выходной импеданс стремится к нулю. В результате изменение сопротивления нагрузки практически не сказывается на работе усилителя, в том числе на него не оказывают влияние колебания импеданса громкоговорителя при изменении частоты выходного сигнала. Кроме того, очень малое выходное сопротивление позволяет сдвинуть частоту резонанса в системе «выход усилителя – акустические колонки».

Для того чтобы усилитель имел очень низкое выходное сопротивление, используют глубокую отрицательную обратную связь. (Интересно заметить, что при разумном подборе глубины обратной связи по току и по напряжению можно добиться даже того, чтобы выходной импеданс усилителя стал отрицательным. Это будет означать, что увеличение сопротивления нагрузки приводит к увеличению напряжения выходного сигнала, а не к уменьшению, как это бывает при обычных – положительных – значениях выходного сопротивления усилителя. Но обычно такие трюки при проектировании УМЗЧ не нужны.) В полупроводниковых усилителях очень часто используются местные и общие отрицательные обратные связи; что касается ламповых усилителей, то в них ОС применяют редко.

*Коэффициент демпфирования* определяется как отношение сопротивления нагрузки к выходному импедансу усилителя:

$$D = R_H / R_{\text{вых}}.$$

Обычно выходное сопротивление полупроводниковых усилителей равно 0,05 Ом, в результате при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом коэффициент демпфирования оказывается равным 160. Здесь мы не учитываем того, что, как правило, выходное сопротивление усилителя заметно изменяется в пределах рабочего диапазона частот. При увеличении частоты усиливаемого сигнала выходное сопротивление также увеличивается из-за того, что уменьшается влияние отрицательной обратной связи. Из этого можно заключить, что выходной импеданс аудиоусилителя ведет себя подобно индуктивности. Последовательное

соединение этой индуктивности с емкостной нагрузкой вызывает проблемы, с которыми нам еще предстоит бороться.

Резонансные явления в акустических колонках зависят от полного сопротивления выходной цепи. Если пренебречь перекрестными эффектами в многоэлементных акустических системах, это полное сопротивление складывается из внутреннего сопротивления обмотки динамической головки, сопротивления соединительного кабеля и, наконец, выходного импеданса самого усилителя. Значения этих последовательно включенных сопротивлений обычно составляют соответственно 7 Ом, 0,5 Ом и 0,05 Ом. Таким образом, выходное сопротивление усилителя составляет от этой суммы всего 0,67%, поэтому его влиянием на подключенную к нему акустическую систему можно пренебречь.

Напротив, в ламповых усилителях выходное сопротивление обычно велико (это объясняется отсутствием или малой глубиной отрицательной ОС). Обычное значение выходного импеданса ламповых усилителей составляет 0,5 Ом. Впрочем, некоторые полупроводниковые усилители также могут иметь высокое выходное сопротивление (см., например, разработку Ольшера (Olsher [27]), имеющую  $R_{\text{вых}} = 0,6$  Ом, что достаточно велико для полупроводникового усилителя).

Вопрос о разумном выборе значения коэффициента демпфирования был экспериментально исследован Джеймсом Мойром (James Moir) еще в 1950 году [28], но это не мешает периодическому возникновению различных дебатов по этому вопросу.

Единственная причина, которая в какой-то мере оправдывает стремление разработчиков к достижению предельно низких значений выходного сопротивления усилителей (что, надо сказать, никому не причиняет вреда), – это игра в магические числа, которые заставляют потенциального покупателя верить в то, что большее или меньшее значение каких-либо технических параметров действительно добавляет качества к приобретаемой им аппаратуре. На самом деле вряд ли кто-нибудь сможет отличить качество звучания усилителя, имеющего коэффициент демпфирования, равный 100, от аналогичного усилителя, у которого этот параметр достигает 2000. Впрочем, мы еще вернемся к этому вопросу в главе 7.

### 1.6.8. Абсолютная фаза

Дебаты по поводу абсолютной фазы в течение долгого времени будоражили оба лагеря аудиоэкспертов. Это понятие означает, что на всей протяженности звукового тракта – от микрофона до громкоговорителя – сохраняется фаза сигнала, так что положительный звуковой всплеск, который посылает исполнитель со сцены в аудиторию, соответствует положительной полярности звукового давления, производимого колонками. Известно, что нервные импульсы, генерируемые ухом человека, воспроизводят периодичность колебаний на достаточно низких частотах, и человек может различать моменты повышения или понижения давления. Именно этот факт, как может показаться вначале, требует сохранения абсолютной фазы при усилении звукового сигнала.

Но здесь не все так ясно. Например, для барабана ситуация проста: вы ударили по нему и его мембрана начала колебательные движения, вначале отклонившись в сторону, противоположную вашему уху, в результате распространив вокруг сначала волну разрежения, а только потом – сжатия. А теперь подумайте, как насчет электрогитары? Какая последовательность рассуждений должна указать нам правильное направление движения мембраны громкоговорителя, которое бы смогло передать абсолютную фазу сигнала, издаваемого колеблющейся струной? Поэтому я считаю, что сохранение абсолютной фазы сигнала – не та вещь, которая должна заботить разработчика усилителей, предназначенных для работы с электрогитарами.

Ситуация еще более усложняется, если речь идет о воспроизведении звучания сразу нескольких музыкальных инструментов. Разумеется, вряд ли кто-нибудь осмелится утверждать, что два исполнителя смогут так синхронно ударять по струнам, чтобы все они колебались синфазно.

В последних работах, посвященных этой теме [29, 30], показывается, что ухо человека действительно может различить абсолютную фазу усиливаемого сигнала. Однотональный сигнал, зеркально отраженный (для сдвига фазы на 180 градусов), при взаимодействии с исходным звуком рождает остроконечный сигнал несимметричной формы, который воспринимается человеком как резкий призвук, в результате изменяется тембр исходного звука. Особенно четко это заметно при монофоническом воспроизведении. Однако для сложных звуков, например для музыкального ансамбля, описанный эффект не заметен на слух.

Только недавно начали выходить стандарты [31], в которых упоминается проблема сохранения абсолютной фазы. Независимо от того, важно ли это для повышения качества звучания или нет, любому разработчику аудиоусилителей не составляет большого труда сохранить абсолютную фазу усиливаемого сигнала (куда более сложной является та же проблема в микшерских пультах, где более сотни входов и выходов, сигналы на которых обязаны быть синфазными при любой возможной конфигурации). Фактически, даже не сознавая этой проблемы, многие разработчики аудиоусилителей выполняют требование сохранения абсолютной фазы, поскольку в большинстве усилителей используются несколько последовательных контуров отрицательной обратной связи, а следовательно, сами усилители при этом должны быть неинвертирующими. Так что дополнительной заботы требуют разве что только каскады предварительного усиления.

## 1.7. Используемые сокращения

Я постарался использовать как можно меньше сокращений, за исключением только минимального количества общепринятых:

БТ	Биполярный транзистор
КНИ	Общий коэффициент нелинейных искажений
ОС	Обратная связь
ООС	Отрицательная обратная связь
ПТ	Полевой транзистор

УН	Усилитель напряжения
УМЗЧ	Усилитель мощности звуковой частоты
P1	Первый полюс передаточной функции (и соответствующая частота)
P2	Второй полюс передаточной функции (и соответствующая частота)

## 1.8. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Martin Gardner. Fads & Fallacies in the Name of Science. Ch. 12, стр. 140-151. Pub. Dover.
2. David F. Mark. Investigating the Paranormal Nature. Vol. 320, 13 March 1986.
3. Randi J. Flim-Flam! Psychics, ESP Unicorns and Other Delusions. Prometheus Books, 1982. стр. 196-198.
4. Harris J. D. Loudness discrimination. J. Speech Hear. Dis. Monogr. Suppl. 11, стр. 1-63.
5. Moore B. C. J. Relation between the critical bandwidth  $k$  the frequency-difference limen. Journ. Acoust. Soc. Am. 55, стр. 359.
6. Moir J. Just Detectable Distortion Levels Wireless World, February 1981, стр. 32-34.
7. Hawksford M. The Essex Echo Hi-fi News & RR. May 1986, стр. 53.
8. Self D. Ultra-Low-Noise Amplifiers & Granularity Distortion Journ. Audio Eng. Soc., November 1987, стр. 907-915.
9. Harwood & Shorter. Stereophony and The effect of crosstalk between left and right channels. BBC Engineering Monograph, No 52.
10. Lipshitz et al. On the audibility of midrange phase distortion in audio systems. JAES, September 1982, стр. 580-595.
11. Harwood H. Audibility of phase effects in loudspeakers. Wireless World, January 1976, стр. 30-32.
12. Shinnors S. Modern control system theory and application. Addison-Wesley, стр. 310.
13. King G. Hi-fi reviewing. Hi-fi News & RR, May 1978, стр. 77.
14. Harley R. Review of Cary CAD-300SEI Single-Ended Triode Amplifier. Stereophile, Sept 1995, стр. 141.
15. Baxandall P. Audio power amplifier design. Wireless World, January 1978, стр. 56.
16. Belcher R. A. A new distortion measurement. Wireless World, May 1978, стр. 36-41.
17. Baxandall P. Audible amplifier distortion is not a mystery. Wireless World, November 1977, стр. 63-66.
18. Hafler D. A Listening Test for Amplifier Distortion. Hi-fi News & RR, November 1986, стр. 25-29.
19. Colloms M. Hafler XL-280 Test. Hi-Fi News & RR, June 1987, стр. 65-67.
20. Hi-fi Choice; The Selection Pub. Sportscene, 1986.
21. Lawry R. H. High End Difficulties Stereophile, May 1995, стр. 23.

22. Moore B. J. An Introduction to the Psychology of Hearing. Academic Press, 1982, стр. 48-50.
23. Fielder L. Dynamic range issues in the Modern Digital Audio Environment. Journ. Audio Eng. Soc. Vol 43.
24. Self D. Advanced Preamplifier Design. Wireless World, Nov 1976, стр. 41.
25. Moir J. Just Detectable Distortion Levels. Wireless World, Feb 1981, стр. 34.
26. Mills & Hawksford. Transconductance Power Amplifier Systems for Current-Driven Loudspeakers. Journ. Audio Eng. Soc. Vol 37.
27. Olsher D. Times One RFS400 Power Amplifier Review. Stereophile, Aug 1995, стр. 187.
28. Moir J. Transients and Loudspeaker Damping. Wireless World, May 1950, стр. 166.
29. Greiner & Melton. A Quest for the Audibility of Polarity. Audio, Dec. 1993, стр. 40.
30. Greiner & Melton. Observations on the Audibility of Acoustic Polarity. Journ. Audio Eng. Soc. Vol 42.
31. AES. Draft AES recommended practice Standard for professional audio – Conservation of the Polarity of Audio Signals.// Journ. Audio Eng. Soc. Vol 42.



## Глава 2. История, архитектура и отрицательная обратная связь

---

### 2.1. Краткая историческая справка

Для достаточно полного и подробного описания истории развития искусства проектирования усилителей потребовалась бы отдельная книга – и она получилась бы весьма интересной и поучительной. Здесь мы дадим лишь краткое описание основных этапов развития этого направления за последние три-четыре десятилетия.

Вплоть до начала 60-х годов на рынке преобладали ламповые усилители, включенные по двухтактной схеме, работающие в режимах класса А или АВ1 и по необходимости использующие трансформаторную связь с нагрузкой. После того как появились более-менее работоспособные германиевые транзисторы, доступные по приемлемой цене, их начали использовать в усилителях. Но, к сожалению, характеристики германиевых транзисторов были не слишком хороши и существенно зависели от температуры. В результате все большее распространение получали транзисторы кремниевые, но они первоначально были только типа п-р-п, поэтому в двухтактных усилителях приходилось использовать входные и выходные трансформаторы, что приводило к удорожанию конструкции, увеличению ее размеров и массы, а также к ухудшению линейности усилителя в целом. К тому же из-за этих трансформаторов у разработчиков прибавлялись лишние проблемы, так как приходилось учитывать вносимый ими дополнительный сдвиг фазы усиливаемого сигнала, чтобы обеспечить нужную полярность сигнала обратной связи.

В первых бестрансформаторных усилителях [1] использовались квазикомплементарные транзисторы, но последние добавили новых проблем. В конце 60-х годов научились, наконец, делать кремниевые транзисторы типа р-п-р приемлемого качества и вскоре построенные на них усилители обеспечивали более низкий КНИ, чем их квазикомплементарные предшественники.

Кроме того, постепенно распространение получали дифференциальные каскады, и на смену конденсаторной связи между усилительными каскадами пришла непосредственная связь.

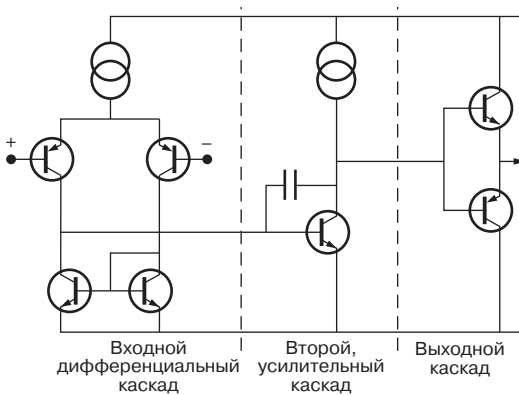
Заинтересованный читатель может обратиться к источнику [2] для более полного изучения истории развития усилителей.

## 2.2. Архитектура усилителей

Этот солидный термин обозначает укрупненную структуру усилителя – его основные блоки и способ их соединения между собой. Обычно полупроводниковые усилители мощности строятся по трехкаскадной схеме, как показано ниже, но, разумеется, детали реализации каждого каскада могут существенно различаться.

### 2.2.1. Трехкаскадная архитектура

Наиболее часто используемая в УМЗЧ трехкаскадная архитектура показана на рис. 2.1. Первый (дифференциальный) каскад усиливает разность входных потенциалов и формирует токовый выходной сигнал. Второй каскад, соответственно, имеет токовый вход, но его выходной величиной является напряжение. Наконец, в качестве третьего каскада работает двухтактный эмиттерный повторитель, то есть и входной и выходной сигналы передаются в виде напряжения. Значение коэффициента усиления по напряжению всей трехкаскадной схемы в основном определяется усилением второго каскада, поэтому далее он часто будет называться *усилителем напряжения* (УН). Часто вместо этого используют термин *предусилитель*.



**Рис. 2.1.** Трехкаскадный УМЗЧ

Описанная архитектура имеет целый ряд достоинств, наиболее ценным из которых является хорошая развязка между каскадами, предотвращающая их взаимное влияние друг на друга. Например, изменение напряжения на входе второго каскада практически не влияет на его работу, так как он имеет токовый вход, в результате уменьшается влияние второго каскада на выходной сигнал первого и ослабляется действие эффектов Миллера и Эрли.

Конденсатор, подключенный между выводами коллектора и базы транзистора второго каскада, позволяет снизить выходное сопротивление этого каскада, чтобы

нелинейность нагрузки выходных эмиттерных повторителей (которая приводит к колебаниям входного импеданса третьего каскада) не смогла существенно ухудшить значение КНИ усилителя в целом.

Приведенная схема таит в себе еще много приятных для разработчика сюрпризов, подобных только что описанному. Мы постепенно будем знакомиться с ними в последующих главах.

Для линеаризации характеристики усилителя используется ООС, допустимая глубина которой определяется значением коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи. Выходной каскад на рис. 2.1 имеет единичный коэффициент усиления (вы можете захотеть применить в выходном каскаде что-нибудь помимо эмиттерного повторителя, чтобы увеличить значение коэффициента усиления, но поверьте, ни к чему хорошему это не приведет). Поэтому общий коэффициент усиления всей трехкаскадной схемы находится как произведение коэффициентов усиления входного дифференциального каскада и усилителя напряжения. Значение коэффициента усиления последнего главным образом определяется (за исключением очень низких частот) номиналом конденсатора, включенного между базой и коллектором транзистора второго каскада. При замкнутой петле ОС обычно удается достичь усиления по напряжению от +20 до +30 дБ. Коэффициент обратной связи при этом составляет 25–40 дБ на частоте 20 кГц, увеличиваясь на 6 дБ при понижении частоты на каждую октаву, пока не достигнет первого полюса Р1, после чего остается неизменным при дальнейшем понижении частоты. В одном моем проекте я использовал конденсатор емкостью 100 пФ, при коэффициенте передачи первого каскада, равном 9 мА/В, коэффициент ОС составлял 31 дБ на частоте 20 кГц. В других проектах его значение равнялось 26 дБ, что также давало неплохие результаты.

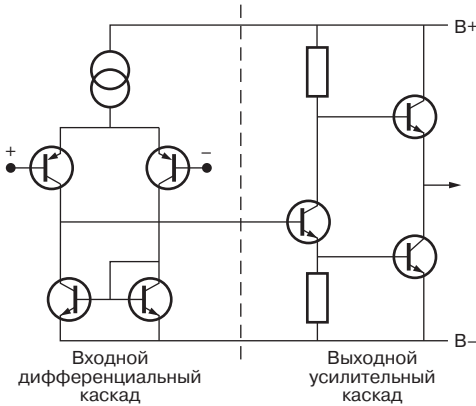
Благодаря тому, что в описанной схеме положение полюса Р1 определяется только вторым каскадом, разработчику легко подобрать безопасное значение коэффициента обратной связи. Во втором каскаде действует местная ОС, роль которой выполняет база-коллекторный конденсатор, обеспечивающий линеаризацию характеристики.

По данной трехкаскадной схеме выполняется около 99% всех транзисторных усилителей, поэтому именно ей будет посвящена большая часть книги.

## 2.2.2. Двухкаскадная архитектура

На рис. 2.2 показана схема двухкаскадного УМЗЧ. В первом каскаде применен все тот же дифференциальный усилитель, но в отличие от предыдущей схемы сопротивление нагрузки для его токового выхода (то есть входное сопротивление второго каскада) здесь имеет более высокое значение. Второй каскад одновременно играет роль усилителя напряжения и фазоинвертора. Так как имеется два раздельных пути сигнала к выходу, то не совсем ясно, как именно расщепить данный блок на две части для проведения анализа схемы.

Это может показаться парадоксальным, но двухкаскадная схема оказывается более сложной, чем трехкаскадная. Общий коэффициент усиления по напряже-



**Рис. 2.2.** Двухкаскадный УМЗЧ

нию схемы на рис. 2.2 зависит от коэффициента передачи входного каскада, сопротивления его нагрузки (так как теперь коллектор транзистора входного каскада не заземлен по переменному сигналу), а также коэффициента усиления выходного каскада, который, в свою очередь, зависит от смещения на базах выходных транзисторов и сопротивления нагрузки усилителя. Кроме того, в двухкаскадной схеме уже нельзя воспользоваться обычным способом коррекции, то есть методом повышения стабильности путем увеличения частоты первого полюса.

Коэффициент обратной связи на низких частотах при работе на четырехомную нагрузку в описываемой схеме обычно очень мал (из-за низкого коэффициента усиления) и составляет около 6 дБ. Возможность его изменения ограничена сверху частотой первого полюса, на которой происходит увеличение глубины местной ОС выходного каскада.

Двухкаскадная схема УМЗЧ не слишком популярна [3, 4]. Не давая существенного выигрыша в стоимости, она более трудна при проектировании и, как показывает мой опыт, обладает худшей линейностью.

## 2.3. Классы усиления

Долгое время в высококачественной аппаратуре звукоусиления применялись только режимы класса А и АВ. Это объяснялось тем, что в качестве активных элементов использовались лампы, а ламповый усилитель класса В давал такое количество нелинейных искажений, что их высокий уровень был неприемлем даже для громкоговорящих систем оповещения. Все ламповые усилители, мало-мальски претендующие на «высокую верность» звучания, работали в режиме класса А. Транзисторные УМЗЧ дают разработчику бóльший простор для творчества: в коммерческих разработках используются все классы, описанные ниже. Но в данной книге мы сосредоточимся в основном на классах А, АВ и В, так как именно они применяются в транзисторных УМЗЧ наиболее часто.

### 2.3.1. Класс А

В режиме класса А через усилительные элементы (УЭ) – выходные транзисторы или лампы ток течет все время, тем самым предотвращается включение и выключение транзистора при смене полярности усиливаемого сигнала, а следовательно, снижается коэффициент нелинейных искажений. Это не часто описывается в руководствах, но известно два существенно отличающихся способа реализации данного режима. Первый способ – это просто двухтактный эмиттерный повторитель, знакомый всем по режиму класса В, но с увеличенным напряжением смещения, так что ни один из двух транзисторов при нормальных сопротивлениях нагрузки никогда не входит в режим отсечки. Преимущество этого способа заключается в том, что в этой схеме не возникает перегрузка по току: при снижении сопротивления нагрузки ниже допустимого транзисторы просто входят в режим класса АВ, при этом несколько увеличивается коэффициент нелинейных искажений, но звучание все еще остается достаточно качественным.

Другой способ реализации режима класса А известен также как источник тока, управляемый напряжением (ИТУН): это один усилительный элемент, включенный по схеме повторителя напряжения с активной нагрузкой в цепи эмиттера (или катода) для обеспечения рабочего тока через усилительный элемент. При повышении тока нагрузки сверх установленного предела напряжение на активной нагрузке достигает некоторой величины и далее практически не изменяется, что приводит к обрезаюнию выходного сигнала.

В руководствах по ламповым усилителям упоминаются таинственные классы АВ1 и АВ2. В первом из них некоторую часть цикла ток через сетку не течет, а во втором – течет всегда. Такое разделение важно для ламповых усилителей, так как сеточный ток выходной лампы в режиме АВ2 требует более кропотливого расчета предыдущего каскада.

Для транзисторных усилителей это разделение не имеет особого смысла, так как базовый ток биполярного транзистора течет всегда, пока транзистор не войдет в режим отсечки, а ток затвора полевого транзистора всегда отсутствует (если не считать заряда и разряда внутренних емкостей).

### 2.3.2. Класс АВ

Это комбинация режимов класса А и В. В отсутствие напряжения смещения усилительный элемент работает в режиме класса В, если это напряжение несколько увеличить, то он войдет в режим класса АВ. Получается, что при достаточно малой амплитуде сигнала усилительные элементы двухтактного выходного каскада работают в режиме класса А, оставаясь все время открытыми, а при большой амплитуде – работают попеременно, так что один из них входит в режим отсечки, в то время как ток через другой увеличивается. В момент переключения обоих элементов существенно возрастает искажение сигнала. В зависимости от смещения и уровня выходного сигнала, каждый из усилительных элементов работает от 50 до 100% всего времени.

Коэффициент нелинейных искажений усилителя класса АВ больше, чем у усилителей классов А или В, поэтому, на мой взгляд, единственное разумное приме-

нение класса АВ – это аварийный режим работы усилителя класса А при понижении импеданса нагрузки ниже установленного предела, позволяющий ему сохранять работоспособность в этом случае.

### 2.3.3. Класс В

Этот класс наиболее популярен в УМЗЧ, он используется в 99% всех усилителей. Большая часть книги посвящена рассмотрению данного режима, поэтому здесь нам нечего более добавить.

### 2.3.4. Класс С

Это импульсный режим работы усилительного элемента, когда при усилении синусоидального сигнала УЭ находится в открытом состоянии менее чем 50% всего времени. Данный режим используется на радиочастотах, в этом случае LC-цепь выделяет основную гармонику искаженного сигнала.

### 2.3.5. Класс D

В этом режиме усилительный элемент переключает выходную линию то на одну шину питания, то на другую со сверхзвуковой частотой, при этом продолжительность выходных импульсов и паузы между ними подбирается таким образом, чтобы среднее выходное напряжение соответствовало уровню усиливаемого сигнала. Иначе говоря, речь идет о *широтной-импульсной модуляции* (ШИМ – Pulse Width Modulation, PWM). Несмотря на перспективность такого подхода и многочисленные попытки построения различных схем на этой основе, этот режим все еще мало применяется в УМЗЧ из-за многих пока непреодолимых трудностей, особенно в плане электромагнитной совместимости, ведь мощные прямоугольные импульсы частотой 200 кГц являются источником электромагнитных помех.

Коэффициент искажений не такой уж и низкий [5], а допустимая глубина ООС ограничена частотой ШИМ-импульсов. Для удаления высокочастотных гармоник на выходе усилителя перед динамиком необходимо использовать фильтр низких частот с крутым спадом, для этого обычно требуется не менее четырех катушек индуктивности (для стереовыхода), что заметно повышает стоимость конструкции. Но самой плохой особенностью усилителей данного класса является то, что они могут обеспечить достаточно плоскую АЧХ только при заданном импедансе нагрузки. Вообще, усилители класса D заслуживают того, чтобы им посвятили отдельную книгу, поэтому здесь мы не будем на них подробно останавливаться. Для более близкого знакомства с этой темой можно обратиться к книгам Гольдберга и Сэндлера [6], а также Хэнкока [7].

### 2.3.6. Класс E

В этом режиме применен чрезвычайно изобретательный способ работы транзистора, в котором через него либо течет очень малый ток, либо на нем падает малое

напряжение, в результате рассеиваемая мощность невелика [8]. К сожалению, этот режим используется только для усиления сигналов радиочастотного диапазона и поэтому не находит применения в аудиотехнике.

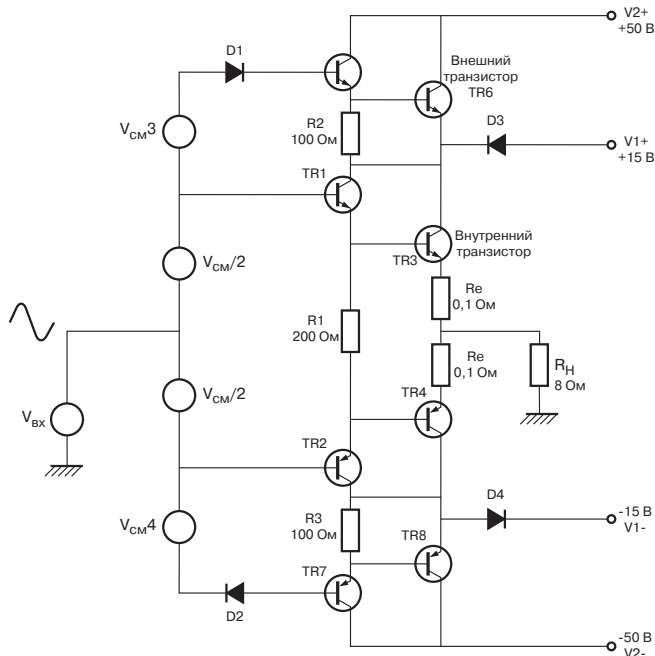
### 2.3.7. Класс F

Такого класса нет, насколько известно автору. Похоже, это пробел, который следует заполнить...

### 2.3.8. Класс G

Этот режим был предложен фирмой Hitachi в 1976 году с целью сокращения рассеиваемой усилителем мощности. Аудиосигналы имеют высокое отношение максимум/среднее значение, при этом большая часть времени расходуется на низкие уровни, поэтому рассеиваемую на выходном транзисторе мощность можно значительно снизить за счет перехода от низковольтных шин питания к высоковольтным.

Усилители класса G имеют две пары шин питания (высоковольтную и низковольтную), как показано на рис. 2.3 [9, 11]. При малой амплитуде выходного сигнала питание осуществляется низковольтной шиной V1. Когда уровень сигнала превышает напряжение 15 В, диод D3 или D4 (для положительной и отрицательной



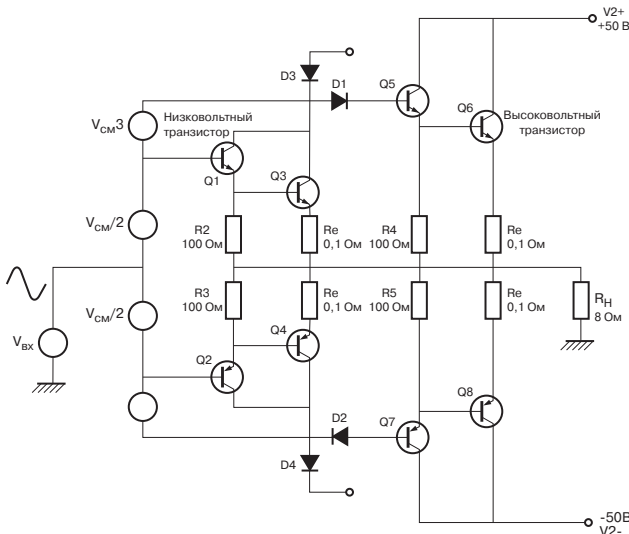
**Рис. 2.3.** УМЗЧ класса G. Когда уровень выходного сигнала превышает порог переключения, диод D3 или D4 закрывается, в результате питание обеспечивается высоковольтной шиной

половуолны соответственно) закрывается, открывается транзистор TR6 или TR8 и в работу включается высоковольтная шина V2. В это время транзисторы TR6 и TR3 (для положительной полувольты) или TR8 и TR4 (для отрицательной) включены последовательно, в результате мощность, рассеиваемая на каждом из них, снижается. Внутренние транзисторы TR3 и TR4 обычно работают в режиме класса В, хотя может использоваться также режим класса АВ или А, для этого надо увеличить напряжение смещения. Внешние транзисторы TR6 и TR8 работают в режиме класса С, находясь в открытом состоянии менее 50% периода усиленного синусоидального сигнала.

Вообще говоря, скачок напряжения на коллекторах транзисторов не должен сильно сказываться на уровне выходного сигнала, но на практике усилители класса G имеют меньшую линейность, чем усилители класса В, потому что в результате переключения диодов и перезаряда их паразитных емкостей возникают дополнительные помехи.

Очевидным обобщением описанного метода снижения рассеиваемой на транзисторах мощности является дальнейшее увеличение числа шин питания. На практике обычно используется не более трех пар. Внутренние транзисторы, как и раньше, работают в режиме класса В/АВ, а промежуточные и внешние транзисторы – в режиме класса С, причем последние находятся в открытом состоянии меньшее время, чем первые.

Насколько известно автору, усилители с тремя парами шин питания использовались только в режиме шунта, как описано ниже. По-видимому, в последовательном включении суммарное падение напряжения на транзисторах становилось слишком большим и схема уже не обеспечивает эффективного усиления. Кроме того, в этом случае имеется шесть шин питания и необходимо



**Рис. 2.4.** Комбинация двух эмиттерных повторителей – УМЗС класса G (параллельное включение) с двумя парами шин питания



применять шесть выходных транзисторов, через каждый из которых течет весь выходной ток.

Схема, работающая в параллельном варианте класса G, показана на рис. 2.4 [10]. При низком уровне выходного сигнала в открытом состоянии находятся только транзисторы Q3 и Q4, которые получают питание от низковольтной шины. Выше порога, задаваемого напряжениями смещения  $V_{CM3}$  и  $V_{CM4}$ , открываются диоды D1 и D2 и начинают работать выходные транзисторы Q6 и Q8, питаемые от высоковольтной шины.

Диоды D3 и D4 обеспечивают защиту транзисторов Q3 и Q4 от отрицательного напряжения смещения. Выходные транзисторы Q6 и Q8 находятся в открытом состоянии менее 50% периода усиливаемого синусоидального сигнала, то есть работают в режиме класса C. Транзисторы Q3 и Q4 обычно работают в режиме класса B.

Наиболее мощные усилители класса G, использующие параллельное включение выходных каскадов, имеют три пары шин питания.

### 2.3.9. Класс H

Основывается на классе B, только используется повышение напряжения на единственной паре шин питания [12], вместо переключения между несколькими шинами, как в классе G.

### 2.3.10. Класс S

Класс усиления S, названный так Сэндмэном [13], использует каскад класса A с малым выходным током совместно с каскадом класса B, подключенным таким образом, чтобы увеличить эффективное значение импеданса нагрузки, «видимое» со стороны первого каскада.

Похожий метод был использован в усилителе Technics SE-A100 [14].

Автор надеется, что приведенный здесь краткий обзор классов усиления является достаточно полным; если кто-либо знает о других классах, автор с удовольствием добавит их в свою коллекцию. Следует понимать, что данная классификация не является исчерпывающей, так как не дает точное представление о принципе работы усилителя.

## 2.4. Варианты класса B

Трехкаскадная схема усилителя класса B на полупроводниковых элементах используется чаще всего и доказала свою высокую эффективность, поэтому были предприняты многочисленные попытки ее улучшить. Обычно разработчики пытаются совместить экономичность класса B с линейностью класса A. Здесь не хватит места для достаточно исчерпывающего перечисления известных модернизаций классической схемы, поэтому приведем только те, что имели значительный коммерческий успех или вызвали заметный интерес среди разработчиков.

### 2.4.1. Усилители, исправляющие ошибки

В усилителях данного типа вместо обычной для аудиотехники отрицательной обратной связи используется метод коррекции ошибок. Существует, по крайней мере, три метода коррекции ошибок, их описание можно найти в [15, 16].

### 2.4.2. Усилители без коммутации

Наиболее заметные искажения сигнала в усилителях класса В вызваны процессом переключения мощных транзисторов двухтактного выходного каскада, которые осуществляют коммутацию шин питания на низкоомную нагрузку – громкоговоритель. Многие разработчики пытались устранить эти искажения, переводя транзисторы в такой режим работы, когда через них все время течет хотя бы малый ток [17]. Мы еще вернемся к этому вопросу в главе 9.

### 2.4.3. Усилители тока

Почти все усилители мощности «стремятся быть» источником напряжения с минимальным выходным сопротивлением, это позволяет обеспечить постоянное усиление при вариации импеданса нагрузки, который зависит от частоты усиливаемого сигнала.

Противоположный подход – усилитель с достаточно высоким выходным сопротивлением, который ведет себя как источник тока. Это устраняет некоторые проблемы (например, когда при нагревании сопротивление катушки индуктивности громкоговорителя повышается), но вызывает появление новых (например, проблемы с резонансом в громкоговорителе). Об усилителях данного типа можно подробнее узнать в [18].

Относительно просто разработать усилитель с любым желаемым выходным импедансом (даже отрицательным), таким образом выдерживая компромисс между усилителем напряжения и усилителем тока. Трудность состоит в том, что обычные громкоговорители рассчитаны на работу с усилителем напряжения, поэтому совместно с усилителем тока должны использоваться динамические головки специального типа.

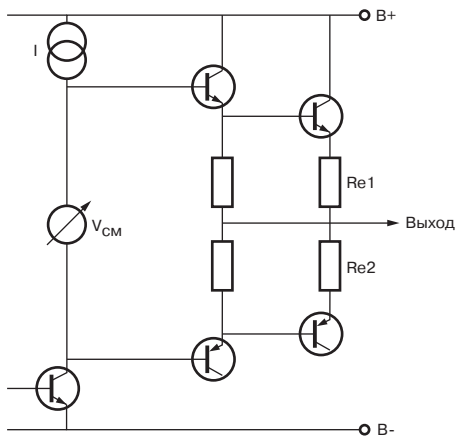
### 2.4.3. Метод Бломлея

Питер Бломлей (Blomley) в 1971 году предложил метод [20], который предохранял транзисторы выходного каскада от полного запираения. Идея состояла в том, чтобы расщепить положительную и отрицательную полуволны в предварительных каскадах, а не в оконечных. В этом случае режим работы транзисторов оконечного каскада может быть выбран таким образом, чтобы через них всегда протекал хотя бы минимальный ток. Тем не менее, данный метод пока не получил широкого распространения в коммерческих разработках.

### 2.4.4. Класс АВ–среднее геометрическое

Классическое объяснение принципа работы усилителя класса В предполагает, что двуполярное напряжение на базах транзисторов двухтактного каскада достаточно

точно передается на их эмиттеры и что при этом транзисторы переключаются одновременно при смене полярности усиливаемого напряжения и работают строго попеременно. На практике переключение происходит не сразу и из-за этого наблюдается искажение типа «ступенька» в выходном сигнале. В практически используемых схемах в цепи эмиттеров обоих транзисторов устанавливаются специальные резисторы, как показано на рис. 2.5, они повышают стабильность в режиме покоя и защищают транзисторы от перегрузки.



**Рис. 2.5.** Стандартная схема с двухтактным эмиттерным повторителем в качестве оконечного каскада УМЗЧ и резисторами в цепи эмиттера

Если данные резисторы исключить и формировать напряжение смещения транзисторов оконечного каскада с помощью двух подобранных диодов [21], то произведение токов, который течет через оба транзистора, будет постоянным:

$$I_1 \cdot I_2 = \text{const.}$$

Отсюда и название метода – «среднее геометрическое». Данный метод известен среди проектировщиков операционных усилителей, он дает более плавный переход напряжения при смене полярности усиливаемого сигнала, но это не обязательно означает понижение коэффициента нелинейных искажений. При проектировании неинтегральных УМЗЧ данная техника практически не используется, ведь в схеме на дискретных элементах нельзя обеспечить ту же идеальность подбора характеристик р-п-переходов и их тепловую связь, какая имеется в интегральных усилителях, все элементы которых выполнены на общей подложке.

Во-вторых, импеданс эмиттерного перехода выходного транзистора должен обеспечивать достаточное падение напряжения, чтобы выключить другой транзистор двухтактного выходного каскада, поэтому требуется использовать дополнительные элементы, на которых бы падало дополнительное напряжение, что усложняет схему.

Используется и другой подход, при котором

$$1/I_1 \cdot 1/I_2 = const,$$

он носит название «гармонического среднего» [22]. Данный метод предложен сравнительно недавно, и еще рано давать точные оценки об эффективности его применения в неинтегральных УМЗЧ.

#### 2.4.5. Вложенные контуры ООС

Довольно изощренная и достаточно сложная методика использования нескольких контуров отрицательной обратной связи описана в [23].

### 2.5. Усилители переменного сигнала и усилители постоянного тока

Между отдельными каскадами УМЗЧ может использоваться либо связь по переменному, либо по постоянному току. В первом случае имеется одна шина питания и нулевая шина, смещение усилительных элементов подбирается примерно равным напряжению между ними, чтобы обеспечить симметричное усиление сигнала максимальной амплитуды, а между каскадами для развязки по постоянному току устанавливаются конденсаторы, пропускающие только переменный сигнал.

Во втором случае имеются положительная и отрицательная шины питания, а напряжение смещения оконечного каскада выбирается равным нулю, поэтому никакой развязки по постоянному току не требуется и используется непосредственная связь между каскадами, а также между оконечным каскадом и нагрузкой.

Преимущества УМЗЧ с развязывающими конденсаторами:

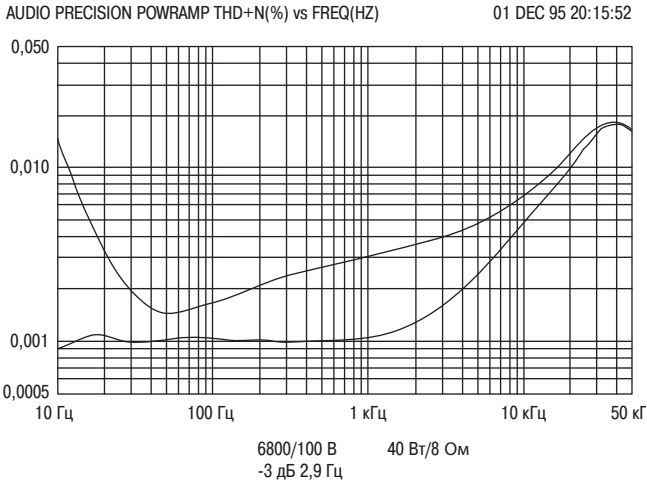
1. Напряжение покоя на нагрузке всегда равно нулю (если пренебречь утечками в выходном конденсаторе).
2. Легко устранить щелчок в громкоговорителях, который наблюдается при включении источника питания. Выходной сигнал при включении должен повыситься до половины напряжения питания, но это происходит достаточно медленно и не вызывает никакого слышимого эффекта.
3. Не требуется каких-либо мер предосторожности для защиты динамика от постоянного тока, эту работу берет на себя развязывающий конденсатор. В случае использования связи по постоянному току для защиты динамика пришлось бы устанавливать ненадежное реле.
4. Усилитель может быть более простым, так как легче обеспечить защиту от перегрузки при коротком замыкании на выходе: импеданс нагрузки представляет собой цепь, образованную последовательным включением выходного конденсатора и головки громкоговорителя.
5. Нет необходимости использовать катушки индуктивности для повышения стабильности. Большие электролитические конденсаторы, устанавливаемые на выходе УМЗЧ перед нагрузкой, имеют заметное эквивалентное последовательное сопротивление и малую индуктивность

(десятки нГн). Значение сопротивления для типичных случаев оказывается порядка 100 мОм, этого вполне достаточно, чтобы нейтрализовать емкостный характер нагрузки и не требует использования дополнительных катушек индуктивности.

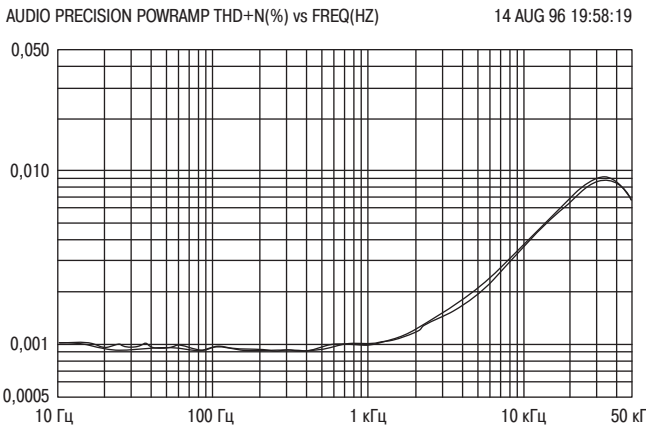
Преимущества УМЗЧ с непосредственными связями между каскадами:

1. Не требуется использование выходного конденсатора значительной емкости. С другой стороны, необходимо двуполярное питание, следовательно, придется использовать как минимум один дополнительный фильтрующий конденсатор (а также другие элементы, в частности предохранитель).
2. Теоретически при включении источника питания щелчок в громкоговорителе не должен наблюдаться, так как выходное напряжение в отсутствие входного сигнала всегда равно нулю и не должно достигнуть половины напряжения питания, как это требовалось в случае использования конденсатора, блокирующего постоянный ток. Однако на практике постоянные времени различных элементов цепей смещения транзисторов различаются довольно сильно, что может вызвать заметные отклонения выходного напряжения в начальный момент включения УМЗЧ. Поэтому используют реле, которое подключает динамики с некоторой задержкой после включения, когда все переходные процессы в схеме закончатся. Обычно длительность задержки меньше одной секунды.
3. Связи по переменному току считаются не слишком «модными» в аудиотехнике, поэтому непосредственные связи между каскадами позволяют избежать некоторых трудностей в области маркетинга.
4. Все еще достаточно распространено заблуждение, что УМЗЧ с непосредственными связями обеспечивают лучшее значение коэффициента демпфирования (см. раздел 1.6.7) якобы из-за того, что в них отсутствует дополнительное сопротивление выходного конденсатора. Это неверно, но лучше успокоить потенциальных покупателей и в этом отношении.
5. Устраняются искажения, связанные с выходным конденсатором. Как показано на рис. 2.6, для выходного конденсатора емкостью 6800 мкФ при мощности УМЗЧ 40 Вт и сопротивлении нагрузки 8 Ом заметным является уровень третьей гармоники; соответствующее значение КНИ достигает 0,0025%. Это практически в пять раз превышает искажения, генерируемые в самом усилителе на этих частотах. Кроме того, величина КНИ заметно растет при понижении частоты, причина этого не совсем ясна.

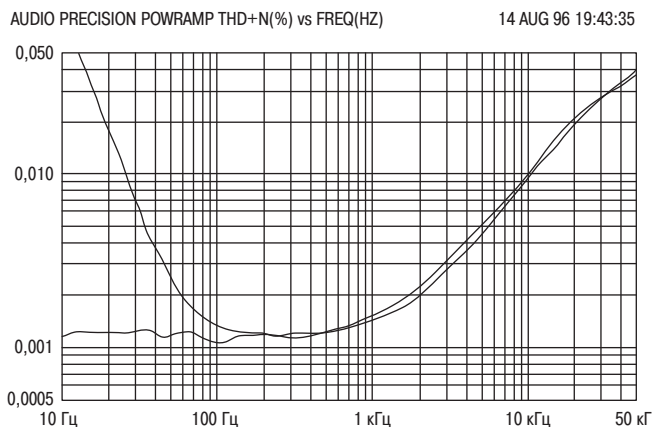
Известно два метода устранения искажений, связанных с выходным конденсатором. Решение проблемы «в лоб» подсказывает использовать конденсатор очень большой емкости, чем это обычно требуется. Пример для усилителя Aegovox фирмы ВНС показан на рис. 2.7. Разработанный специально для аудиотехники конденсатор



**Рис. 2.6.** Дополнительная величина нелинейных искажений, обусловленных влиянием выходного конденсатора емкостью 6800 мкФ при мощности выходного сигнала 40 Вт и сопротивлении нагрузки 8 Ом. КНИ увеличивается с падением частоты сигнала, как и в малосигнальном случае, но также наблюдается дополнительный рост КНИ на средних частотах



**Рис. 2.7.** Значение коэффициента нелинейных искажений усилителя с выходным конденсатором и без него для усилителя ВНС Аеро-вох. Емкость конденсатора 100000 мкФ, выходная мощность 40 Вт, сопротивление нагрузки 8 Ом



**Рис. 2.8.** Значение коэффициента нелинейных искажений усилителя с конденсатором Cerafine и без него (4700 мкФ/63 В)

Cerafine Supercap, как утверждается, позволяет снизить искажения на средних частотах (рис. 2.8). Однако все еще заметен уровень КНИ на низких частотах. Неизвестно, какими именно специальными свойствами обладает названный конденсатор. Насколько известно автору, для обычных электролитических конденсаторов не характерно низкое значение КНИ на средних частотах, которое здесь наблюдается. Габариты конденсатора Cerafine почти вдвое превышают размеры обычного той же емкости, поэтому можно предположить, что в нем используется более толстый диэлектрик между обкладками, чем в обычном конденсаторе, рассчитанном на работу при том же напряжении.

Любой из подобных специальных конденсаторов стоит больше, чем все остальные электронные компоненты, вместе взятые. Да и размеры их не слишком малы. Поэтому намного лучше использовать непосредственную связь, даже в случае применения защитного реле.

Малоизвестные сложности с выходным конденсатором состоят в том, что их реактивное сопротивление на низких частотах увеличивается при нагревании. На практике это приводит к дополнительному фазовому сдвигу.

6. Отсутствует постоянный ток в нулевой шине. В случае использования однополярного питания и межкаскадных конденсаторов через нулевую шину течет постоянный ток, что является серьезной проблемой и служит источником дополнительных помех.

## 2.6. Отрицательная обратная связь в УМЗЧ

В этой книге не ставится целью обсуждать элементарные сведения из теории усилительных схем, однако даже краткое знакомство с многочисленными публикациями в журналах по аудиотехнике показывает, что наблюдается значительный

беспорядок и недопонимание того, как работает ООС в усилителях мощности. Возможно, многим кажется необъяснимым сам факт, что с помощью подачи части выходного сигнала обратно на вход усилителя можно добиться повышения качества звучания. Поэтому здесь мы приведем несколько наиболее очевидных доводов, более подробное обсуждение проблемы ждет читателя в главе 7.

Главными причинами использования отрицательной обратной связи в УМЗЧ является то, что с ее помощью достигается снижение коэффициента нелинейных искажений, выходного сопротивления и помех по шинам питания. Кроме того, повышается стабильность коэффициента усиления на различных частотах и снижается дрейф по постоянному току, но это в случае проектирования УМЗЧ менее важно.

В соответствии с элементарной теорией обратной связи коэффициент  $k$  улучшения любого параметра определяется по формуле

$$k = A \cdot b \quad (2.1)$$

где  $A$  – коэффициент усиления с незамкнутым контуром ОС;  $b$  – ослабление в цепи ОС. В большинстве случаев коэффициент  $k$  может быть найден как отношение коэффициента усиления с незамкнутым контуром ОС и коэффициента усиления с замкнутым контуром.

В простых схемах использование ООС не вызывает каких-либо серьезных трудностей. Типичный УМЗЧ не может работать без использования ООС хотя бы потому, что в противном случае он бы просто вошел в насыщение под действием напряжения смещения. Но в каждом каскаде УМЗЧ накапливается некоторый сдвиг фазы усиливаемого сигнала, поэтому при замыкании контура ООС возможны проблемы с устойчивостью усиления на высоких частотах. В результате самовозбуждения могут быть испорчены громкоговорители, а также выходные транзисторы, которые не смогут переключаться достаточно быстро на высоких частотах сигнала.

Для устранения условий, при которых возможно самовозбуждение усилителя, используются различные методы компенсации. Например, можно применять конденсатор, включенный между коллектором и базой транзистора, – это обеспечивает спад коэффициента усиления при незамкнутой петле ООС со скоростью 6 дБ на октаву, в результате единичное значение коэффициента усиления будет достигнуто прежде, чем фазовый сдвиг достигнет критической величины, при которой начнется самовозбуждение. Однако при этом коэффициент обратной связи будет зависеть от частоты (об этом факте часто забывают), а это не всегда хорошо.

Важно помнить, что амплитуда любой гармоники на выходе усилителя, как описывалось выше, зависящая от глубины отрицательной обратной связи (различной на разных частотах), будет уменьшена под действием этой обратной связи в соответствии со *своей* частотой (а не частотой основной гармоники усиливаемого сигнала). Поэтому по возможности «выгоднее» генерировать в усилителе младшие гармоники (если, конечно, есть возможность выбора), а не старшие, так как ООС сможет бороться с ними более эффективно.



Отрицательная обратная связь может быть либо *локальной* (местной), то есть применяться к отдельному усилительному каскаду или непосредственно к активному элементу, либо *глобальной* (общей), другими словами, охватывать весь усилитель. Общая ООС более эффективна с точки зрения уменьшения искажения, чем локальные соответствующей глубины, но для нее характерны более строгие границы допустимого фазового сдвига, при котором еще не наблюдается самовозбуждение усилителя.

Выше частоты основного полюса усилитель напряжения работает как интегратор, внося в сигнал постоянный фазовый сдвиг, равный 90 градусам. Другими словами, если мы хотим добиться хотя бы приблизительной синфазности входного и выходного сигналов УМЗЧ, то требуется обеспечить дополнительный фазовый сдвиг на выходе первого каскада УМЗЧ, равный также 90 градусам. Отрицательная обратная связь работает таким образом, что выходной и входной сигнал вычитаются друг из друга, в результате даже малый сдвиг фаз между двумя сигналами относительно большой амплитуды приводит к тому, что разностный сигнал имеет значительную фазовую задержку.

Полупроводниковые УМЗЧ, в отличие от большинства ламповых, разрабатываются таким образом, чтобы их коэффициент усиления при замкнутой петле ООС был постоянным. Если используется обычная компенсация с помощью основного полюса, то коэффициент усиления на высоких частотах при разомкнутой петле ООС не зависит от частоты, поэтому так важно, чтобы была постоянной глубина обратной связи – только так можно в этих условиях обеспечить постоянство коэффициента усиления УМЗЧ при замкнутой ООС. В ламповых усилителях все наоборот: глубина ООС является переменной величиной и даже может выбираться пользователем по своему усмотрению (изменение глубины обратной связи существенно сказывается на чувствительности усилителя). Другая сложность заключается в том, что на высоких и низких частотах при замкнутой обратной связи АЧХ ламповых усилителей имеет заметные выбросы на краях рабочего диапазона (там, где глубина ООС увеличивается), это связано с ограниченной полосой пропускания трансформаторов, используемых в ламповых УМЗЧ. Это можно допустить, так как в ламповых усилителях глубина общей ООС не является критическим параметром, влияющим на качество работы УМЗЧ. Напротив, разработчики полупроводниковых усилителей остаются равнодушными к чувствам и желаниям потребителей, когда дело касается таких жизненно важных вещей, как глубина ООС.

## 2.7. Несколько распространенных заблуждений по поводу ООС

Все высказывания, цитируемые ниже, множество раз мелькали в литературе по высококачественному звуковоспроизведению. Все они неверны.

1. *Отрицательная обратная связь вредна.* Некоторые комментаторы считают, что ООС не приносит какой-либо пользы. Разумеется, это утверждение основывается только на их субъективной оценке. ООС – одно из фундаментальных понятий электроники и практически невозможно избежать ее использования в усилительной технике. В каждом

транзисторе, работающем в усилительном каскаде с общим эмиттером, действует местная внутренняя ООС (она обусловлена внутренним сопротивлением эмиттерного перехода). Возможно, подобные мнения являются проявлением недоверия: если что-то хорошо работает – значит, что-то тут не так.

2. *При проектировании желательно выбирать низкое значение глубины ООС. Это неверно, общая ООС улучшает все параметры усилителя и делает это тем эффективнее, чем больше ее глубина. Немногие отрицательные следствия слишком глубокой ООС – опасность возникновения самовозбуждения на высоких частотах и ухудшение переходной характеристики вблизи от порога самовозбуждения. Но этих эффектов нетрудно избежать при проектировании и они достаточно просто выявляются при испытании усилителя.*

В любом случае, что следует понимать под «низкими значениями» глубины ООС? Одним из убедительных показателей недостаточности познаний какого-либо горе-специалиста в области звуковоспроизведения вообще и в теории отрицательной обратной связи в частности – заключается в том, что значение какого-либо параметра просто указывается в децибелах (если указывается вообще), в то время как общеизвестно, что глубина ООС в усилителях существенно зависит от частоты сигнала и просто назвать одно число, выраженное в децибелах, – значит, не сказать ничего.

Разумным было бы указывать глубину ООС на частоте 20 кГц, так как данное значение, скорее всего, лежит выше частоты основного полюса и поэтому в данном частотном диапазоне коэффициент усиления УМЗЧ при разомкнутой петле ООС определяется всего двумя-тремя элементами усилителя. Как правило, на этой частоте коэффициент усиления при разомкнутой ООС падает со скоростью 6 дБ на октаву, пока не пересечет линию единичного усиления, по которой определяются пределы стабильной работы усилителя. Что касается коэффициента усиления при разомкнутой ООС на низких частотах, то его значение определяется намного большим числом параметров, величину которых трудно контролировать (например, от коэффициента передачи тока базы транзистора). Мы еще вернемся к этому вопросу в главе 4.

3. *Отрицательная обратная связь опасна, если ее неправильно применять. Этот мягкий трюизм обычно подразумевает следующее: если усилитель имеет высокий коэффициент нелинейных искажений, то коэффициент усиления при разомкнутой петле ООС надо повысить, чтобы увеличить глубину общей ООС. Но это вызовет нестабильность работы на высоких частотах, что можно исправить, увеличив емкость компенсирующего конденсатора. Но это, в свою очередь, уменьшит максимальную скорость нарастания выходного напряжения, что заметно ухудшит качество звуковоспроизведения.*

Очевидный недостаток приведенной цепочки рассуждений заключается в том, что увеличение емкости компенсирующего конденсатора,

кроме всего прочего, уменьшит глубину ООС, поскольку оно уменьшает коэффициент усиления при разомкнутой петле ООС на высоких частотах. Поэтому обратная связь вряд ли может быть обвинена в ухудшении переходной характеристики. На самом деле причину следует искать, вероятно, в низком значении тока, текущего во входном каскаде УМЗЧ (это еще один параметр, отвечающий за максимальную скорость нарастания напряжения на выходе усилителя).

4. *Отрицательная обратная связь может снизить амплитуду младших гармоник, но привести к возрастанию старших.* Менее распространенная, но также часто повторяемая жалоба на ООС заключается в том, что она якобы перераспределяет уровни гармонических искажений, ослабляя их на более благозвучных и совместимых с качественным звуковоспроизведением низких частотах, но повышая уровень помех на высоких частотах, где они хуже воспринимаются ухом человека, в результате качество УМЗЧ только понижается. Справедливости ради следует заметить, что данное утверждение содержит некоторую долю правды и, возможно, изначально было вызвано не совсем правильным пониманием одной статьи Питера Баксандалла [24], в которой он показал, что если взять УМЗЧ, на выходе которого преобладает только вторая гармоника усиливаемого сигнала, а затем, используя отрицательную обратную связь, подать часть выходного сигнала обратно на вход УМЗЧ, то действительно будут сгенерированы гармоники более высокого порядка, поскольку вместе с сигналом основной частоты по петле ООС на вход усилителя будет подана и вторая гармоника сигнала, которая вызовет на выходе УМЗЧ появление дополнительных гармоник из-за интермодуляционных искажений, так как гармоники будут взаимодействовать друг с другом. Например, взаимодействие основной и второй гармоник породит третью, второй и третьей – пятую и т.д.

Все активные устройства (включая полевые транзисторы, которые, как часто ошибочно полагают, вырабатывают только вторую гармонику усиливаемого сигнала) на самом деле генерируют старшие гармоники небольшого уровня. Обратная связь могла бы действительно генерировать их сама по себе, но на самом деле они уже имеются в усилителе. Что в первую очередь следует осознать – так это простой факт, что использование отрицательной обратной связи достаточной глубины приведет к ослаблению гармонической составляющей любого порядка, которая до этого вырабатывалась усилителем. Что касается гармонических искажений, сгенерированных самой ООС, то они на практике достаточно малы (ведь они обусловлены слабым взаимодействием слабых гармоник), разумеется, если мы разумно выбрали глубину обратной связи. В любом случае было бы неправильным огульно говорить, что для практических применений в УМЗЧ приемлемо только низкое значение глубины ООС, что-то вроде 6 дБ, как это иногда утверждается.

5. *Малое значение нижнего предела рабочего диапазона усилителя при разомкнутой петле ООС является причиной малой скорости нарастания выходного сигнала.* Многие почему-то связывают между собой эти два параметра УМЗЧ: нижнюю рабочую частоту при разомкнутой ООС и максимальную скорость нарастания выходного сигнала. На самом деле они совершенно не связаны, не влияют друг на друга и могут выбираться независимо. Нижний предел рабочего диапазона зависит от элементов входного каскада УМЗЧ: емкости компенсирующего конденсатора, включенного между базой и коллектором транзистора, коэффициента передачи тока базы самого транзистора, а также сопротивлением коллекторного резистора этого же каскада. Что касается максимальной скорости нарастания выходного напряжения, то данный параметр зависит от тока входного каскада УМЗЧ и емкости уже названного конденсатора. Как видим, только компенсирующий конденсатор оказывает влияние на оба параметра, но все остальные могут быть выбраны произвольно. Подробнее мы обсудим данный вопрос в главе 3.

При проектировании УМЗЧ существует определенный предел глубины ООС, который можно безопасно использовать на частоте 20 кГц, но это не означает, что разработчик вынужден фиксировать это же значение на частоте 1 кГц или, скажем, 10 кГц. Ничто не мешает с падением частоты увеличивать глубину ООС со скоростью 6 дБ на октаву (или даже быстрее). Разумеется, удвоение глубины ООС при снижении частоты на каждую октаву не может продолжаться до бесконечности, в конечном счете этот параметр ограничен величиной усиления при разомкнутом контуре ООС, который, в свою очередь, определяется коэффициентом передачи тока базы транзистора и многими другими параметрами. Следовательно, зависимость глубины ООС от частоты выравнивается на некоторой достаточно низкой частоте, которая как раз и является нижним пределом рабочего диапазона усилителя при разомкнутом контуре ООС, но для УМЗЧ, который никогда не будет работать при разомкнутой ООС, этот параметр не представляется важным.

Довольно трудно убедить неспециалистов, что эта частота никак не влияет на скорость нарастания выходного напряжения усилителя. Но это и так ясно для любого студента-первокурсника, изучающего электронику. Даже не слишком дорогие операционные усилители с большим значением коэффициента усиления и предельно низким (менее 1 Гц) нижним пределом рабочего диапазона сплошь и рядом имеют очень большую скорость нарастания выходного напряжения.

6. *Ограниченная ширина рабочего диапазона УМЗЧ не позволяет подать выходной сигнал немедленно на вход усилителя, из-за этой задержки полезность ООС снижается.* На самом деле ни одна линейная схема не может вызвать чистого запаздывания сигнала – выходная реакция на входное воздействие всегда начинается одновременно

с самим воздействием, разумеется, обычно требуется некоторое время на то, чтобы выходной сигнал достиг своего максимального уровня. В большинстве усилителей компенсирующий конденсатор, с помощью которого задается частота основного полюса, вносит задержку, равную 90 градусам на низких частотах, но в данном случае речь идет о сдвиге фаз между входным и выходным сигналами, а не о чистом запаздывании. Тем не менее, термин «задержка» часто используется вместо более точного выражения «фазовый сдвиг», что и вносит некоторую путаницу. На самом деле если разработчик вздумает и правда «задерживать» сигнал обратной связи, то наверняка получит генератор вместо усилителя.

## 2.8. ООС и стабильность усилителя

В борьбе с нелинейными искажениями в арсенале разработчика обычно имеется два главных оружия. Первое заключается в том, чтобы пытаться повысить линейность усилителя еще при разомкнутом контуре ООС. Это, разумеется, важно, но попытки повышения линейности усилителя без использования ООС рано или поздно приводят к слишком сложным и дорогим схемам. Альтернативный метод предполагает использование отрицательной обратной связи, настолько глубокой, насколько это позволяет опасность нестабильной работы усилителя. Как известно, схема первого порядка (имеющая только один полюс) при замыкании ООС всегда является безусловно стабильной, независимо от глубины ООС. Примером может служить метод линеаризации усилительного каскада с помощью конденсатора местной ООС, включаемого между коллектором и базой транзистора. Однако для более сложных, например трехкаскадных, схем, описываемых более чем одним временным параметром, дополнительные полюса ухудшают качество переходной характеристики или являются причиной нестабильности, если глубина ООС на высоких частотах окажется слишком большой. Эти нежелательные эффекты могут быть снижены устранением дополнительных полюсов или увеличением их частоты, чтобы в том же самом частотном диапазоне можно было безопасно использовать более глубокую ООС и тем самым добиться лучшей линейности усилителя. Но для этого требуется провести анализ схемы с целью определения частоты ее полюсов и их количества.

В принципе, частота основного полюса может быть рассчитана довольно просто, этим мы займемся в самом начале третьей главы. Но на практике оказывается, что два наиболее важных параметра, влияющих на значение этой частоты, – коэффициент передачи тока базы транзистора и коллекторный импеданс – не известны точно. В результате частота основного полюса может быть оценена лишь приблизительно. К счастью, сам по себе этот параметр не влияет на стабильность усилителя. Что действительно важно определить, так это глубину ООС на высоких частотах.

Положение высокочастотных полюсов определяется внутренней емкостью переходов транзистора и другими паразитными эффектами, а не номиналами элементов схемы. Поэтому данные эффекты более значимы в выходных каскадах

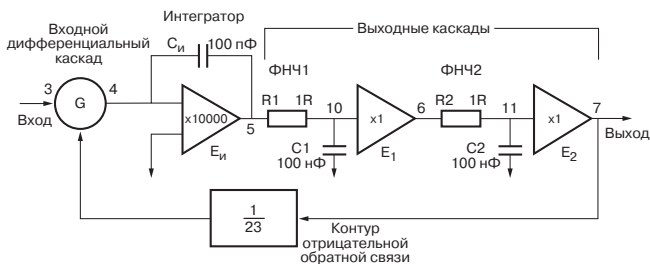
УМЗЧ, где используются менее высокочастотные мощные транзисторы. Например, в схеме, изображенной на рис. 6.16, транзистор MPSA06 имеет максимальную частоту усиления 100 МГц, транзистор МJE340 – 15 МГц (почему-то данный параметр даже не указывается в спецификациях), а мощный транзистор MJ802, установленный в оконечном каскаде, – всего 2,0 МГц. Ясно, что именно последний параметр является наиболее важным для оценки положения высокочастотных полюсов.

Другой вопрос заключается в том, какой порядок модели использовать для каждого каскада. Ведь каждый транзистор не обязан описываться моделью первого порядка с единственным полюсом.

Существует обширная отрасль знаний, которая занимается вопросами устойчивости систем с обратной связью – это теория автоматического управления. В любом книжном магазине, где продается техническая литература, можно найти немало увесистых томов с названием «Проектирование систем управления» или вроде того. Для рассмотрения систем с обратной связью в этих книгах используется анализ в частотной области (на основе методов преобразования Лапласа), вычисление собственных чисел матриц, а также множество различных критериев устойчивости. Разумеется, использование всего этого аппарата требует от разработчика недюжинных знаний в области высшей математики.

Но при проектировании аудиоусилителей методы теории управления не находят широкого применения. Причина этого заключается в том, что эти методы подразумевают, что разработчик хорошо знает свойства всех блоков системы и объекта управления, особенно в терминах полюсов и нулей. Но в случае проектирования аудиоаппаратуры это не так.

Один из подходов к анализу отрицательной обратной связи в усилительной технике – это моделирование в системе SPICE. Здесь также возможно проведение моделирования в области комплексной частоты, но эксперименты автора в этом направлении нельзя назвать удачными – результат моделирования практически всегда оказывался весьма далеким от реальности. Автор затрудняется назвать причину этого, но в любом случае советует читателю избегать моделирования в частотной области при анализе усилительных устройств. Более прост и надежен другой метод моделирования, который использует RC-цепочки для описания временных констант, характеризующих моделируемую схему.



**Рис. 2.9.** Анализ устойчивости усилителя в системе SPICE

На рис. 2.9 показана простая модель для SPICE-симулятора. В ней отражены только самые важные параметры усилителя и проигнорированы такие эффекты, как нелинейность или обрезание сигнала.

Коэффициент усиления прямой цепи моделируется двумя параметрами: коэффициентами передачи входного каскада и интегратора. Входной дифференциальный каскад описан блоком  $G$ , это стандартный элемент библиотеки SPICE – источник тока, управляемый напряжением (ИТУН): ток, выходящий из узла 4, пропорционален разности напряжений, действующих в узлах 3 и 7. Множитель 0,09 соответствует коэффициенту передачи входного каскада  $g_m = 9$  мА/В. Это значение является типичным для усилительного каскада на биполярном транзисторе с местной ООС. Стабильность усилителя зависит от глубины ООС на частоте 20 кГц. Этот параметр определяется выбором коэффициента  $g_m$ , а также емкостью компенсирующего конденсатора  $C_{\text{и}}$  интегратора, так как только эти два параметра влияют на коэффициент усиления при разомкнутой петле ООС [см. формулу (3.1)]. Для моделирования мы оставили оба параметра, так как емкость конденсатора, кроме глубины ООС, влияет еще и на максимальную скорость изменения выходного сигнала.

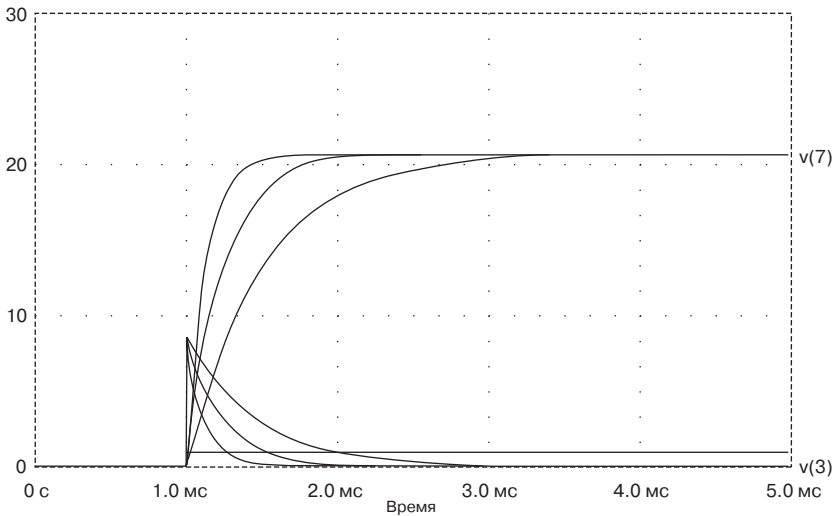
Для моделирования каскада усилителя напряжения и его основного полюса используется интегратор  $E_{\text{и}}$  с большим коэффициентом передачи. При емкости конденсатора  $C_{\text{и}} = 100$  пФ основной полюс  $P1$  будет лежать где-то ниже частоты 1 Гц. Если выбрать бесконечный (или почти бесконечный, насколько это позволяет симулятор SPICE) коэффициент передачи, то получился бы идеальный интегратор. Но на практике значение коэффициента передачи каскада усилителя напряжения – не точно контролируемый параметр, поэтому частота основного полюса  $P1$  может располагаться где-то в районе от 1 до 100 Гц. К счастью, этот параметр совершенно не влияет на высокочастотную стабильность.

Оконечный каскад моделируется буфером с единичным коэффициентом передачи. Два дополнительных полюса вводятся добавлением к схеме двух RC-цепочек:  $R1C1$  и  $R2C2$ . Буфер  $E1$  нужен, чтобы вторая RC-цепь не нагружала первую. Второй буфер  $E2$  в нашем случае не является обязательным, так как нагрузка для второй RC-цепи отсутствует, но он пригодится для дальнейшего усложнения схемы. Порядок подключения RC-цепочек не имеет значения. Первая RC-цепь показана на рис. 2.9 как часть окончного каскада, но она также могла бы быть использована для моделирования характеристик входного каскада. Строго говоря, окончный каскад должен иметь коэффициент передачи около 0,95, а не 1, но это различие не существенно для целей моделирования.

Номиналы резисторов и конденсаторов RC-цепочек, приведенные на рис. 2.9, совершенно нереальны, но они имеют смысл не сами по себе, а лишь в сочетании друг с другом (произведение емкости и сопротивления дает постоянную времени), поэтому указанные значения выбраны таким образом, чтобы упростить выкладки. Так, перемножение  $R = 1$  Ом и  $C = 1$  мкФ дает  $T = 1$  мкс. Это соответствует полюсу на частоте 159 кГц. Из-за такого выбора номиналов токи в данной части модельной цепи, разумеется, будут далеки от реальных (что касается напряжений, то они зависят от комбинации RC, поэтому моделируются правильно).

Контур обратной связи представлен в нашей модели просто масштабным коэффициентом, то есть блоком с постоянным коэффициентом передачи. Значение 23 для коэффициента усиления при замкнутом контуре ООС соответствует реальному положению вещей в большинстве УМЗЧ.

Наша модель предельно проста и является линейной, поэтому в ней не отражены, например, эффекты, зависящие от емкости конденсатора блока интегрирования и влияющие на максимальную скорость изменения выходного сигнала. Это может быть сделано, если наложить ограничения на величину тока, который может втекать в цепь входного каскада и вытекать из него.

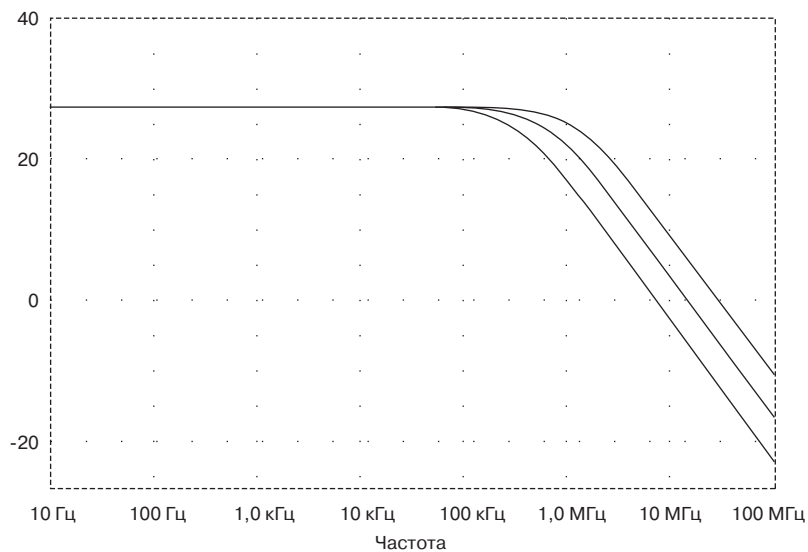


**Рис. 2.10.** Результат моделирования во временной области в системе SPICE. Входной сигнал – ступенька высотой 1 В – подается на узел 1. При увеличении емкости конденсатора  $C_{и}$  выходное напряжение  $V(7)$  возрастает медленнее

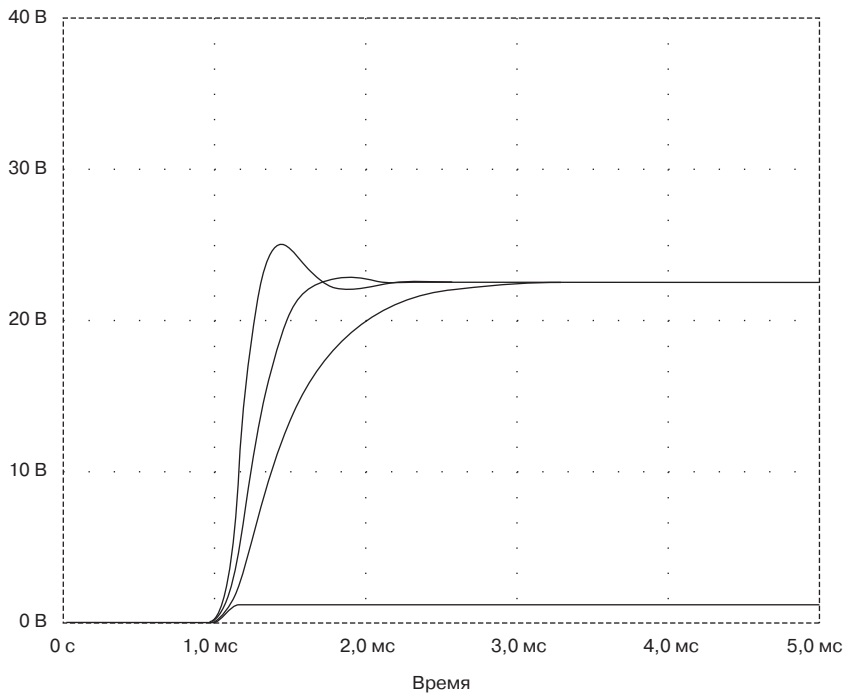
На рис. 2.10 показана переходная характеристика нашей модели – выходная реакция на входную ступеньку высотой 1 В в случае, когда из схемы исключены все дополнительные полюса, кроме основного. Это сделано заданием емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$ , равной 0,00001 пФ, чтобы инерционность выходных RC-цепочек была минимальной и гарантированно не оказывала никакого влияния на работу схемы. Как видим, выходной сигнал  $V(7)$  возрастает по экспоненциальному закону от 0 до 23 В (а что еще мы могли ожидать?).

Кроме выходного сигнала  $V(7)$ , на рис. 2.10 показан сигнал ошибки  $i(g1)$  – ток, вытекающий из блока  $G$  (он мал по величине, поэтому для отображения его на том же графике мы используем масштабный коэффициент 1000). Скорость нарастания выходного сигнала обратно пропорциональна емкости конденсатора  $C_{и}$ . На рис. 2.10 показаны три характеристики, соответствующие трем различным значениям емкости: 50, 100 и 220 пФ.





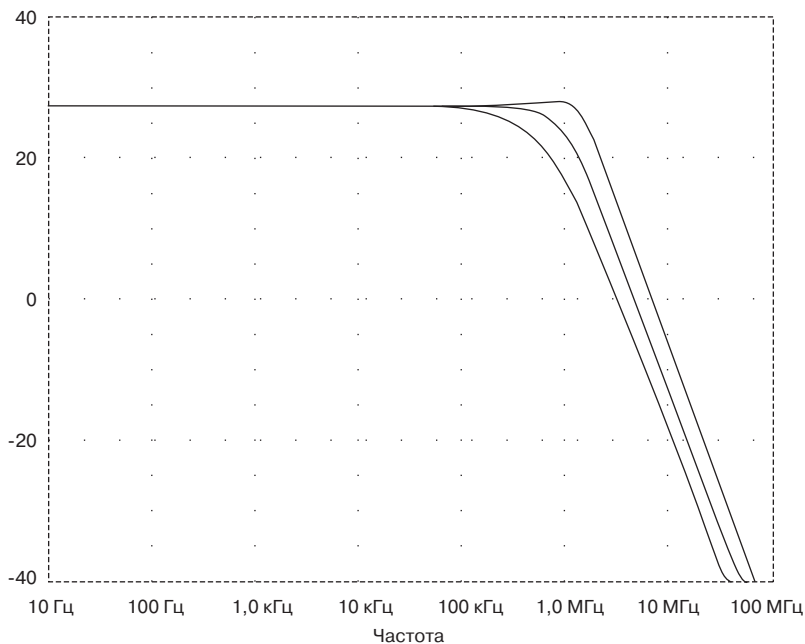
**Рис. 2.11.** Результат моделирования в частотной области в системе SPICE. Рабочий диапазон усиливаемых частот сужается при увеличении емкости компенсирующего конденсатора



**Рис. 2.12.** Переходная характеристика модельной схемы с дополнительным полюсом P2

Описанная техника моделирования хорошо работает как во временной, так и в частотной области, достаточно просто выполнить запуск SPICE в режиме AC (переменного тока) вместо режима Transient (моделирование переходных процессов). На рис. 2.11 приведен результат моделирования в частотной области – амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) нашей модели.

На рис. 2.12 показан результат моделирования во временной области в случае, когда к схеме добавлен дополнительный полюс P2 на частоте 1,59 МГц (это соответствует произведению  $R1 \cdot C1 = 100$  нс). Как и раньше, показаны три графика для значений емкости компенсирующего конденсатора, равных 50, 100 и 220 пФ. Как видно, теперь переходная характеристика имеет колебательный характер, причем при  $C_{и} = 50$  пФ колебательность больше, чем при 100 пФ.

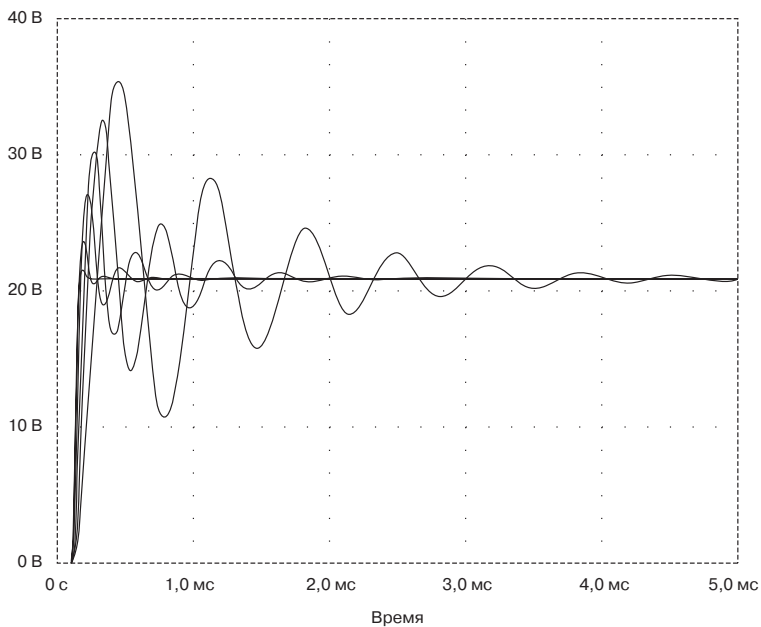


**Рис. 2.13.** Амплитудно-частотная характеристика модельной схемы с дополнительным полюсом P2

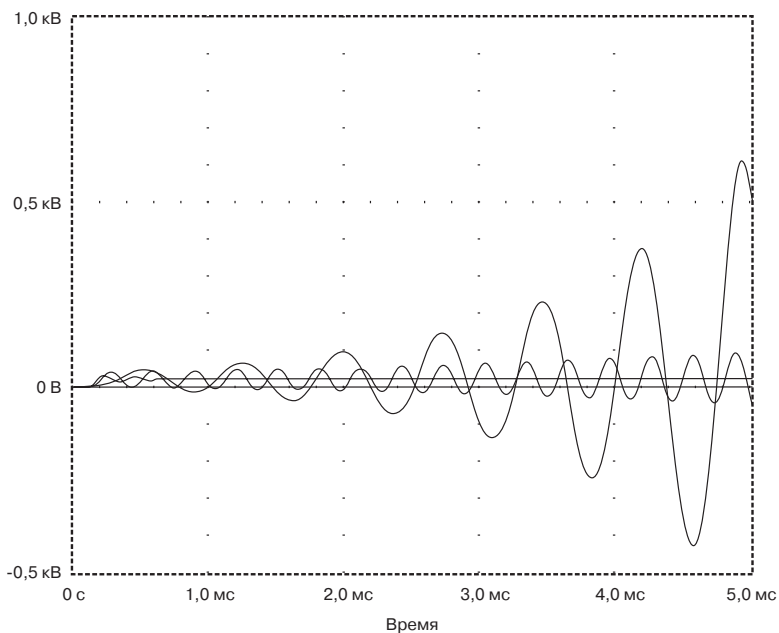
На самом деле это не так уж страшно. На рис. 2.13 приведена АЧХ схемы, на которой видно, что выбросы во временной области не дали существенных всплесков амплитудно-частотной характеристики на границе рабочего диапазона.

Но все равно получается, что лучше использовать значение  $C_{и} = 100$  пФ, которому соответствует малое значение всплеска на переходной характеристике и достаточная скорость нарастания выходного сигнала.

На рис. 2.14 показан результат моделирования во временной области для случая, когда  $R1 \cdot C1 = 5$  мкс. Как видим, система все еще стабильна, хотя переходная характеристика имеет колебательный характер и время установления увеличивается по сравнению с апериодическим случаем. Отсутствие самовозбуждения объясняется тем, что в системе с двумя полюсами фазовая задержка сигнала



**Рис. 2.14.** Результат моделирования во временной области при увеличении постоянной времени RC-цепи



**Рис. 2.15.** Результат моделирования системы с тремя полюсами во временной области

в прямой цепи не достигает 180 градусов, то есть отрицательная обратная связь еще не переходит в положительную. Интегратор обеспечивает на частоте, лежащей выше частоты основного полюса  $P_1$ , задержку, равную 90 градусам, но в RC-цепи, используемой для моделирования полюса  $P_2$ , задержка достигает 90 градусов только на бесконечной частоте.

Это является еще одним следствием простоты нашей модели. Реальные усилители будут самовозбуждаться при слишком малых значениях  $S_{и}$ . Таким образом, оконечный каскад УМЗЧ не может быть достоверно смоделирован с помощью системы первого порядка (то есть всего с одним полюсом).

Один из президентов США уверенно заявлял: «Если две ошибки не приводят к правильному результату, так давайте посмотрим, не сделают ли это три». Добавим к системе третий полюс  $P_3$  (рис. 2.15).

Выполнив моделирование при  $P_3 = 500$  нс и  $P_2$ , изменяющимся от 0,1 до 5 мкс, можно увидеть, что длительные колебательные процессы начинаются при  $P_2 = 0,45$  мкс. При  $P_2 = 0,2$  мкс система еще стабильна и наблюдаются только затухающие колебания. На рис. 2.15 колебательный процесс возрастает при  $P_2 = 5$  мкс и  $P_3 = 500$  нс. Даже за короткое время моделирования амплитуда колебаний выросла почти до киловольта. В реальной схеме амплитуда колебаний, разумеется, ограничена напряжением питания усилителя. На практике на амплитуду колебаний в основном оказывает влияние другой параметр схемы – максимальная скорость изменения выходного напряжения.

Итак, наша модель позволяет провести анализ порога самовозбуждения схемы. Другой вопрос – правильно ли она отражает колебательный процесс, происходящий в реальной схеме. Печально, но на этот вопрос приходится ответить отрицательно. Моделирование показывает частоту колебаний около 200 кГц, что заметно меньше, чем наблюдается на практике. Это объясняется тем, что мы выбрали слишком низкое значение частоты, соответствующее полюсу  $P_2$ ; помимо всего прочего, оно далеко от известных значений  $F_T$ , характерных для мощных транзисторов, используемых в оконечных каскадах УМЗЧ. Реальные усилители при уменьшении емкости корректирующего конденсатора начинают генерировать на частотах от 500 кГц до 1 МГц. Вероятно, это объясняется тем, что имеется большое количество полюсов, соответствующих этим высоким частотам, расположенных вблизи друг от друга, что и дает эффект быстрого накопления фазовой задержки в системе с обратной связью.

Еще один – четвертый – полюс может быть просто введен в схему, изображенную на рис. 2.9. Для этого достаточно добавить еще одну RC-цепочку после буфера  $E_2$ . Так, если  $P_2 = 0,5$  мкс, а  $P_3 = P_4 = 0,2$  мкс, то колебания будут происходить на частоте 345 кГц, что уже ближе к реальному положению вещей. Этот случай соответствует строке В в табл. 2.1.

Более точное моделирование получается в случае использования модели пятого порядка (строка С табл. 2.1):  $P_2 = P_3 = P_4 = 0,2$  мкс,  $P_5 = 0,01$  мкс. Что касается порога самовозбуждения, то он при добавлении новых полюсов не изменяется – система остается линейной, поэтому от порядка модели в этом отношении ничего не зависит.

-Таблица 2.1.

Частоты колебательного процесса при самовозбуждении усилителя

Модель	$C_{II}$	P2	P3	P4	P5	P6	
A	100 пФ	0,45	0,5	-	-		200 кГц
B	100 пФ	0,5	0,2	0,2	-		345 кГц
C	100 пФ	0,2	0,2	0,2	0,01		500 кГц
D	100 пФ	0,3	0,2	0,1	0,05		400 кГц
E	100 пФ	0,4	0,2	0,1	0,01		370 кГц
F	100 пФ	0,2	0,2	0,1	0,05	0,02	475 кГц

Выбор всех трех полюсов P2, P3 и P4 на одной и той же частоте не кажется слишком правдоподобным, поэтому вариант D демонстрирует, как изменится частота генерации, если частота полюсов различна. Здесь пришлось увеличить постоянную времени второго полюса P2 до 0,3 мкс, чтобы возникла генерация, в этом случае частота колебаний составила 400 кГц. Вариант E соответствует другому возможному выбору полюсов. Заметим, что при уменьшении постоянной времени P5 до 0,01 мкс пришлось увеличить P2 до 0,4 мкс, чтобы в схеме возникли колебания.

Последний вариант F, показанный в табл. 2.1, соответствует случаю шести полюсов. Выбор P6 сделан в надежде получить частоту колебаний более 500 кГц. Увы, эти надежды не оправдались – частота колебаний составила всего 475 кГц. Ясно, что наша модель (как и любая другая) имеет ограниченность адекватность на высоких частотах и для точного анализа должна быть подвергнута серьезным дополнениям.

## 2.9. Максимизация глубины ООС

В предыдущем разделе мы, надеюсь, освободили читателя от опасений использовать слишком глубокую ООС в усилителях. Теперь пора разобраться, какого максимального значения коэффициента ООС можно надеяться достичь при разработке УМЗЧ. По мнению автора, следует стремиться к максимальной возможной глубине ООС, чтобы добиться высокой линейности усилителя, и единственный сдерживающий фактор здесь – это требование стабильной работы на высоких частотах. В большинстве случаев добиться стабильной работы общего контура ООС несложно, расчет его параметров на высоких частотах не представляет трудностей – ни математических (основные соотношения довольно просты), ни практических (значения всех исходных параметров известны с достаточной точностью). Гораздо труднее оценить и смоделировать характеристики местных ОС, во многом определяемых паразитными эффектами в элементах схемы.

В классической теории управления стабильность работы системы оценивается такими ее параметрами, как *запас устойчивости по фазе* (величина фазо-

вого сдвига, который следует добавить к уже имеющемуся в системе, чтобы начался колебательный процесс) и *запас устойчивости по усилению* (величина, которая показывает, насколько должен увеличиться коэффициент усиления системы с разомкнутым контуром ООС, чтобы возникли колебания). В области аудиотехники такой подход не слишком полезен, так как большинство временных параметров усилителя известно весьма приблизительно. Следует, однако, помнить, что запас устойчивости по фазе в усилителе никогда не будет больше 90 градусов из-за фазовой задержки, вносимой компенсирующим конденсатором.

При проектировании УМЗЧ разработчик должен использовать всю свою интуицию и опыт, чтобы оценить величину коэффициента ООС, которая обеспечит стабильную работу усилителя. Исходя из опыта автора, значение глубины ООС 30 дБ на частоте 20 кГц обычно вполне безопасно (если на выходе УМЗЧ установлена индуктивность для компенсации емкостного характера нагрузки). Значение коэффициента ООС, равное 40 дБ на той же частоте, было бы уже рискованно.

Величина 30 дБ предполагает, что используется простая коррекция усилителя с помощью основного полюса, и наклон АЧХ при разомкнутой петле ООС в этом случае составляет 6 дБ на октаву. Запас устойчивости определяется расстоянием до той точки, где характеристика усилителя с разомкнутым контуром ООС пересекает линию единичного усиления. Наклон АЧХ, равный 12 дБ на октаву, в точке пересечения с линией единичного усиления приводит к явной неустойчивости усилителя.

Таким образом, имеются две возможности добиться максимального значения глубины ООС при условии стабильной работы:

1. Поскольку наклон 12 дБ на октаву на границе стабильности слишком велик, следует стремиться к значению, равному около 10 дБ на октаву, что обеспечит запас стабильности по фазе, равный примерно 30 градусам. Большой наклон АЧХ означает, что используется более глубокая ООС на низких частотах, следовательно, снижен коэффициент нелинейных искажений. Простая электронная схема позволяет обеспечить наклон АЧХ, кратный 6 дБ на октаву, для получения 10 дБ на октаву приходится использовать комбинацию полюсов, с помощью которой удастся аппроксимировать линию с промежуточным наклоном. Однако это достаточно сложно, поэтому данный метод максимизации глубины ООС не слишком популярен.
2. Наклон АЧХ не обязан быть постоянным, он может зависеть от частоты усиливаемого сигнала. Поэтому ничто не мешает разработчику сделать так, чтобы до границы устойчивости наклон характеристики усилителя с разомкнутой петлей ООС составлял 12 дБ на октаву или даже больше, а перед точкой пересечения с линией единичного усиления – уменьшить его до безопасного значения 6 дБ на октаву. В этом случае запас устойчивости будет достаточным. Мы подробно обсудим этот метод максимизации глубины ООС в главе 7.

## 2.10. Максимизация линейности усилителя при разомкнутой ООС

Совет добиваться при проектировании УМЗЧ высокой линейности прямого тракта усиления еще до замыкания контура ООС – наверно, покажется разработчику банальным. Разумеется, речь идет об общей ООС, так как трудно представить себе усилительный каскад, в котором не действовали бы хоть какие-то местные механизмы отрицательной обратной связи.

Тем не менее, в литературе по аудиотехнике трудно найти мало-мальски определенные рекомендации по поводу того, как добиться этой самой линейности без использования ООС. Имеются два фактора, определяющие линейность усилителя с ООС: линейность прямого тракта усиления и глубина общей ООС; причем второй параметр не может быть увеличен до бесконечности из-за опасности самовозбуждения на высоких частотах, следовательно, казалось бы, ничто не мешает до бесконечности улучшать первый параметр, пытаюсь построить идеальный усилитель с минимальным значением коэффициента гармоник. В этой книге мы приложим много усилий для того, чтобы добиться высокой линейности при разомкнутой ООС в каждом усилительном каскаде.

## 2.11. Список использованных источников

1. Lin H.C. Transistor Audio Amplifier Electronics, Sept. 1956, стр. 173.
2. Sweeney & Mantz. An Informal History of Amplifiers Audio, June 1988, стр. 46.
3. Linsley-Hood. Simple Class-A Amplifier Wireless World, April 1969, стр. 148.
4. Olsson B. Better Audio from Non-Complements? Electronics World, Dec 1994, стр. 988.
5. Attwood B. Design Parameters Important for the Optimization of PWM (Class-D) Amplifiers. Journ. Audio Eng. Soc. Vol 31. Nov 1983, стр. 842.
6. Goldberg & Sandier. Noise Shaping and Pulse-Width Modulation for All-Digital Audio Power Amplifier. Journ. Audio Eng. Soc. Vol 39. Feb. 1991, стр. 449.
7. Hancock J. A Class-D Amplifier Using MOSFETS with Reduced Minority Carrier Lifetime. Journ. Audio Eng. Soc. Vol. 39. Sept 1991, стр. 650.
8. Peters A. Class E RF Amplifiers. IEEE Journ of Solid-State Circuits, June 1975, стр. 168.
9. Feldman L. Class-G High-Efficiency Hi-Fi Amplifier. Radio-Electronics, Aug. 1976, стр. 47.
10. Raab F. Average Efficiency of Class-C Power Amplifiers. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol CE-22, May 1986, стр. 145.
11. Sampei et al. Highest Efficiency & Super Quality Audio Amplifier Using MOS-Power FETs in Class-G. IEEE Transactions on Consumer Electronics, Vol. CE-24, Aug 1978, стр. 300.
12. Buitendijk P. A. 40 W Integrated Car Radio Audio Amplifier. IEEE Conf on Consumer Electronics, 1991. Session THAM 12.4, стр. 174. (Class-H)

13. Sandman A. Class S: A Novel Approach to Amplifier Distortion. *Wireless World*, Sept 1982, стр. 38.
14. Sinclair (ed). *Audio and Hi-Fi Handbook*. Newnes, 1993, стр. 541.
15. Walker P. J. Current Dumping Audio Amplifier. *Wireless World*, Dec. 1975, стр. 560.
16. Stochino G. Audio Design Leaps Forward? *Electronics World*, Oct. 1994, стр. 818.
17. Tanaka S. A New Biasing Circuit for Class-B Operation. *Journ. Audio Eng. Soc.* Jan/Feb 1981, стр. 27.
18. Mills & Hawksford. Transconductance Power Amplifier Systems for Current-Driven Loudspeakers. *Journ. Audio Eng. Soc.*, Vol. 37 March, 1989, стр. 809.
19. Evenson R. Audio Amplifiers with Tailored Output Impedances. Preprint for Nov. 1988 AES convention (Los Angeles).
20. Blomley P. A. New Approach to Class-B. *Wireless World*, Feb 1971, стр. 57.
21. Gilbert B. Current Mode Circuits from a Translinear Viewpoint. Ch 2. *Analogue IC Design: The Current-Mode Approach* Ed Toumazou, Lidgley & Haigh, IEE 1990.
22. Thus Compact Bipolar Class AB Output Stage. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Dec. 1992. стр. 1718.
23. Cherry E. Nested Differentiating Feedback Loops in Simple Audio Power Amplifiers. *Journ. Audio Eng. Soc.* Vol. 30 #5, May 1982, стр. 295.
24. Baxandall P. Audio Power Amplifier Design: Part 5. *Wireless World*, Dec. 1978, стр. 53.



## Глава 3. Общие сведения об усилителях мощности

---

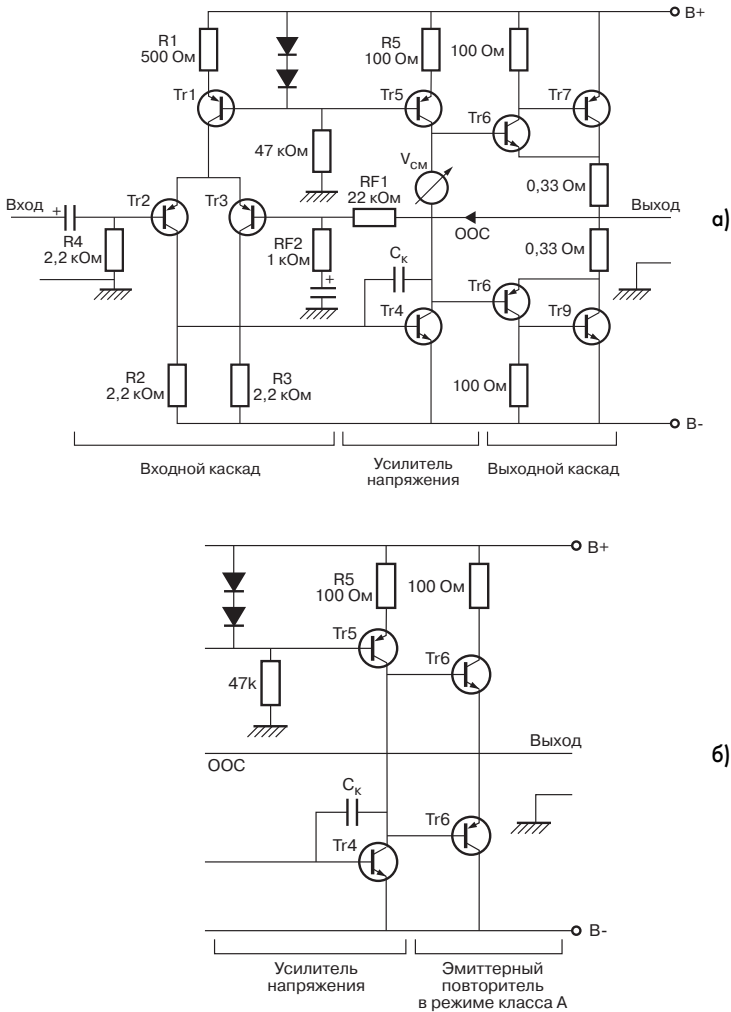
### 3.1. Как работает усилитель

На рис. 3.1 показана очень условная схема типового усилителя мощности звуковых частот; она настолько стандартна, насколько возможно.

Об этой конфигурации было немало написано, хотя многие тонкие вопросы обычно упускаются из вида, поэтому ниже следующее объяснение затрагивает лишь некоторые аспекты, которые для многих, возможно, окажутся незнакомыми. Кстати, немаловажным достоинством схемы является то, что принцип ее работы достаточно прост и понятен даже начинающим, поэтому собрать работоспособное устройство по данной схеме может любой, кто обладает хотя бы самыми элементарными знаниями в электронике.

Входной дифференциальный каскад (транзисторы Tr2 и Tr3) осуществляет одну из немногих форм нейтрализации искажений, которую можно достичь без дополнительной подстройки параметров схемы или подбора ее элементов. Дело в том, что коэффициент передачи дифференциального каскада определяется, скорее, самим принципом работы транзисторов, а не степенью совпадения их параметров (таких как коэффициент передачи тока базы), которые, как известно, могут варьироваться в весьма широких пределах. Первый каскад работает в качестве преобразователя «входное дифференциальное напряжение – выходной ток».

Напряжение на входе второго каскада (транзистор Tr4) обычно составляет несколько милливольт и имеет форму искаженного треугольника. Но на самом деле входной величиной второго каскада является не напряжение, а ток. Второй каскад, для краткости называемый здесь и далее *усилителем напряжения* (УН), на самом деле преобразует токовый сигнал на выходе дифференциального каскада в выходное напряжение, подаваемое на эмиттерные повторители оконечного каскада. Экспоненциальный закон, связывающий ток коллектора транзистора УН с напряжением на его базе, сглаживается влиянием дифференциального каскада. Нелинейность нагрузки на низких частотах компенсируется общей отри-



**Рис. 3.1.** Типовой УМЗЧ:

**а)** с выходным каскадом класса В;

**б)** модель выходного каскада

цательной обратной связи, а на высоких (где глубина ООС снижается) – действием местной ОС, образованной база-коллекторным конденсатором  $C_k$  транзистора Tr4.

Коррекция основного полюса, определенного действием эффекта Миллера, в данной схеме выполнена весьма изящно. При повышении частоты усиливаемого сигнала увеличивается влияние конденсатора  $C_k$  и уменьшается действие общей ООС. Так как каскад содержит единственный транзистор, обеспечивающий усиление, то может быть использована ООС произвольной глубины и при этом не возникает проблем со стабильностью работы усилителя.

В области низких частот коэффициент усиления при разомкнутой ООС практически постоянен, на высоких частотах (выше частоты основного полюса) его спад составляет 6 дБ на октаву. Если считать, что коэффициент усиления окончательного каскада равен единице, то коэффициент усиления по напряжению всей схемы, изображенной на рис. 3.1, в области низких частот составляет

$$G_{НЧ} = g_m \cdot \beta \cdot R_C, \quad (3.1)$$

где  $g_m$  – коэффициент передачи первого каскада;  $R_C$  – сопротивление в цепи коллектора транзистора Тг4;  $\beta$  – коэффициент передачи тока базы этого транзистора.

Величина  $G$  может варьироваться в широких пределах, так как по крайней мере один из определяющих ее значение параметров – коэффициент  $\beta$  транзистора Тг4 – точно не определен. К счастью, это не так уж страшно, главное, чтобы значение  $G$  было достаточно велико. Чем больше величина  $G$ , тем глубже может быть отрицательная обратная связь и тем большая линейность усиления может быть достигнута. Коэффициент усиления  $G$  может быть увеличен или повышением номинала резистора  $R_C$ , установленного в цепи коллектора транзистора Тг4, или использованием вместо резистора активной нагрузки, то есть источника тока, который, как известно, в идеале обладает бесконечным дифференциальным сопротивлением.

Коэффициент усиления схемы на высоких частотах определяется соотношением

$$G_{ВЧ} = g_m / (\omega \cdot C_K), \quad (3.2)$$

где  $\omega = 2 \pi f$ ,  $f$  – частота, Гц;  $C_K$  – емкость конденсатора, включенного между базой и коллектором транзистора Тг4.

Частота основного полюса находится по формуле

$$P1 = 1 / (\omega \cdot C_K \cdot \beta \cdot R_C). \quad (3.3)$$

В области высоких частот искажения усиливаемого сигнала растут, так как хотя увеличивается линейризующее действие конденсатора  $C_K$ , но глубина общей ООС, доступная для линейризации входного и окончательного каскада, падает со скоростью 6 дБ на октаву. Предположим пока, что  $G_{ВЧ}$  составляет  $N$  дБ на частоте 20 кГц и усилитель сохраняет стабильность работы при заданном сопротивлении нагрузки и обычном разбросе параметров элементов. Заметим, что значение  $G_{ВЧ}$ , величина искажений на высоких частотах и граница стабильности определяются в основном только коэффициентом передачи  $g_m$  первого каскада и емкостью конденсатора  $C_K$ , большинство других элементов схемы не оказывают никакого влияния на перечисленные параметры.

Во многих источниках часто утверждается, что выгодно увеличивать импеданс коллекторной нагрузки транзистора второго каскада, но на самом деле это не совсем верно. Сопротивление коллекторной цепи на высоких частотах падает до нескольких килоом (из-за влияния база-коллекторного конденсатора). Кроме того, вычисления показывают, что при небольших сопротивлениях коллекторной нагрузки снижаются нелинейные искажения, вызванные разбросом параметра  $\beta$  транзисторов окончательного каскада [1]. Помимо этого, при уменьшении  $R_K$  явно снижается действие искажений 4-го типа, описанных ниже в данной главе.

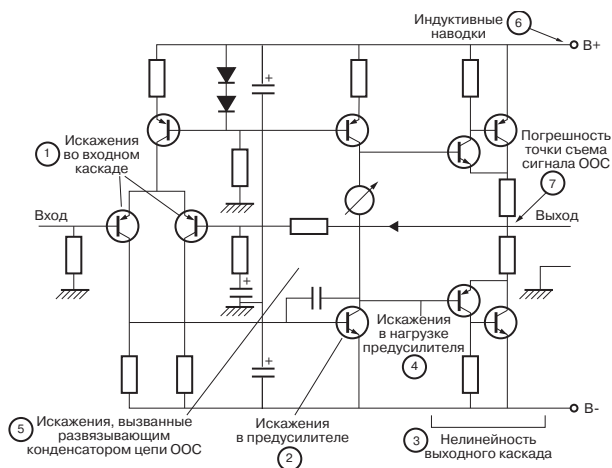
## 3.2. Преимущества типовой схемы

Несмотря на то что в изменчивом мире аудиотехники обычно неразумно проявлять излишнюю догматичность, описанная конфигурация стойко удерживает первое место среди других возможных схем УМЗЧ. Перечислим основные ее преимущества, которым она обязана своей популярностью:

1. Входной дифференциальный каскад не только предоставляет самый простой способ обеспечить усиление постоянного тока с гарантированным малым выходным напряжением разбаланса, но позволяет также не беспокоиться о 2-й гармонике усиливаемого сигнала, которая генерировалась бы в одностранзисторном усилительном каскаде. Следует отметить, что параметры транзисторов входного каскада должны быть идентичны, а сам дифференциальный каскад должен быть строго сбалансирован правильным подбором номиналов элементов, чтобы коллекторные токи обоих транзисторов были равны (типичные значения параметров элементов, показанные на рис. 3.1, не гарантируют этого).
2. Входные транзисторы работают при постоянных и почти равных значениях напряжений коллектор—эмиттер, что обеспечивает хороший тепловой баланс.
3. Входной дифференциальный каскад не обеспечивает усиление *напряжения* сигнала, поэтому на низких частотах не появляется полюс, обусловленный действием емкости Миллера между коллектором и базой транзистора Tr2. Все усиление по напряжению обеспечивается вторым каскадом, что упрощает возможность коррекции усилителя. Местная ОС, вызванная действием конденсатора  $C_K$ , снижает входной и выходной импеданс второго каскада, минимизируя влияние входной и выходной емкостей УН. Данный способ коррекции иногда называют *расщеплением полюсов* (pole-splitting): полюс, соответствующий второму каскаду, смещается в области низких частот и становится основным, в то время как частота полюса, соответствующего входному каскаду, наоборот, увеличивается.
4. С помощью база-коллекторного конденсатора  $C_K$  влияние общей ООС, которая на высоких частотах может стать причиной неустойчивости, снижается и начинает проявляться местная ООС, которая не может вызвать самовозбуждение каскада. Кроме того, с помощью конденсатора  $C_K$  уменьшается влияние неустойчивости и разброса значений база-коллекторной емкости транзистора Tr4.

## 3.3. Восемь типов искажений

В моей первоначальной серии статей об искажениях в аудиоусилителях перечислялось семь основных источников искажений сигнала, которые действуют во всех УМЗЧ класса В и не зависят от специфики используемой схемы. В результате последующих экспериментов список был расширен до восьми пунктов.



**Рис. 3.2.** Семь основных источников искажений в УМЗЧ

Часто величину КНИ усилителя пытаются определить главным образом как следствие попеременной работы транзисторов оконечного каскада, функционирующих в режиме класса В, линейризация которых становится менее эффективной с увеличением частоты усиливаемого сигнала, когда снижается глубина ООС. Но это близко к истинному положению дел только в том случае, если устранены все остальные источники искажений. В большинстве случаев на величину искажений оказывает значительное влияние множество других факторов. Мало-сигнальные каскады предварительного усиления способны генерировать искажения, которые на высоких частотах значительно превышают те, что обусловлены влиянием транзисторов оконечного каскада.

Можно выделить восемь основных источников искажений в усилителях (включая и упомянутые выше искажения, типичные для режима класса В). Отметим, что мы будем считать, что усилитель не перегружен, обладает достаточным запасом устойчивости и в нем не наблюдаются паразитные колебания (последние имеют тенденцию проявлять себя в высокочастотной области в виде неожиданных всплесков при некоторых мощностях выходного сигнала и на определенных частотах).

На рис. 3.2 показана локализация семи первых источников искажений (восьмой опущен для ясности и будет обсуждаться особо).

### 3.3.1. Искажение 1: входной каскад

Искажения первого типа вызваны нелинейностью входного каскада. Если тот представляет собой тщательно сбалансированный дифференциальный каскад, то данные искажения проявляются только на достаточно высоких частотах, возрастают со скоростью 18 дБ на октаву и вызываются в основном третьей гармоникой усиливаемого сигнала. Если же входной дифференциальный каскад не сбалансирован (как на рис. 3.1), то КНИ обусловлен действием в основном второй гармоники сигнала и при повышении частоты увеличивается на 12 дБ на каждую октаву.

### 3.3.2. Искажение 2: усилитель напряжения

Вызваны влиянием второго каскада. Как ни странно, эти искажения часто практически незаметны на фоне остальных. Они остаются постоянными вплоть до частоты первого полюса, а затем возрастают со скоростью 6 дБ на октаву. Во всех обсуждаемых здесь схемах искажения данного типа обусловлены действием второй гармоники усиливаемого сигнала.

Обычно уровень этих искажений весьма низок благодаря линеаризирующему влиянию база-коллекторного конденсатора, емкость которого и определяет частоту основного полюса. Поэтому если разработчик использует местную ООС и не упускает из вида четвертый источник искажений (описанный ниже), то можно вполне пренебречь искажениями второго типа.

### 3.3.3. Искажение 3: оконечный каскад

Вызваны нелинейностью выходного каскада и типичны для УМЗЧ класса В. Являются сложной комбинацией искажений большого сигнала и перекрестных эффектов, последний ответственен за генерацию целого ряда высших гармоник. Уровень этих искажений при увеличении частоты возрастает со скоростью 6 дБ на октаву из-за уменьшения глубины ООС.

Искажения большого сигнала возрастают с уменьшением нагрузки и вызваны задержками запирающего мощных транзисторов оконечного каскада, в результате чего на высоких частотах величина постоянного тока через них катастрофически увеличивается.

### 3.3.4. Искажение 4: нагрузка усилителя напряжения

Вызваны нелинейностью входного импеданса оконечного каскада. Именно этот тип искажений (на достаточно низких частотах, скажем, менее 2 кГц) оказывает определяющее влияние на общую величину КНИ усилителя, если разработчик должным образом позаботился о минимизации всех остальных источников искажений. Положение дел упрощается добавлением буферного каскада между УН и оконечным каскадом.

Величина искажений данного типа практически не зависит от частоты, хотя в высокочастотной области она несколько снижается благодаря усилению линеаризирующей местной ОС, образованной база-коллекторным конденсатором.

### 3.3.5. Искажение 5: развязывающий конденсатор

Нелинейность данного типа вызвана влиянием конденсатора, включенного между шиной питания и сигнальной «землей», из-за чего на ней наводятся помехи, действующие на шинах питания. Именно эти искажения, по всей видимости, являются причиной повышения КНИ во многих УМЗЧ на низких частотах. Мои эксперименты с одним из коммерческих усилителей показали, что при отключении конденсатора значение суммарного коэффициента нелинейных искажений на частоте 20 Гц уменьшилось в три раза!

### 3.3.6. Искажение 6: паразитные индуктивности

Нелинейность данного типа вызвана влиянием паразитных индуктивных наводок [3], которые возникают при значительных изменениях тока, текущего в цепях питания оконечного каскада, работающего в режиме класса В, вызывая паразитные токи в цепях нагрузки, ОС и «земли». Этот коварный источник искажений обычно забывают, его достаточно сложно устранить, хотя всегда легче бороться с врагом, если известно место его дислокации. Подозреваю, что во многих коммерческих УМЗЧ этот враг незаслуженно забыт.

### 3.3.7. Искажение 7: место снятия сигнала обратной связи

Данные искажения вызваны тем, что сигнал ООС берется в не совсем правильной точке: там, где суммируются токи питания, текущие через транзисторы оконечного каскада, работающие в режиме В, формируя сам выходной сигнал.

### 3.3.8. Искажение 8: конденсаторная связь между каскадами

Эти искажения появляются в виде падения коэффициента усиления при увеличении частоты и вызваны влиянием блокирующих конденсаторов, обеспечивающих пропускание только переменного сигнала между отдельными каскадами или в цепи ООС (последнее – более обычное явление).

### 3.3.9. Несущественные виды искажений

Выписав основные источники искажений в усилителях, о которых должен заботиться любой разработчик УМЗЧ, потратим немного времени, чтобы обратить в бегство бумажных тигров – искажений, реально практически не проявляющихся, но иногда обсуждаемых в среде радиолюбителей и в литературе.

Первое – это искажения, вызванные тем, что коэффициент усиления синфазного сигнала дифференциального каскада не равен нулю. Но так как несложно спроектировать усилитель, имеющий значение КНИ менее 0,00065% на частоте 1 кГц, то искажения данного типа вряд ли стоит принимать во внимание.

Джованни Сточино (Giovanni Stochino) и автор этой книги в результате независимо проведенных исследований показали, что при значительной величине синфазного сигнала на входе первого каскада действительно начинают проявляться заметные искажения (увеличение уровня синфазного сигнала достигалось снижением коэффициента усиления при замкнутой петле ОС до значений, лежащих в диапазоне от 1 до 2; тогда для сохранения уровня выходного сигнала требовалось значительное увеличение уровня входного, а также сигнала обратной связи, в результате на входе первого каскада возрастала величина синфазного сигнала).

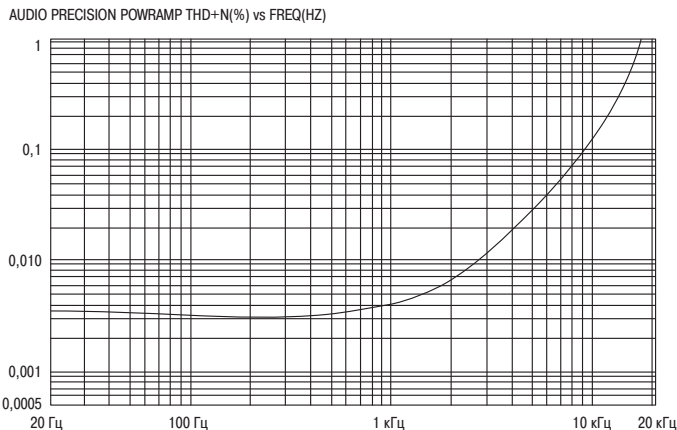
Можно утверждать, что величина искажений описываемого типа возрастает с увеличением уровня входного синфазного сигнала по квадратичному закону. Поэтому если коэффициент усиления при замкнутой петле ОС достигает хотя бы 5 (что вполне достижимо), а в цепи эмиттеров транзисторов дифференциального каскада используется источник тока, то это служит достаточной гарантией того,

что данные искажения не будут оказывать существенного влияния на значение общего КНИ.

Второй источник искажений, отсутствие которого заметно в нашем списке, – это паразитные наводки в цепях усилителя от шин питания. Эти искажения детально описаны в [4], но если иметь в виду упомянутый выше источник искажений 5-го типа, то единственное, что требуется для устранения наводок, – это надежное заземление. Конечно, следует уделить некоторое внимание шинам питания, особенно, если требуется максимально снизить уровень шумов, но и в этом случае достаточно применить всего лишь простейшую RC-цепочку (мы обсудим эти вопросы в восьмой главе).

Третий механизм образования помех, которым мы пренебрегаем, – это тепловые шумы, вызванные изменениями параметров полупроводниковых приборов при колебаниях их температуры (которые, в свою очередь, вызваны циклическим характером работы этих приборов). Можно было бы ожидать заметного проявления данных искажений на очень низких частотах, но на самом деле этого не происходит. Если устранить известные источники искажений, которые могут вызвать возрастание КНИ на низких частотах, то окажется, что величина КНИ остается постоянной при уменьшении частоты усиливаемого сигнала вплоть до 10 Гц. Наиболее заметными тепловые искажения могли бы быть в усилителях класса В, так как в этом случае мощность, рассеиваемая транзисторами оконечного каскада, в пределах одного цикла изменяется заметнее всего. Однако выходные транзисторы имеют достаточную тепловую инерцию (благодаря радиаторам охлаждения), кроме того, на низких частотах велико линейаризующее действие общей ООС. Впрочем, мы еще вспомним об этой проблеме в пятой главе.

Возвращаясь к нашей «невеликолепной» восьмерке источников искажений, заметим, что искажение 3-го типа обусловлено нелинейностью рабочего режима самого усилительного каскада, искажения с 4-го по 7-е характерны для режима класса В, а искажения 8-го типа могут проявляться в любых усилительных каскадах.



**Рис. 3.3.** Зависимость КНИ (%) от частоты (Гц) для усилителя класса В, приведенного на рис. 3.1



### 3.4. КНИ типового УМЗЧ

На рис. 3.3 показана обычная зависимость коэффициента нелинейных искажений от частоты для типового УМЗЧ, приведенного на рис. 3.1. Как видим, искажения увеличиваются при росте частоты усиливаемого сигнала. В области низких частот, вплоть до 500 Гц, величина КНИ составляет около 0,005% и практически не изменяется, так как обусловлена главным образом влиянием частотно-независимых источников искажений.

Выше частоты 500 Гц значение КНИ растет с увеличивающейся скоростью, здесь оно обусловлено влиянием источников 1, 2, 3 и 4 (если для простоты считать, что искажения 5, 6 и 7 тщательно устранены).

Часто утверждается, что хорошо иметь плоскую зависимость КНИ во всей области звуковых частот, но на самом деле единственный способ достичь этого в УМЗЧ класса В заключается в том, чтобы ухудшить КНИ на низких частотах, например, увеличивая искажения во втором каскаде.

Становится ясным, почему так трудно выжать линейность из этой змеиной ямы борющихся друг с другом искажений. Изменение параметров элементов схемы может оказать влияние по крайней мере на два типа источников искажений из восьми. Позже мы рассмотрим, как можно выявить все источники по отдельности и управлять ими независимо от других.

### 3.5. Линейность УМЗЧ с незамкнутым контуром ОС

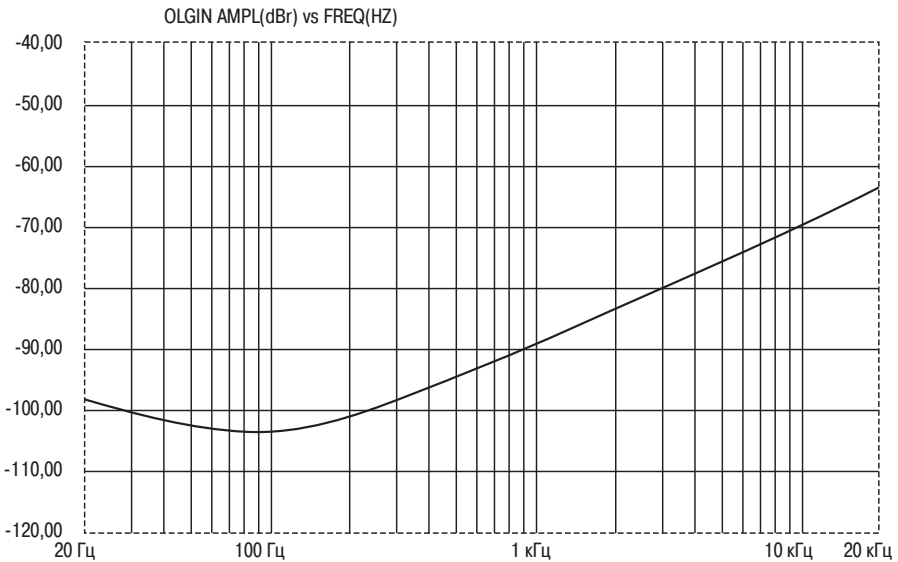
Прежде чем пытаться улучшить линейность усилителя, ее требуется измерить, поэтому начнем с определения линейности УМЗЧ с разомкнутым контуром обратной связи. Это не может быть выполнено непосредственно, поэтому требуется оценить глубину ОС и пересчитать значение КНИ с разомкнутой ОС по измерениям КНИ при замкнутой ОС. Что касается коэффициента усиления при замкнутой ОС, то он обычно устанавливается исходя из требований к чувствительности усилителя.

Измерение глубины обратной связи может показаться сложным, поскольку это подразумевает определение коэффициента усиления при незамкнутой ОС. Стандартные методы для измерения коэффициента усиления операционных усилителей с разорванной цепью обратной связи требуют действительного обрыва цепи ОС, что нежелательно для УМЗЧ, так как вызовет нарушение режима работы транзисторов. Следует понимать, что измерение практически любого параметра может вызвать изменение режима работы элементов схемы и, как следствие, повлиять на значение самого измеряемого параметра. Например, попытка измерения сопротивления резистора  $R_2$  (см. рис. 3.1) при работающей схеме влечет за собой изменение коэффициента усиления при разомкнутой ОС, а также влияет на линейность усилителя в целом.

### 3.6. Непосредственное измерение коэффициента усиления при разомкнутой ОС

На рис. 3.4 показана схема, предназначенная для непосредственного измерения коэффициента усиления УМЗЧ при разомкнутой ОС.





**Рис. 3.5.** Коэффициент усиления при разорванной цепи ОС (дБ) для схемы, показанной на рис. 3.1. Возрастание графика при падении коэффициента усиления с ростом частоты объясняется тем, что на самом деле измеряется рассогласование входных напряжений дифференциального усилителя

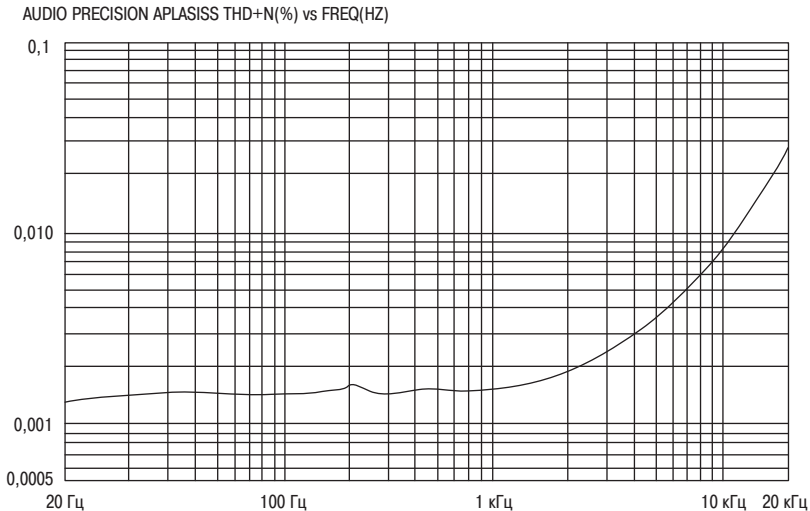
подавляет синфазный сигнал. Буферы TL072 позволяют изолировать дифференциальные входы тестового усилителя от выхода проверяемой схемы, в результате чего последняя практически не нагружается. В этом отношении очень опасна емкость соединительных кабелей, особенно емкость между входом  $-V$  и «землей», так как она нарушает стабильность усилителя, добавляя к цепи ОС новый полюс. Короткие провода, ведущие от УМЗЧ к буферным усилителям, можно не экранировать, поскольку источник, к которому они подключены, имеет низкое внутреннее сопротивление.

Коэффициент подавления синфазного сигнала (КОСС) тестовой схемы зависит от того, насколько велик ее коэффициент усиления при разорванной цепи ОС. Автор использовал обычный аудиоусилитель первого класса, без каких-либо дополнительных мер по увеличению значения КОСС. Градуировка тестовой схемы производится подключением к обоим буферным усилителям одного и того же источника входного сигнала различной частоты. Вероятно, градуировочная кривая будет возрастать со скоростью 6 дБ на октаву, это объясняется неизбежной асимметрией дифференциального усилителя. Эта ошибка может считаться достаточно малой, так как сигнал с выхода проверяемого усилителя больше нее  $[G1]$ , по крайней мере, на 10 дБ. На низких частотах градуировочный график представляет собой горизонтальную прямую, возможно, с небольшим возрастанием при понижении частоты, что объясняется разбалансом разделительных конденсаторов на входе тестовой схемы.

### 3.7. Моделирование УМЗЧ

Источники искажений 1-го и 2-го типов часто оказывают определяющее влияние на эффективность усилителя мощности, поэтому они должны быть тщательно исследованы, по возможности, без мешающего влияния других источников искажений, обусловленных работой транзисторов оконечного каскада в режиме класса В. Это исследование может быть проведено в результате упрощения схемы УМЗЧ – заменой ее некоторым модельным усилителем, состоящим из малосигнальных каскадов предварительного усиления, к которым подключен оконечный каскад класса А, представляющий собой эмиттерный повторитель и обладающий высокой линейностью. Оконечный каскад необходим, так как именно с него снимается сигнал обратной связи, задающий параметры усилителя в целом. Термин «малый сигнал» здесь относится к току, а не напряжению, поскольку на самом деле сигналы модельного усилителя должны иметь достаточно большую амплитуду (как известно, она ограничивается напряжением источника питания). Если вы посмотрите на рис. 3.2, то поймете, что описанный подход позволит рассмотреть первые два источника искажений, отделив их от остальных. В результате мы сможем проектировать малосигнальные каскады, имеющие малое значение КНИ, а именно это является залогом успеха проектирования высококачественного УМЗЧ.

График зависимости коэффициента нелинейных искажений от частоты для модельного усилителя, в котором действуют только первые два источника искажений из нашего списка, приведен на рис. 3.6.



**Рис. 3.6.** Зависимость КНИ (%) от частоты (Гц) для модельного усилителя. Обратите внимание на увеличение скорости нарастания КНИ при увеличении частоты усиливаемого сигнала, когда наряду с искажениями, генерируемыми усилителем напряжения, начинают проявляться искажения, формируемые входным каскадом УМЗЧ

Как можно видеть, при увеличении частоты усиливаемого сигнала значение КНИ возрастает сначала со скоростью 6 дБ на октаву (на этом участке искажения в основном формируются усилителем напряжения, то есть вторым каскадом УМЗЧ), а затем скорость возрастает до 12 дБ на октаву (и обусловлены несбалансированностью дифференциального усилителя, то есть первого каскада УМЗЧ).

Чтобы сократить число переменных, для питания модельного усилителя можно использовать регулируемый источник напряжения с ограничением по току. Для сравнения различных усилителей следует выбрать стандартный уровень выходного сигнала, в наших экспериментах мы задали +16 дБ (по напряжению) при напряжении источника питания  $\pm 15$  В.

Использование описанного модельного усилителя требует некоторой осторожности и не дает возможности исследования проведения мощных оконечных каскадов УМЗЧ.

### 3.8. Концепция «безупречного усилителя»

«Безупречный УМЗЧ» – это такой усилитель, при проектировании которого сведены к минимуму рассматриваемые в нашем списке источники искажений. Заметьте, что термин «безупречный» был тщательно выбран, чтобы подразумевать не понятие «совершенный», а только лишь устранение известных погрешностей усиления. Такой усилитель должен обеспечивать значение коэффициента нелинейных искажений примерно 0,0005% на частоте сигнала 1 кГц и приблизительно 0,003 % на частоте 10 кГц при работе на восьмьюомную нагрузку. Эти требования строже тех, что обычно предъявляются к промышленным высококачественным УМЗЧ с оконечными каскадами, работающими в режиме класса В, но названные характеристики вполне достижимы и даже не требуют использования очень глубокой ООС.

Источник искажений первого типа не может быть устранен полностью, но с помощью местной ООС можно сделать так, чтобы он начал проявляться только с частоты 20 кГц.

Действие источника искажений второго типа (локализующегося в усилителе напряжения) можно подавить с помощью каскадирования или использованием транзисторов, имеющих большой коэффициент передачи тока базы.

Источники с четвертого по седьмой легко устраняются топологическими методами. Мы подробно обсудим эти вопросы чуть позже.

Остался третий источник искажений, обусловленный работой оконечного каскада в режиме класса В, в том числе источник искажений 3б (перекрестные искажения) и 3в (искажения, вызванные инерционностью запирающих транзисторов, заметной при высокой частоте усиливаемого сигнала). Заметим, что для минимизации искажений 3б в «безупречном усилителе» приходится использовать биполярные транзисторы, а не полевые.

Поэтому при достаточно высокоомных нагрузках (не ниже 8 Ом) из источников третьего типа в «безупречном усилителе» проявляются только искажения 3б. Если же сопротивление нагрузки снижается до 4 Ом, то становится заметным

проявление искажений типа 3а, обусловленных третьей гармоникой усиливаемого сигнала.

Важность введенного здесь понятия «безупречности» заключается в том, что оно позволяет установить надежную и повторяемую границу, к которой должен стремиться разработчик при проектировании высококачественного УМЗЧ.

### **3.9. Список использованных источников**

1. Oliver. Distortion In Complementary-Pair Class-B Amplifiers. Hewlett-Packard Journal, Feb 1971, стр. 11.
2. Feucht. Handbook of Analog Circuit Design. Academic Press, 1990, стр. 256.
3. Cherry E. A. New Distortion Mechanism in Class-B Amplifiers. Journ. Audio Eng. Soc., May 1981, стр. 327.
4. Ball G. Distorting Power Supplies. Electronics World+WW, Dec 1990, стр. 1084.

## Глава 4. Малосигнальные каскады предварительного усиления

---

*Начало – это время, когда необходимо уделять особо пристальное внимание соблюдению равновесия.*

Фрэнк Герберт «Дюна»

### 4.1. Роль входного каскада УМЗЧ

На входной каскад УМЗЧ ложится важная обязанность по формированию сигнала, являющегося разностью входного напряжения и сигнала, поступающего по контуру обратной связи. Поэтому в большинстве случаев используется дифференциальный каскад, преобразующий разность напряжений на своих входах в токовый выходной сигнал, который малочувствителен к выходному напряжению.

Зачастую разработчики уделяют мало внимания процессу проектирования входного каскада, поскольку считают, что раз уровень входного сигнала достаточно мал, то нелинейностью первого каскада можно пренебречь и сосредоточить основные усилия на обеспечении хорошей линейности последующих каскадов – усилителя напряжения, фазоинвертора и выходных эмиттерных повторителей. Такая постановка вопроса в корне неверна! Как мы увидим, именно входной каскад ответственен за формирование доминирующих искажений в области высоких частот, определяющих качество работы усилителя в целом.

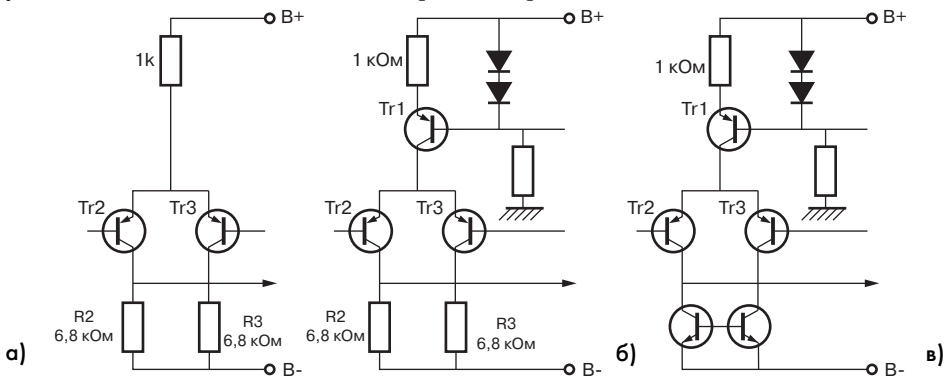
Крутизна передаточной характеристики первого каскада (то есть отношение выходного тока к разности входных напряжений) – это один из двух параметров, влияющих на значение коэффициента усиления (с разомкнутой петлей ООС) на высоких частотах. Поэтому необходимо обеспечить его достаточную величину и стабильность. В идеале разработчик должен четко сознавать, при каком максимальном значении коэффициента усиления при разомкнутой ОС на частоте 20 кГц еще будет обеспечиваться стабильная работа усилителя в худшем случае –

достаточно большой реактивной нагрузке (это становится проще, так как мы имеем в своем распоряжении описанный выше метод непосредственного измерения коэффициента усиления при разомкнутой ОС). Отсюда определяется крутизна характеристики входного каскада и емкость Миллера, то есть основной полюс системы.

Большинство графиков, приведенных в этой главе, получены в результате исследования модельного усилителя, содержащего только малосигнальные каскады и выходной эмиттерный повторитель, работающий в режиме класса А (как было описано в разделе 3.7). Уровень выходного сигнала принимался равным  $+16$  дБ по напряжению. Напряжение источника питания было выбрано  $\pm 15$  В. Однако, так как величиной, снимаемой с выхода первого каскада, является ток, то выбор напряжения источника питания не оказывает существенного влияния на линейность входного каскада, гораздо более важным параметром является амплитуда выходного тока.

## 4.2. Искажения сигнала в первом каскаде УМЗЧ

Побудительной причиной использования дифференциального усилителя в качестве первого каскада УМЗЧ является то, что ему не требуется большое напряжение смещения, а также его большое входное сопротивление по постоянному току, в результате чего ток по цепи ООС практически не течет. Другой, не менее важной, но, по-видимому, малоизвестной причиной является высокая линейность дифференциального усилителя – намного более высокая, чем можно требовать от усилительного каскада на одном транзисторе.



**Рис. 4.1.** Три варианта исполнения дифференциального каскада:

- а) резистор в эмиттерной цепи;
- б) источник тока в эмиттерной цепи;
- в) источник тока в эмиттерной и токовое зеркало в коллекторной цепи

На рис. 4.1 изображены три варианта исполнения дифференциальных усилителей (в порядке усложнения схемы). Первый вариант (рис. 4.1а) имеет низкий коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС) и вообще, является примером ложной экономии – из-за своих плохих характеристик эта схема здесь



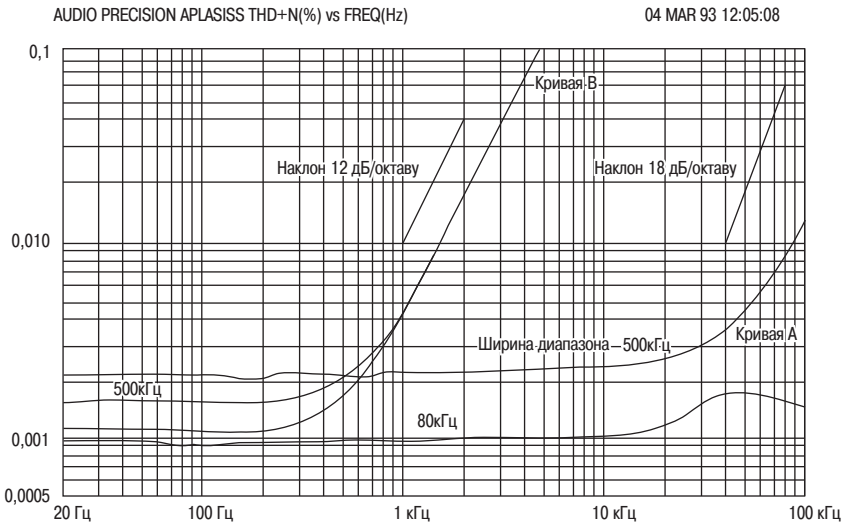
более не рассматривается. Третья схема (рис. 4.1в) имеет вдвое больший коэффициент усиления дифференциального сигнала, чем вторая (рис. 4.1б). Кроме того, токовое зеркало обеспечивает лучшую сбалансированность входов.

На первый взгляд может показаться, что искажения в первом каскаде УМЗЧ не могут быть велики, поскольку в нем уровень сигнала по сравнению с остальными каскадами имеет наименьшую величину, ведь практически все усиление напряжения входного сигнала обеспечивается вторым каскадом. Но на частотах, лежащих выше частоты первого полюса  $P_1$ , практически весь ток, снимаемый с выхода первого каскада, течет через база-коллекторный конденсатор транзистора второго каскада, причем потребляемый им ток удваивается с каждой октавой:

$$i = \omega \cdot C_k \cdot V \quad (4.1)$$

где  $\omega = 2 \pi f$ .

Например, амплитуда тока, требуемая для работы усилителя мощностью 100 Вт на 8-омную нагрузку при частоте сигнала 20 кГц и емкости конденсатора 100 пФ, равна 0,5 мА, что составляет львиную долю выходного тока первого каскада. Теперь становится ясно, почему линейность входного дифференциального каскада при больших токах нагрузки является залогом качественной работы всего УМЗЧ на высоких частотах.



**Рис. 4.2.** Зависимость коэффициента нелинейных искажений (%) от частоты (Гц) для модельного УМЗЧ:

**А** — дифференциальный каскад;  
**В** — однотранзисторный каскад

Кривая А на рис. 4.2 показывает зависимость КНИ модельного усилителя от частоты (при напряжении выходного сигнала +16 дБ), спроектированного таким образом, чтобы преобладали только искажения от тщательно сбалансированного входного каскада. Для каскадов усиления, работающих в режиме класса А, это

означает, что усилитель напряжения – второй каскад УМЗЧ – должен обладать достаточно высокой линейностью. Из графика видно, что при ширине диапазона измерений, равном 80 кГц (нижняя кривая А) и 500 кГц (верхняя кривая А), значение КНИ на низких частотах (менее 10 кГц) достаточно мало, а при дальнейшем возрастании частоты начинает увеличиваться со скоростью 18 дБ на октаву. Это увеличение объясняется тем, что ток нагрузки первого каскада, определяемый током, текущим через база-коллекторный конденсатор транзистора второго каскада, начинает удваиваться с каждой октавой, следовательно, уровень третьей гармоники усиливаемого сигнала возрастает с каждой октавой в четыре раза. Одновременно со скоростью 6 дБ на октаву падает коэффициент передачи в цепи отрицательной обратной связи (так как рассматриваемые частоты наверняка выше частоты первого полюса Р1). В результате и получается наблюдаемое восьмикратное увеличение коэффициента нелинейных искажений при увеличении частоты сигнала в два раза, то есть 18 дБ на октаву. Если бы искажениями во втором и/или третьем каскадах нельзя было пренебречь, то возрастание КНИ составляло бы всего 6 дБ на октаву.

Если же входной дифференциальный каскад не сбалансирован достаточно хорошо, то ситуация становится более сложной. Кроме третьей гармоники усиливаемого сигнала генерируется еще и вторая, в результате наклон зависимости КНИ от частоты составляет приблизительно 12 дБ на октаву. Мы обсудим этот случай чуть позже.

### 4.3. Биполярные или полевые транзисторы во входном каскаде

При проектировании любого каскада УМЗЧ разумно задать себе вопрос: какие транзисторы лучше всего использовать: полевые или биполярные? Без колебаний могу утверждать, что предсказуемое значение  $V_{БЭ}/I_K$  и более высокая крутизна передаточной характеристики делает биполярные транзисторы несомненными лидерами при проектировании всех трех каскадов УМЗЧ. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

#### 4.3.1. Преимущество использования полевых транзисторов во входном каскаде УМЗЧ

Затвор полевых транзисторов практически не потребляет постоянного тока (в отличие от базы транзисторов биполярных). Но следует иметь в виду, что при увеличении температуры ток утечки затвора полевых транзисторов резко возрастает.

#### 4.3.2. Недостатки использования полевых транзисторов во входном каскаде УМЗЧ

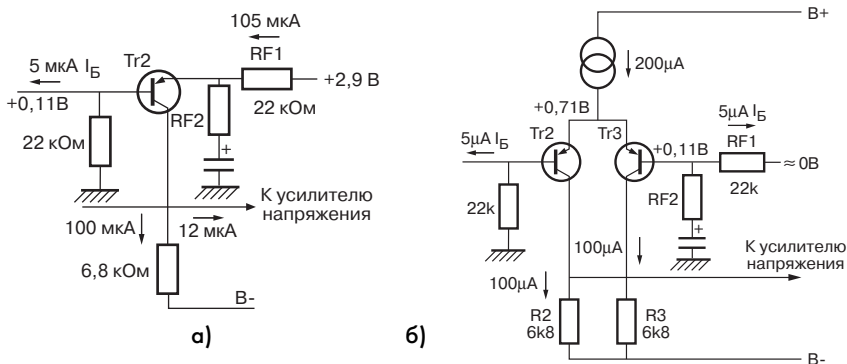
1. Крутизна передаточной характеристики полевых транзисторов низка по сравнению с биполярными, а ведь это напрямую влияет на возможность линейзации каскада.

- Полевые транзисторы имеют слишком большой разброс значений  $V_{зи}$ . В большинстве случаев приходится использовать вместо одного – двоянную пару полевых транзисторов (часто дефицитных), что увеличивает стоимость устройства. Но даже и в этом случае неопределенность напряжения смещения затвор–исток будет, возможно, больше, чем у пары дешевых биполярных транзисторов. Например, двоянные транзисторы с п-каналом 2N5912 имеют максимально возможный разброс значений  $V_{зи}$ , равный 15 мВ, в то время как биполярные транзисторы, особенно взятые из одной партии (что является обычным делом), имеют разброс база–эмиттерного смещения не более 2–3 мВ, причем, этим обычно можно пренебречь по сравнению с ошибкой, обусловленной несбалансированными базовыми токами транзисторов.
- Шумы биполярных транзисторов обычно ниже, чем полевых, особенно, если сопротивление источника сигнала достаточно низкое, скажем, менее 5 кОм.

#### 4.4. Сравнение однотранзисторного входного каскада с дифференциальным

Использование единственного транзистора во входном каскаде (соответствующая схема показана на рис. 4.3) может показаться привлекательным, особенно для схем, в которых имеется конденсаторная связь между каскадами – во всяком случае, это было бы явно дешевле, чем многотранзисторный дифференциальный каскад.

Но следует помнить, что однотранзисторный каскад генерирует вторую гармонику усиливаемого сигнала, в то время как дифференциальный усилитель делает это, только если является несбалансированным. Данный недостаток каскада на одиночном транзисторе объясняется его экспоненциальной зависимостью выходного тока от входного напряжения [1]. На рис. 4.2 зависимость КНИ от частоты

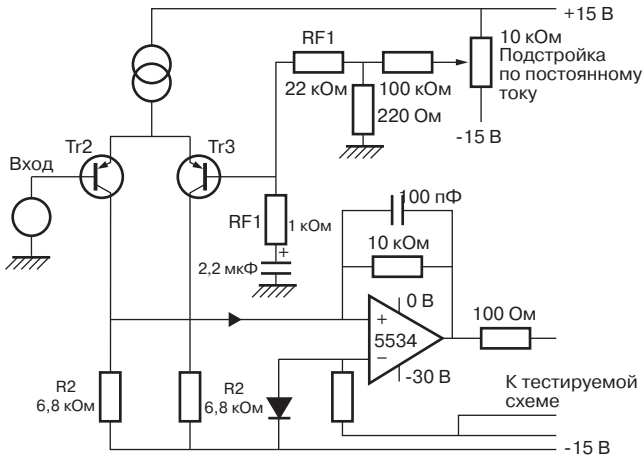


**Рис. 4.3.** Входной усилитель на одном биполярном транзисторе (а) и дифференциальный входной каскад (б), с указанием типовых режимов по постоянному току

для однотранзисторного каскада представлена кривой Б. Как видно, коэффициент нелинейных искажений при возрастании частоты увеличивается со скоростью 12 дБ на октаву.

#### 4.5. Искажения сигнала во входном каскаде

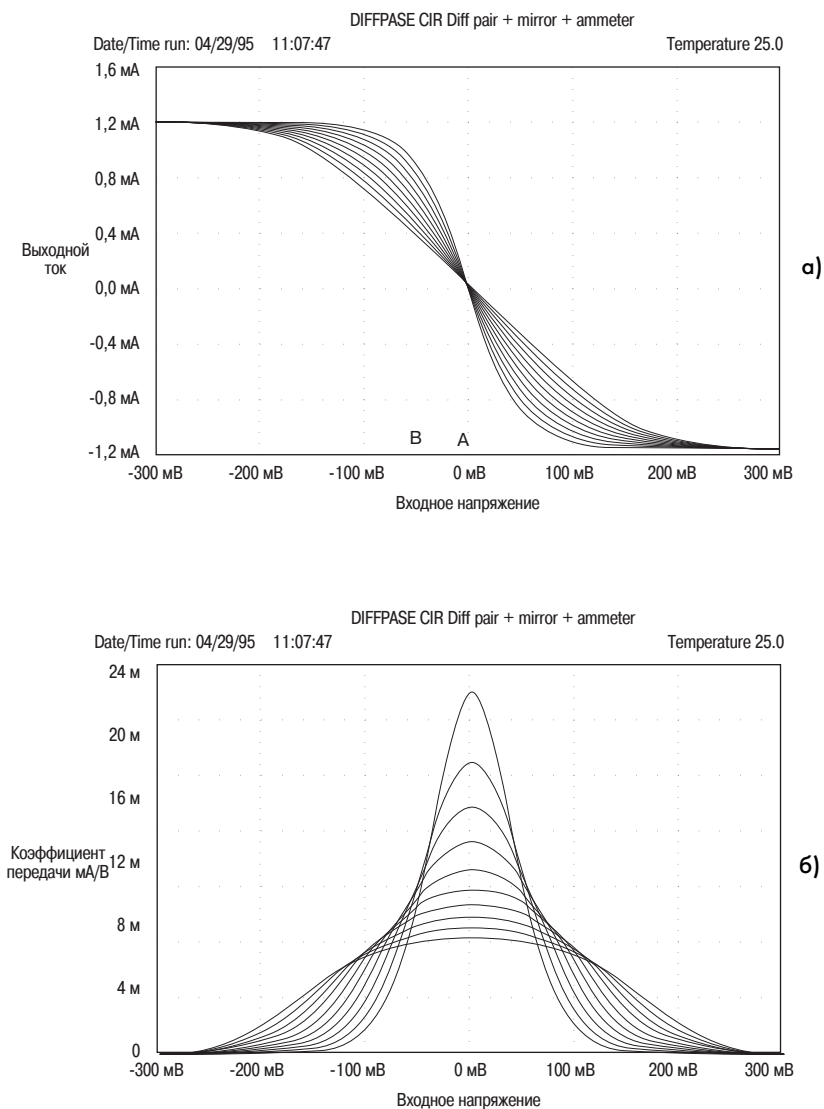
Проведенное рассмотрение поведения зависимости общего КНИ усилителя от частоты весьма полезно, но для серьезного исследования требуется измерение искажений во входном каскаде, взятое в изоляции, то есть отделенное от искажений в остальных каскадах УМЗЧ. Это может быть сделано с помощью тестовой схемы, изображенной на рис. 4.4.



**Рис. 4.4.** Тестовая схема для измерения нелинейности входного каскада

Операционный усилитель с цепью обратной связи работает здесь в качестве преобразователя «входной ток – выходное напряжение» и используется для того, чтобы обеспечить виртуальное заземление выхода дифференциального каскада. Для питания операционного усилителя требуется третья шина напряжением -30 В. Это необходимо, чтобы напряжение на коллекторах транзисторов дифференциального каскада было бы, как и в реальной схеме, близко к напряжению на шине питания 15 В (вернее, выше этого значения на величину падения напряжения на одиночном р-п переходе).

Номиналы резисторов RF могут быть пропорционально изменены, в зависимости от используемого операционного усилителя, это никак не скажется на результатах измерений. Балансировка дифференциального каскада осуществляется подстройкой потенциометра. По мере того, как входной каскад приближается к своему равновесию, общий коэффициент нелинейных искажений снижается, причем при минимальном его значении среди помех начинает преобладать только третья гармоника усиливаемого сигнала.



**Рис. 4.5.** Эффект линейризации дифференциального каскада при использовании местной обратной связи (результат моделирования в системе SPICE). Номинал эмиттерных резисторов обратной связи изменяется от 0 до 100 Ом с шагом 10 Ом:

- а) зависимость выходного тока (мА) от разности входных напряжений (мВ);  
 б) зависимость коэффициента передачи (мА/В) от разности входных напряжений (мВ)

Дифференциальный каскад имеет большое преимущество, заключающееся в том, что его передаточная характеристика может быть предсказана достаточно точно [2]. Выходной ток  $i$  зависит от разности входных напряжений  $V$  согласно следующей формуле:

$$i = I_0 \cdot \operatorname{th}(-V/2 V_t), \quad (4.2)$$

где  $V_t$  – тепловой потенциал, составляющий, как известно, около 26 мВ при температуре 25°C;  $\operatorname{th}$  – гиперболический тангенс;  $I_0$  – ток обратного насыщения.

Из этой зависимости вытекают два важных следствия. Во-первых, крутизна (коэффициент передачи)  $g_m$  достигает своего максимума при нулевой разности входных напряжений ( $V = 0$ ), когда токи коллекторов обоих транзисторов равны. Во-вторых, величина этого максимального значения  $g_m$  пропорциональна величине  $I_0$ . Заметим, что значение коэффициента передачи тока базы транзисторов не фигурирует в (4.2), поэтому выбор того или иного типа транзисторов не оказывает существенного влияния на работу дифференциального каскада.

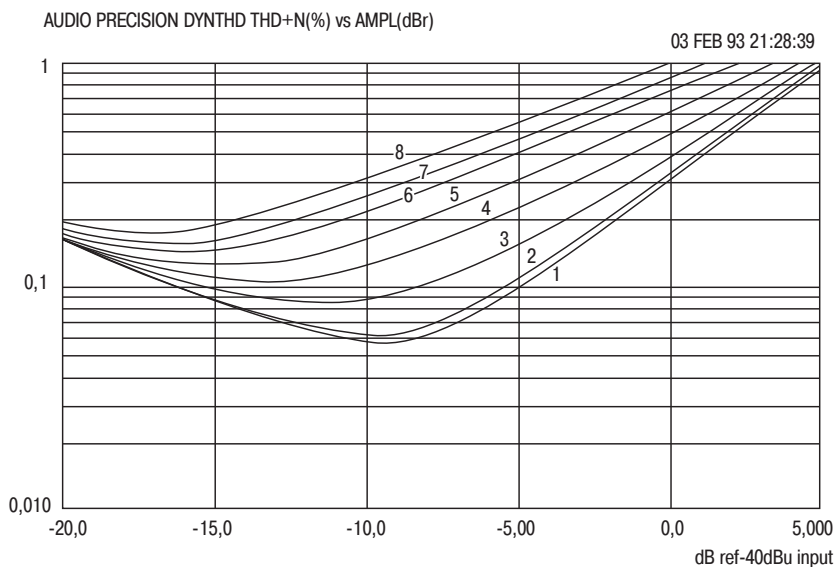
На рис. 4.5 продемонстрирован линеаризующий эффект местной обратной связи (образованной подключением добавочных резисторов в эмиттерную цепь обоих транзисторов), который используется для спрямления зависимости (4.2).

Графики на рис. 4.5б показывают, как падает максимальное значение коэффициента передачи при увеличении сопротивления эмиттерных резисторов, но зато зависимость становится более пологой, то есть величина коэффициента передачи оказывается примерно постоянной в более широком диапазоне изменений величины входного сигнала. Хотя резисторы в эмиттерной цепи обоих транзисторов дифференциального каскада позволяют улучшить линейность входного усилителя, но шумовые характеристики при этом несколько ухудшаются. Мы уже видели<sup>1</sup>, что общее значение коэффициента усиления на высоких частотах существенно зависит от коэффициента передачи первого каскада, поэтому нетрудно догадаться, что введение эмиттерных резисторов уменьшит глубину общей ООС.

## 4.6. Балансировка входного каскада

В УМЗЧ важно добиться, чтобы первый каскад в отсутствие входного сигнала находился в точном равновесии по постоянному току. В литературе почти нигде не упоминается тот факт, что малейший разбаланс коллекторных токов в режиме покоя (рабочая точка такого несбалансированного дифференциального каскада обозначена на рис. 4.5а буквой В) катастрофически повышает уровень второй гармоники усиливаемого сигнала, то есть резко увеличивает значение КНИ. В точке А, соответствующей точно сбалансированному дифференциальному каскаду, средний наклон характеристики  $I_{\text{вых}}(V_{\text{вх}})$  максимален, при малейшем отклонении от равновесия коэффициент передачи падает. На рис. 4.6 показаны характеристики несбалансированного дифференциального усилителя. В табл. 4.1 показано

<sup>1</sup>См. формулу (3.2). – Прим. ред.



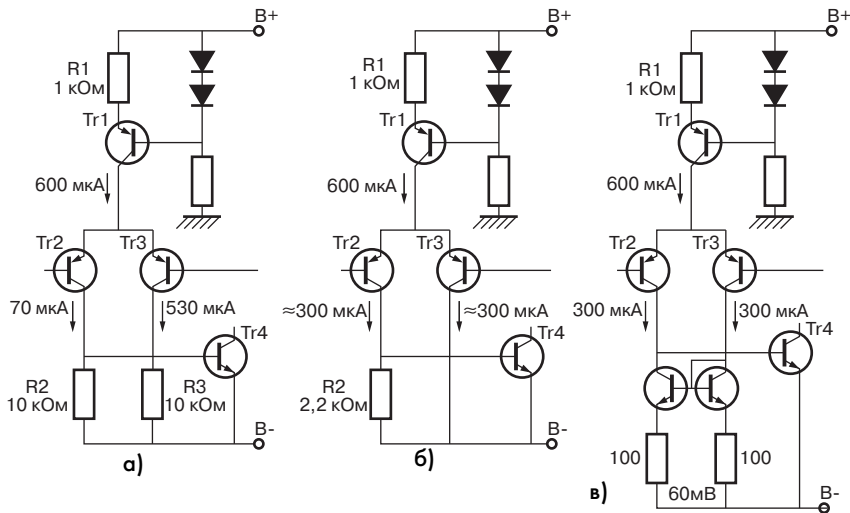
**Рис. 4.6.** Зависимость коэффициента нелинейных искажений (в процентах) дифференциального усилителя от амплитуды входного сигнала (в дБ относительно уровня  $-40$  дБ по напряжению) при различных значениях разбаланса коллекторных токов в режиме покоя

**Таблица 4.1** (Пояснения к рис. 4.6).

Номер кривой	Степень разбаланса	Номер кривой	Степень разбаланса
1	0%	5	5,4%
2	0,5%	6	6,9%
3	2,2%	7	8,5%
4	3,6%	8	10%

соответствие между номерами кривых и степенью разбаланса, который определяется как относительное отклонение коллекторного тока покоя одного из транзисторов от того значения, при котором достигается равновесие дифференциального каскада по постоянному току, то есть точное равенство коллекторных токов обоих транзисторов.

Как видно, при уровне входного сигнала  $-45$  дБ по напряжению всего двухпроцентное уменьшение коллекторного тока покоя первого транзистора относительно второго вызывает увеличение общего коэффициента нелинейных искажений от 0,10% до 0,16%, а при 10-процентном разбалансе КНИ увеличивается до 0,55%. Разумеется, разбаланс в другую сторону (увеличение коллекторного тока покоя первого транзистора относительно второго) приводит к тем же последствиям.



**Рис. 4.7.** Снижение КНИ при проектировании дифференциального каскада:

- а) первоначальный неудачный проект;
- б) более удачный проект, частичная балансировка достигнута правильным выбором R2;
- в) с помощью токового зеркала в коллекторной цепи транзисторов достигнута точная балансировка дифференциального каскада

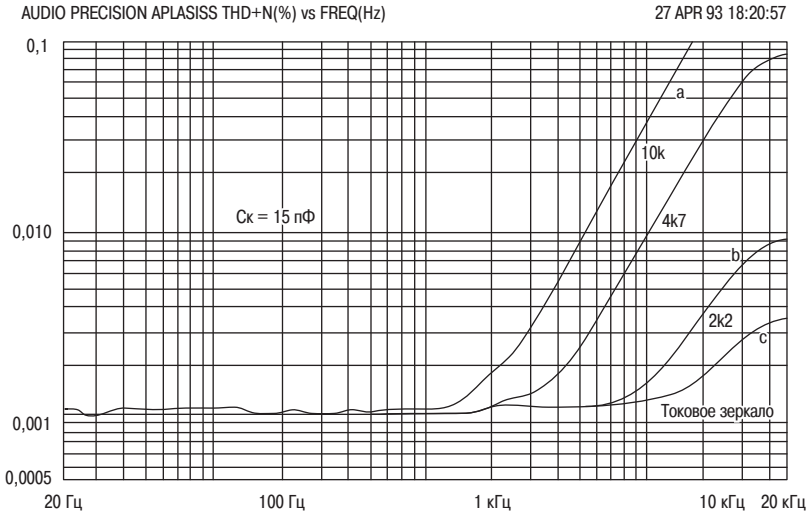
Теперь становится ясной сложная зависимость КНИ от сопротивления коллекторного резистора R2, приведенная в [3]. Допустим, мы спроектировали усилитель, показанный на рис. 4.7. Пытаясь увеличить значение коэффициента передачи при разомкнутой петле ООС, мы выбрали номинал коллекторного резистора R2, равный 10 кОм. Чтобы коллекторные токи покоя обоих транзисторов были равны, номинал резистора R3 взят тот же самый. Но в результате различия характеристик транзисторов их коллекторные токи отличаются почти в восемь раз (70 и 530 мкА)! На рис. 4.8 показана зависимость КНИ от частоты для этой схемы.

Более удачным выбором является  $R2 = 2,2 \text{ кОм}$  (рис. 4.7б), то есть номинал коллекторного резистора первого транзистора примерно в два раза больше номинала резистора R1 в эмиттерной цепи источника тока на транзисторе Tr1, в результате и на эмиттере, и на коллекторном резисторе падения напряжения примерно равны и составляют около 0,6 В. В результате величина КНИ (см. рис. 4.8) заметно снизилась, коллекторные токи покоя обоих транзисторов почти сравнялись и составляют около 300 мкА.

## 4.7. Токовое зеркало

Хотя входной дифференциальный каскад может быть приблизительно сбалансирован путем правильного выбора номиналов резисторов R1 и R2, этот способ балансировки не позволяет учесть некоторых факторов, оказывающих влияние на положение точки равновесия. На рис. 4.6 показано, насколько важна точная





**Рис. 4.8.** Зависимость общего коэффициента нелинейных искажений (%) от частоты (Гц) для дифференциальных каскадов, схема которых показана на рис. 4.7:

а)  $R_2 = 10,0 \text{ кОм}$ ; б)  $R_2 = 2,2 \text{ кОм}$ ; в) токовое зеркало

балансировка дифференциального каскада: требуется точность совпадения коллекторных токов лучше 1%, чтобы обеспечить достаточную линейность и, как следствие, низкое значение коэффициента гармоник на высоких частотах, где каскад работает в наиболее тяжелом режиме. Стандартное токовое зеркало (рис. 4.7в) позволяет уравнивать коллекторные токи достаточно точно, тем самым в наибольшей степени подавив вторую гармонику усиливаемого сигнала (нижняя кривая на рис. 4.8).

Кроме того, благодаря различным значениям токов, текущих во входной цепи и через резистор обратной связи, дифференциальный каскад с токовым зеркалом требует меньшее напряжение смещения (как часто замечал автор, практически любое улучшение схемы усилительного каскада дает, по крайней мере, два выигрыша). Используемое здесь простое токовое зеркало имеет хорошо предсказуемую ошибку значения базового тока, однако величина этой ошибки не так уж велика и не ухудшает значение коэффициента нелинейных искажений.

Для дифференциального каскада с токовым зеркалом сохраняется закон гиперболического тангенса для выходной характеристики, хотя размах выходного тока в два раза больше, чем для каскада с резистивной нагрузкой (при том же размахе входного напряжения).

Двукратное увеличение амплитуды выходного тока у каскада с токовым зеркалом достигается при том же самом значении коэффициента нелинейных искажений, что и у дифференциального каскада с резистивной нагрузкой, так как линейность усилителя зависит от входного напряжения, а оно в данном случае не изменяется. С другой стороны, мы можем снизить в два раза амплитуду входного

напряжения, чтобы добиться от хорошо сбалансированного дифференциального каскада четырехкратного снижения коэффициента нелинейных искажений при том же уровне выходного тока. Приятный результат.

Токовое зеркало в неинтегральном исполнении на дискретных транзисторах, имеющих разброс значений база-эмиттерных напряжений, обеспечивает приемлемое повторение тока только при использовании дополнительных эмиттерных резисторов, падение напряжения на которых должно быть порядка 30–60 мВ. Если исключить из схемы эмиттерные резисторы, то значение коэффициента нелинейных искажений на высоких частотах может заметно отличаться для различных транзисторов одного и того же типа.

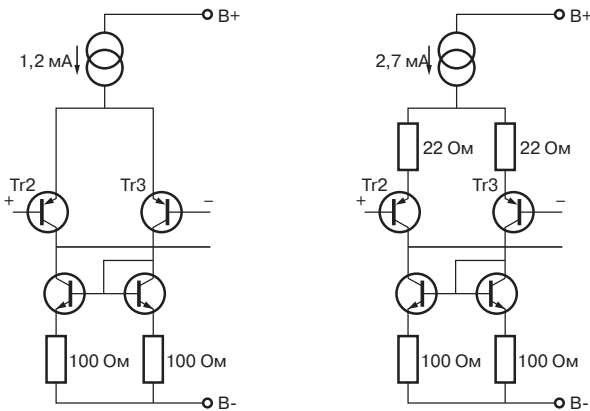
Использование токового зеркала при хорошо сбалансированном дифференциальном усилителе увеличивает коэффициент усиления (при разомкнутой петле ОС), по крайней мере, на 6 дБ. Если каскад был до этого плохо сбалансирован, то выигрыш в усилении достигает 15 дБ. Это необходимо иметь в виду при выполнении компенсации усилителя.

Другой выигрыш от использования токового зеркала заключается в том, что максимальная скорость нарастания выходного напряжения почти удваивается благодаря тому, что теперь ток, который должен ответвляться в база-коллекторный конденсатор, не гасится коллекторным резистором. При емкости конденсатора 100 пФ максимальная скорость изменения выходного напряжения для схемы, показанной на рис. 4.7б, составляет приблизительно плюс/минус 2,8 В/мкс, в то время как схема, изображенная на рис. 4.7в, дает 5,6 В/мкс. Для несбалансированного дифференциального усилителя на рис. 4.7а значение этого параметра всего 0,7 В/мкс при возрастании и 5 В/мкс при убывании выходного напряжения.

## 4.8. Улучшение линейности входного каскада

Даже если во входном дифференциальном каскаде применено токовое зеркало, коэффициент нелинейных искажений на высоких частотах все еще остается достаточно высоким. В конце концов, раз все равно не избежать повышения коэффициента нелинейных искажений в восемь раз при каждом удвоении частоты, то стоит хотя бы попытаться отодвинуть верхнюю границу частотного диапазона. Как мы уже видели, коэффициент передачи  $g_m$  дифференциального каскада повышается с увеличением общего тока эмиттеров обоих транзисторов. Следовательно, можно увеличить этот ток, тем самым повысив значение  $g_m$  (при разомкнутой петле ООС), а затем понизить его до прежнего значения с помощью местной ООС, выполненной в виде дополнительных резисторов в эмиттерной цепи обоих транзисторов (иначе пришлось бы пропорционально увеличить величину емкости компенсирующего конденсатора для сохранения границ стабильной работы на том же уровне).

Эта простая уловка приводит к значительному улучшению линейности (хотя новичку может показаться, что мы просто потоптались на одном и том же месте). Достигнутый результат станет более понятен, если вспомнить, что внутреннее сопротивление эмиттерного перехода имеет нелинейный характер и к тому же уменьшается при увеличении эмиттерного тока. Повысив величину тока, мы



а) Исходный дифференциальный усилитель    б) С постоянным коэффициентом передачи  $g_m$ .

**Рис. 4.9.** Уменьшение коэффициента нелинейных искажений дифференциального каскада в десять раз достигнуто двукратным увеличением тока покоя и использованием резисторов (играющих роль местной ООС) в эмиттерной цепи обоих транзисторов

уменьшили величину этого нелинейного сопротивления, а включив последовательно с ним дополнительные резисторы, мы уменьшили влияние нелинейности.

Как известно, приблизительно величину внутреннего сопротивления эмиттерного перехода транзистора можно вычислить по формуле

$$r_3 = 25 \text{ мВ} / I_3 \quad (4.3)$$

(сопротивление получается в омах, если ток выражается в миллиамперах).

В нашей исходной схеме дифференциального усилителя, показанной на рис. 4.9а, при коллекторном токе обоих транзисторов, равном 600 мкА, коэффициент передачи  $g_m = 23 \text{ мА/В}$ , а величина внутреннего сопротивления эмиттерного перехода каждого транзистора  $r_3 = 41,6 \text{ Ом}$ . На рис. 4.9б показана модифицированная схема, где коллекторный ток каждого транзистора выбран равным 1,35 мА, в результате величина  $r_3$  снизилась до 18,6 Ом, но дополнительно установлены резисторы сопротивлением 22 Ом, в результате общее сопротивление эмиттерной цепи каждого транзистора осталось на прежнем уровне<sup>1</sup>:  $18,6 + 22 = 41,6 \text{ Ом}$ .

При уровне входного сигнала  $-40 \text{ дБ}$  (по напряжению) значение коэффициента нелинейных искажений в результате такого изменения схемы снизилось с 0,32% до 0,032%. Десятикратное повышение линейности достигнуто всего лишь для одного входного каскада УМЗЧ – общее значение коэффициента нелинейных искажений всего усилителя снизилось примерно в пять раз, что тоже не так уж плохо. Так как мы не нарушили сбалансированность входного дифференциального каскада, искажения по-прежнему определяются главным образом амплитудой третьей гармоники усиливаемого сигнала.

<sup>1</sup>Здесь автор несколько грешит против арифметики, но истина не слишком пострадала – все расчеты носят лишь прикидочный характер. – *Прим. ред.*

Ясно, что в попытках максимального повышения линейности дифференциального каскада увеличивать ток покоя до бесконечности не получится: очевидный предел определяется характеристиками самих транзисторов.

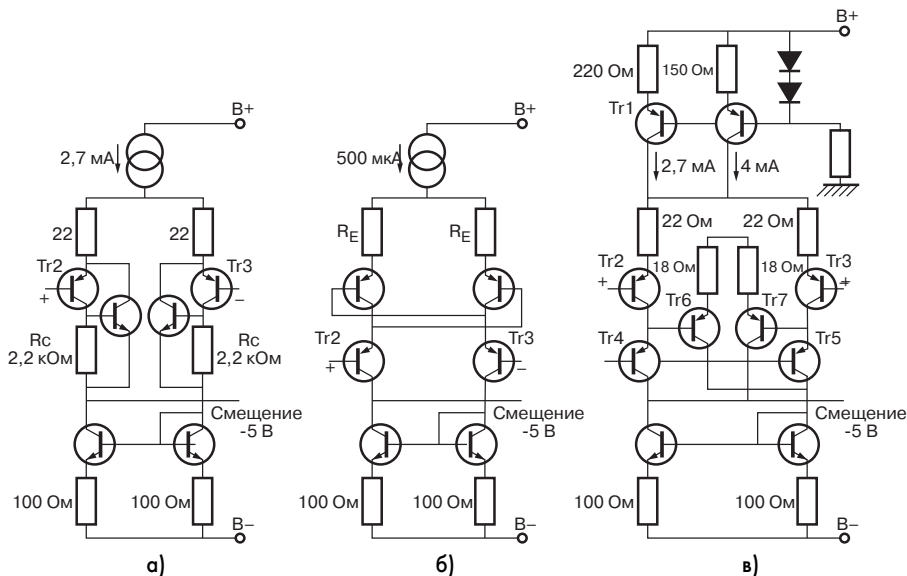
Автору неизвестно какое-либо название описанного метода улучшения линейности дифференциального усилителя. Можно предложить термин «местная эмиттерная ООС»<sup>1</sup>.

Заметим, что мы опять убили сразу двух зайцев: при двукратном увеличении тока покоя транзисторов также примерно в два раза увеличивается максимальная скорость изменения выходного напряжения (теоретически со значения 10 В/мкс до 20 В/мкс).

#### 4.9. Радикальные методы улучшения линейности входного каскада

Существует несколько методов дальнейшего улучшения линейности входного каскада УМЗЧ. Всегда, когда разработчик желает улучшить линейности электронной схемы, он должен сначала пытаться повысить глубину местных контуров отрицательной обратной связи, поскольку изменения, связанные с местными ООС, редко влияют на стабильность общего контура ООС.

Во-первых, можно сделать входные транзисторы составными (по схеме Шиклаи с комплементарными транзисторами), как показано на рис. 4.10а.

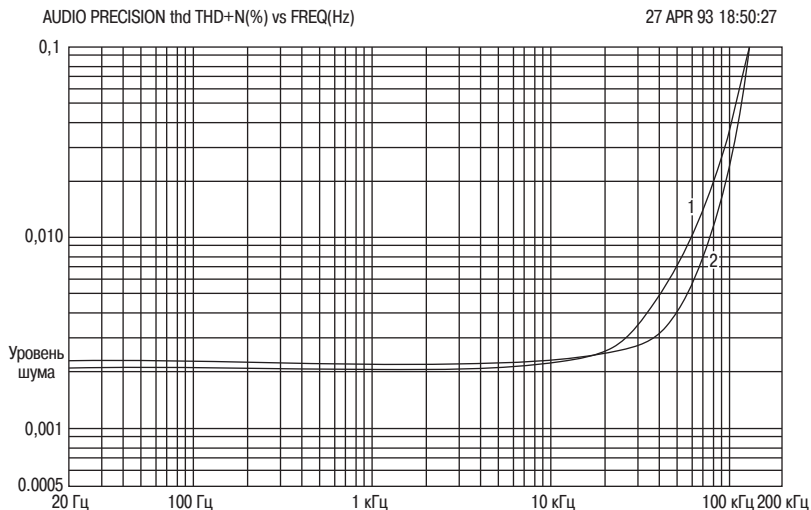


**Рис. 4.10.** Методы улучшения линейности дифференциального каскада:

- а) составные транзисторы; б) перекрестное включение четырех транзисторов; в) каскодно-комплементарная схема

Если использовать тестовую схему для измерения КНИ, показанную на рис. 4.4, то дифференциальный усилительный каскад с местной эмиттерной ООС (см. рис. 4.9б) при уровне входного сигнала  $-30$  дБ (по напряжению) имеет значение КНИ, равное  $0,35\%$  и определяющееся главным образом уровнем третьей гармоники усиливаемого сигнала, в то время как схема, показанная на рис. 4.10а, позволяет снизить значение КНИ до  $0,045\%$ . При использовании этого каскада совместно с остальными в составе УМЗЧ уровень третьей гармоники удалось снизить примерно в два раза (при условии, что остальные источники нелинейных искажений тщательно минимизированы). На рис. 4.11 показана полученная зависимость значения КНИ от частоты. Как видно, к сожалению, верхнюю границу диапазона, в пределах которого сохраняется низкое значение коэффициента нелинейных искажений, удалось отодвинуть менее чем на пол-октавы вверх.

С помощью резистора  $R_c$  в схеме, показанной на рис. 4.10а, можно регулировать, какая часть общего тока ответвляется в транзистор типа р-п-р и п-р-п. При увеличении сопротивления этого резистора линейность дифференциального каскада улучшается, но также повышается уровень внутренних шумов, так как снижается ток, при котором работает входной транзистор. Величина  $2,2$  кОм является хорошим компромиссом между стремлением повысить линейность каскада и желанием снизить уровень шумов.



**Рис. 4.11.** Значение коэффициента нелинейных искажений УМЗЧ без использования составных транзисторов во входном дифференциальном каскаде (кривая 1) и с использованием составных транзисторов по схеме, показанной на рис. 4.10а (кривая 2). Улучшение линейности УМЗЧ заметно только выше частоты  $20$  кГц. Верхняя граница частотного диапазона с низким значением КНИ сдвинута во втором случае на  $500$  кГц вверх

Возможны также и другие методы улучшения линейности входного каскада УМЗЧ, которые не слишком известны среди разработчиков. На рис. 4.10б показана перекрестная [5], а на рис. 4.10в – каскодно-комплементарная схема [6] дифференциального усилителя. Следует иметь в виду, что при усложнении схемы входного каскада стоимость всего УМЗЧ увеличивается незначительно, так как стоимость компонентов, используемых в малосигнальных каскадах предварительного усиления, ничтожна по сравнению со стоимостью трансформаторов, теплоотводов и других компонентов оконечных каскадов.

Перекрестная схема (см. рис. 4.10б) сама по себе обладает лучшей линейностью, чем обычный дифференциальный каскад с токовым зеркалом, но она плохо совместима с последующими каскадами УМЗЧ из-за своего низкого выходного сопротивления. В этой схеме входное напряжение разделяется между двумя плечами, в каждом из которых последовательно соединены два база-эмиттерных перехода. Теоретически ошибка из-за нелинейности каждого  $r_{\beta}$  должна в этом случае быть в  $\beta$  раз меньше (где  $\beta$  – это коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером), но на практике улучшение оказывается не таким значительным.

Каскодная схема (см. рис. 4.10в) более сложная, но избавлена от недостатков предыдущей, так как ее работа не связана с использованием отрицательных сопротивлений. Входное напряжение, как и раньше, подается на базы транзисторов Тг2 и Тг3, нагрузкой для них служат транзисторы Тг4 и Тг5, как и в обычной каскодной схеме (само по себе это пока никак не сказывается на линейности каскада). Так как транзисторы Тг2 и Тг4 в левом плече дифференциального каскада, а также транзисторы Тг3 и Тг5 в правом плече работают практически при одном и том же коллекторном токе, то их база-эмиттерные напряжения почти равны. Разность этих напряжений является входным сигналом для дифференциального усилителя на транзисторах Тг6 и Тг7, выходной ток которого складывается с общим током, чтобы подавить рассогласование база-эмиттерных напряжений. При уровне входного сигнала –30 дБ по напряжению значение коэффициента нелинейных искажений удается снизить до 0,016%. К сожалению, общий эффект в снижении КНИ для УМЗЧ в целом при этом не слишком велик (как это было и в более простой схеме с составными транзисторами), так как при подключении входного дифференциального усилителя к последующим каскадам вступают в действие другие источники нелинейных искажений, один из которых заключается в том, что каскад усилителя напряжения ограничен в своей возможности являться источником тока для компенсирующего база-коллекторного конденсатора.

#### 4.10. Каскод во входном дифференциальном каскаде УМЗЧ

Иногда в качестве плеч входного дифференциального каскада используется стандартная каскодная схема включения транзисторов. В плане улучшения линейности это не дает никакого преимущества, так как амплитуда входного сигнала в каскадах предварительного усиления невелика. Другое дело, что таким образом удается снизить напряжение между коллектором и эмиттером входных транзисторов. В результате снижается рассеиваемая на них мощность. Кроме того,

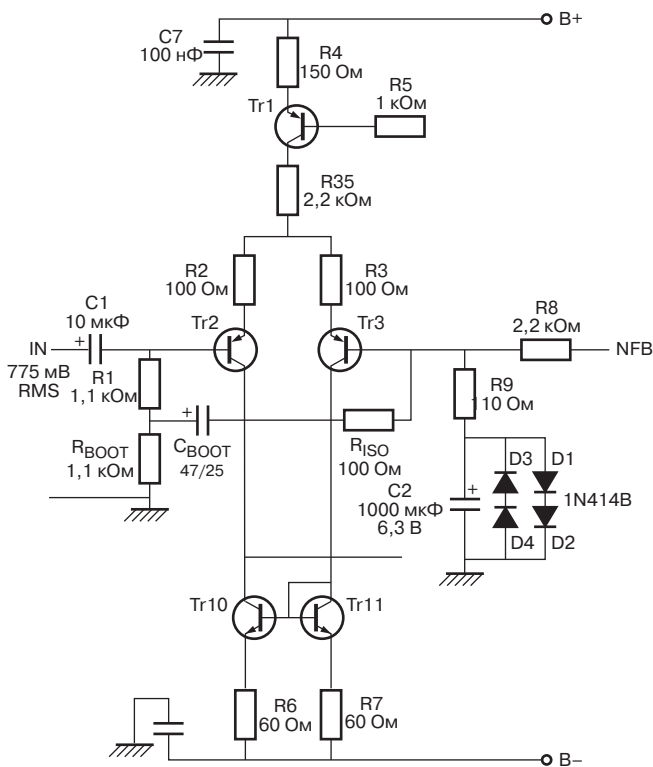
коллекторная емкость входного транзистора изолируется от входа следующего каскада – усилителя напряжения, поэтому появляется возможность снизить емкость компенсирующего конденсатора при сохранении тех же границ стабильной работы, но польза от этого не так уж велика.

#### 4.11. Снижение уровня шумов входного каскада

Шумовые характеристики УМЗЧ в целом определяются в основном уровнем шума во входном каскаде. Как правило, УМЗЧ имеют большое значение коэффициента усиления по напряжению, поэтому если разработчик не предпримет должных мер по снижению уровня шумов, генерируемых входным каскадом, то в результате рискует получить не слишком приятное шипение из динамиков [3]. Здесь мы рассмотрим схему, имеющую уровень шума –120 дБ (по напряжению), что всего на 7 или 8 дБ хуже, чем у микрофонного предусилителя первого класса – и то только из-за того, что данной схеме приходится работать от источника сигнала, внутреннее сопротивление которого несколько больше, чем обычное для микрофонного предусилителя значение (150 Ом). Как показывают эксперименты, уменьшение сопротивлений резисторов в цепи отрицательной ОС в два раза (по сравнению с обычными значениями 22 кОм и 1 кОм) приводит к снижению уровня шума до 2 дБ.

Уровень шума усилительного каскада определяется входным усилительным элементом и подключенными к нему сопротивлениями. В свою очередь, условия работы входных транзисторов определяются из соображений лучшей линейности и максимального значения скорости изменения выходного сигнала, поэтому разработчик здесь буквально связан по рукам и ногам. К счастью, обычно коллекторные токи транзисторов оказываются близки к оптимальному значению, при котором уровень шумов не слишком высок при условии низкого значения внутреннего сопротивления источника входного сигнала (порядка нескольких сотен ом), что обычно не слишком трудно обеспечить. Уровень шумов немного зависит от величины коллекторного тока транзистора, поэтому небольшие колебания последнего не слишком-то влияют на шумовые характеристики каскада. Кроме того, разработчик может свободно выбирать тип входных транзисторов: обычно хорошие результаты получаются, если используемое для питания входного каскада напряжение не слишком высоко. Но сначала необходимо оценить значение внутреннего сопротивления того устройства, которое будет являться источником сигнала для разрабатываемого усилителя.

На входе усилителя всегда имеются пассивные сопротивления, являющиеся источником тепловых шумов, поэтому единственный способ уменьшить их уровень – снизить величину данных сопротивлений. На рис. 4.12 это резисторы R2, R3 (играющие роль местной ООС), а также R9 (определяющий выходной импеданс контура ООС). Кроме того, следует принять во внимание и менее очевидные компоненты, такие как шумовые характеристики предусилителя, например. Даже если он генерирует ничтожно слабый шум, все равно его выходное сопротивление является источником теплового шума. Допустим, на выходе предусилителя установлен потенциометр для регулирования громкости сопротивлением, скажем,



**Рис. 4.12.** Входной усилительный каскад с низким уровнем шумов

20 кОм (сам по себе этот вариант не слишком хорош, например, хотя бы потому что затухание сигнала на высоких частотах будет в этом случае зависеть от длины соединительного кабеля, но это уже другая история [5]), тогда выходное сопротивление предусилителя составит по крайней мере 5 кОм, что почти наверняка вызовет уровень шума больший, чем во всех остальных компонентах УМЗЧ. Обидно, но с тепловыми шумами разработчик ничего не может поделать: единственное, что остается – это попытаться уменьшить все сопротивления до минимальных значений.

Шумы, генерируемые в резисторах R2 и R3, являются своеобразной платой за достигнутое с их помощью улучшение линейности усилительного каскада. Номиналы этих резисторов не могут быть просто так уменьшены, ведь они определяют глубину местной отрицательной обратной связи, кроме того, в противном случае пришлось бы пропорционально увеличить емкость компенсирующего конденсатора, чтобы оставить значение максимальной скорости изменения выходного сигнала на том же уровне. Обычные значения сопротивлений резисторов в цепи ООС составляют, как уже говорилось, 1 и 22 кОм. При этом резисторы R2 и R3 генерируют тепловой шум порядка 1,7 дБ (здесь и далее мы будем предполагать, что сопротивление нагрузки на выходе каскада составляет 50 Ом).



Раз мы не можем изменить номиналы эмиттерных резисторов, нам остается только стараться уменьшить сопротивления резисторов в цепи ООС. Если понизить номинал  $R_8$  до 2,2 кОм, тогда сопротивление резистора  $R_9$  придется уменьшить до 110 Ом, в результате уровень шума на выходе снизится с  $-93,5$  дБ до  $-95,4$  дБ (по напряжению). Заметим, что если исключить из схемы эмиттерные резисторы  $R_2$  и  $R_3$ , то уровень выходного шума снизится с  $-95,2$  дБ до 98,2 дБ. Однако номинал резистора  $R_1$  в таком случае необходимо взять равным 2,2 кОм, чтобы сохранить баланс дифференциального каскада по постоянному току, но это приведет к слишком низкому входному сопротивлению каскада. Если мы готовы смириться с этим, то у нас имеются в запасе два метода работы с усилителем, имеющим низкое входное сопротивление. Первый (и самый простой) заключается в том, чтобы установить перед усилителем буферный каскад (например, на операционном усилителе), который со стороны входа самого усилителя будет иметь фиксированное выходное сопротивление. При этом границы полосы пропускания легко задаются с помощью RC-цепочек (с неэлектролитическими конденсаторами). Обычная практика устанавливать RC-цепочки без использования буферного каскада достойна всяческого порицания, так как импеданс источника обычно неизвестен точно, а следовательно, неопределенной получается и частота среза RC-фильтра.

Другой подход заключается в том, чтобы при низком значении входного сопротивления на постоянном токе сделать высоким входной импеданс по переменному сигналу. Для этого необходимо использовать конденсатор, подключив его к инвертирующему входу усилителя, то есть к базе транзистора  $TR_3$ . Но в эту точку схемы обычно подается сигнал обратной связи с выхода усилителя [6]. Если мы заставим базу транзистора  $TR_3$  выполнять двойную функцию – и прием сигнала ОС, и управление зарядом конденсатора, – то следует опасаться того, что из-за дополнительной шунтирующей емкости образуется новый полюс, в результате чего нарушится стабильность работы усилителя на высоких частотах. А если вход усилителя оставить неподключенным к источнику сигнала, то это может иметь неприятные последствия.

На рис. 4.12 показано, как решить эту проблему. Общее сопротивление последовательно включенных резисторов на входе усилителя равно сопротивлению резистора  $R_8$ , а конденсатор подключен к точке соединения данных резисторов. Другим концом конденсатор подключен к точке подачи сигнала обратной связи, для устранения возможных паразитных колебаний использован ограничительный резистор  $R_{ISO}$ . Теперь если вход усилителя оставить неподключенным к источнику сигнала, то ничего страшного не случится, хотя делать это все равно нежелательно, особенно если к выходу усилителя подключены громкоговорители. Если номинал ограничительного резистора  $R_{ISO}$  выбрать равным 220 Ом, то в результате входной импеданс усилителя увеличится до 7,5 кОм, а если 100 Ом – то до 13,3 кОм. Последнее значение обеспечивает необходимый запас относительно обычно принимаемой стандартной величины 10 кОм. Тесты показали хорошую стабильность описанного усилителя, но осторожности ради следует признать, что этот вопрос требует более пристального изучения.

Еще одним следствием того, что усилитель с обратной связью имеет низкий входной импеданс, является то, что для сохранения АЧХ на низких частотах неизменной и предотвращения возрастания КНИ (по нашей классификации это источник искажений номер 8) необходимо пропорционально увеличивать емкость конденсатора С2. Требуемый номинал конденсатора достигает 1000 мкФ при рабочем напряжении 6,3 В (если мы хотим, чтобы конденсатор такой емкости еще имел приемлемый размер), поэтому необходимо использовать шунтирующие диоды для защиты конденсатора от перенапряжения обеих полярностей. Из-за этих диодов значение КНИ, ранее лежавшее ниже 0,001% (при частоте сигнала 10 Гц), возрастает до 0,002% даже при низкой выходной мощности (20 Вт при сопротивлении нагрузки 8 Ом), что вряд ли приемлемо. Лучше использовать два диода, соединенных последовательно. Это увеличивает размах напряжения на конденсаторе С2 до  $\pm 1,2$  В (что, тем не менее, вполне достаточно для того, чтобы он не взорвался), но зато не так катастрофически сказывается на величине коэффициента нелинейных искажений.

Во входном дифференциальном каскаде можно использовать транзисторы MPSA56, но они имеют достаточно высокий уровень внутренних шумов. Существуют транзисторы с высоким значением коэффициента передачи тока базы и низким уровнем шума, например, 2SA970, при использовании которых в схеме с ООС и низким входным импедансом уровень шума усилителя снижается примерно на 1,8 дБ. При использовании специальных транзисторов 2SB737 с низким сопротивлением базы обеспечивается дальнейшее уменьшение уровня шумов, хотя и не слишком большое – всего на 0,1 дБ.

Кое-кто мог бы возразить, что идти на усложнение схемы ради снижения уровня шумов всего на 2 дБ вряд ли целесообразно, но следует напомнить, что попутно мы получили еще некоторые преимущества, например существенно уменьшили постоянное выходное напряжение разбаланса, – об этом пойдет речь в следующем разделе.

## 4.12. Постоянная составляющая выходного сигнала дифференциального усилителя

Те же самые компоненты усилителя, что определяют уровень его шумов, также оказывают влияние на разбаланс выходного напряжения. Если уменьшить сопротивление резистора R9, тем самым уменьшив сопротивление источника сигнала, видимое со стороны базы транзистора TR3, то необходимо пропорционально изменить номинал резистора R8, чтобы сохранить на том же уровне значение коэффициента усиления при замкнутой петле ООС, в результате этих действий будет уменьшено падение напряжения, вызванное током базы входных транзисторов.

В своих проектах автор обычно допускает, что разбаланс выходного сигнала лежит в пределах  $\pm 50$  мВ. В большинстве случаев такой уровень постоянной составляющей усиливаемого сигнала на выходе не причиняет особых неприятностей, но и это значение может оказаться слишком большим для высококачественных усилителей. Модификация типовой схемы, описанная нами в предыдущем

разделе (когда мы боролись с уровнем тепловых шумов), также обеспечивает снижение уровня постоянной составляющей выходного сигнала.

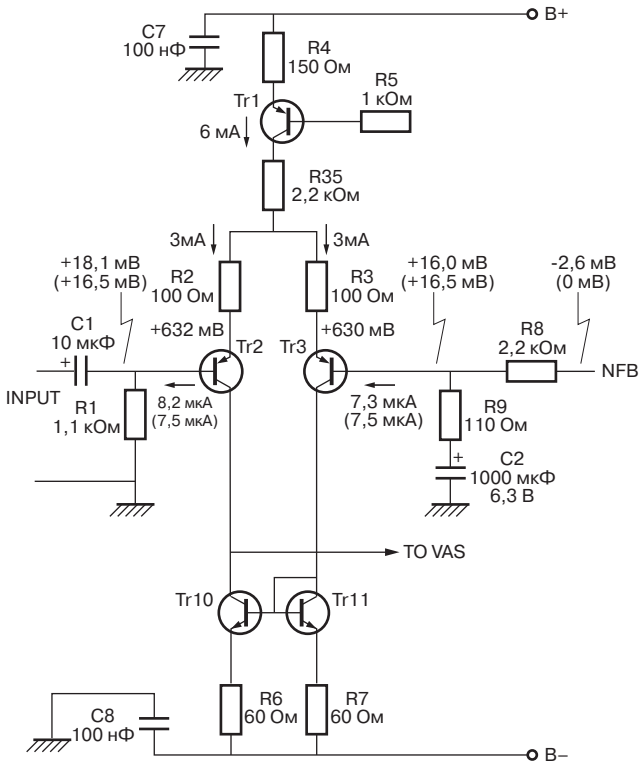
Когда номиналы элементов усилителя выбраны в разумных пределах, уровень постоянной составляющей определяется не столько разницей база-эмиттерных напряжений входных транзисторов (она составляет не более 5 мВ), сколько несовпадением их коэффициентов передачи тока базы, а следовательно, несовпадением базовых токов и токов, текущих через резисторы R1 и R8.

Имеется также и третий источник рассогласования – несовпадение сопротивлений резисторов R2 и R3. Их номинал в схеме составляет 100 Ом, в результате падение напряжения на каждом из них – 300 мВ, поэтому если истинное их сопротивление будет отличаться от номинального всего на 1% в разные стороны, то результирующий разбаланс входных напряжений составит 6 мВ. Это, разумеется, максимальный предел: на практике при допуске 1% реальные значения рассогласований не превышают 2 мВ.

Существует несколько возможностей для того, чтобы уменьшить разбаланс дифференциального усилителя, то есть снизить постоянную составляющую выходного сигнала. Во-первых, для питания УМЗЧ с небольшой выходной мощностью и единственным выходом можно использовать источник с не слишком большим напряжением, в результате во входном каскаде можно использовать транзистор с умеренным допустимым коллектор-эмиттерным напряжением. Это позволит использовать транзисторы с большим значением коэффициента передачи тока базы, то есть базовый ток входных транзисторов будет невелик. Например, транзисторы 2SA970 имеют коэффициент  $\beta = 350-700$ , а транзисторы MPSA06/56 – всего 100 (заметим, что цоколевка выводов у них различная).

В предыдущем разделе мы рассмотрели способ снижения импеданса цепи обратной связи, который позволил уменьшить значение этого параметра примерно в 4,5 раз. В результате постоянная составляющая выходного сигнала, вызванная разбалансом базовых токов входных транзисторов, была уменьшена в то же число раз. Поэтому мы можем надеяться, что постоянная составляющая выходного сигнала будет находиться в пределах  $\pm 15$  мВ без каких-либо дополнительных ухищрений со стороны проектировщика. В наших экспериментах с десятью обычными дифференциальными каскадами, в которых использовались супербета-транзисторы (разумеется, они были взяты из различных партий), величина постоянной составляющей выходного сигнала ни разу не превысила  $\pm 15$  мВ, и только в трех случаях из десяти этот параметр вышел за пределы  $\pm 10$  мВ. Так как разбаланс база-эмиттерных напряжений имеет тот же порядок величины, то глупо надеяться достичь лучших показателей. Малые изменения выходного напряжения с течением времени в наших экспериментах составили порядка 1 мВ, вероятно, это объясняется нагреванием входных транзисторов.

На рис. 4.13 приведены токи и напряжения в идеально сбалансированном дифференциальном каскаде (предполагается, что коэффициент передачи тока базы входных транзисторов равен 400). Тем же указаны значения этих параметров, измеренные в реальной схеме. Как видим, в последнем случае постоянная составляющая выходного сигнала оказалась равной минус 2,6 мВ.



**Рис. 4.13.** Измерение режимов по постоянному току в реальном дифференциальном каскаде (теоретические значения токов и напряжений в идеально сбалансированном каскаде указаны в скобках)

## 4.13. Максимальная скорость изменения выходного сигнала

Этот параметр определяется главным образом именно характеристиками входного каскада УМЗЧ и тесно связан с величиной коэффициента нелинейных искажений на высоких частотах. Здесь мы обсудим данный вопрос лишь вкратце, детальное обсуждение ждет читателя в главе 7.

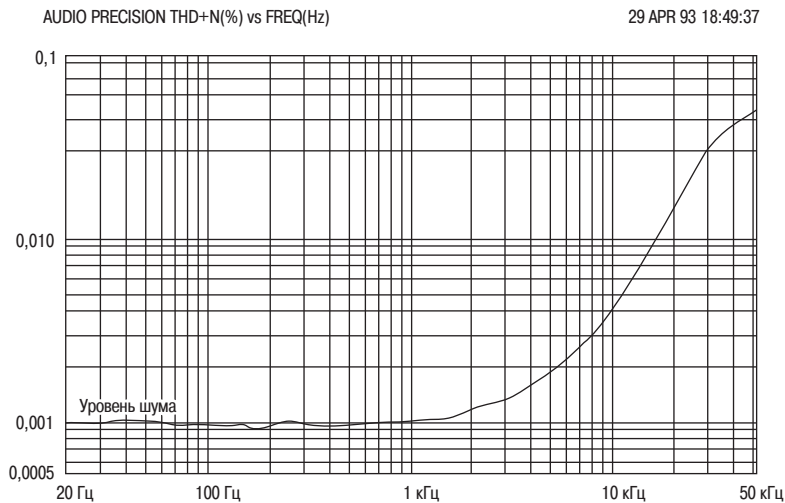
Максимальное значение наклона выходного сигнала зависит от способности входного дифференциального каскада переключать ток с одного плеча на другое. Типовые схемы дифференциальных каскадов могут обычно коммутировать с одного плеча на другое не более половины суммарного тока, текущего через источник на транзисторе  $Tr1$  (см. рис. 4.7а), в результате скорость изменения выходного сигнала снижается из-за коллекторного резистора  $R2$ . Использование токового зеркала в качестве коллекторной нагрузки дифференциального каскада, как уже говорилось ранее, улучшает скорость изменения выходного сигнала в обоих направлениях примерно в два раза. Так, если величина суммарного тока эмиттеров обоих транзисторов дифференциального каскада составляет 1,2 мА, то при переходе от схемы на рис. 4.7а к схеме, показанной на рис. 4.7в, максимальная

скорость изменения выходного сигнала увеличилась с 5 В/мкс до 10 В/мкс (емкость компенсирующего конденсатора в следующем каскаде усилителя напряжения составляла 100 пФ). Далее, с помощью схемы, показанной на рис. 4.9б, удалось увеличить этот параметр до 20 В/мкс.

На практике обычно скорость нарастания и убывания выходного сигнала не равны друг другу. Особенно это верно для традиционных схем УМЗЧ, рассматриваемых в этой книге.

#### 4.14. Каскад усилителя напряжения

Следующий каскад УМЗЧ – усилитель напряжения – в основном определяет величину его коэффициента усиления и максимальный размах напряжения на выходе (входной дифференциальный каскад может иметь высокое значение коэффициента передачи, но его выходным сигналом является ток). Однако, как это нередко бывает в аудиотехнике, вещи не всегда оказываются такими, какими кажутся. На деле оказывается, что линейность усилителя напряжения не оказывает существенного влияния на значение коэффициента нелинейных искажений всего УМЗЧ.



**Рис. 4.14.** Коэффициент нелинейных искажений модельного усилителя. На низких частотах КНИ мал, но резко увеличивается на частотах от 2 до 20 кГц

Рассмотрим модельный усилитель, транзисторы оконечного каскада в котором работают в режиме класса А; напряжение источника питания  $\pm 15$  В, напряжение выходного сигнала +16 дБ. Никаких дополнительных мер по линейризации входного дифференциального каскада или усилителя напряжения не предпринято. Зависимость КНИ от частоты для модельного УМЗЧ показана на рис. 4.14 (искажениями в оконечном каскаде мы пренебрегаем). Как может показаться, величина КНИ на низких частотах оказывается даже ниже, чем уровень

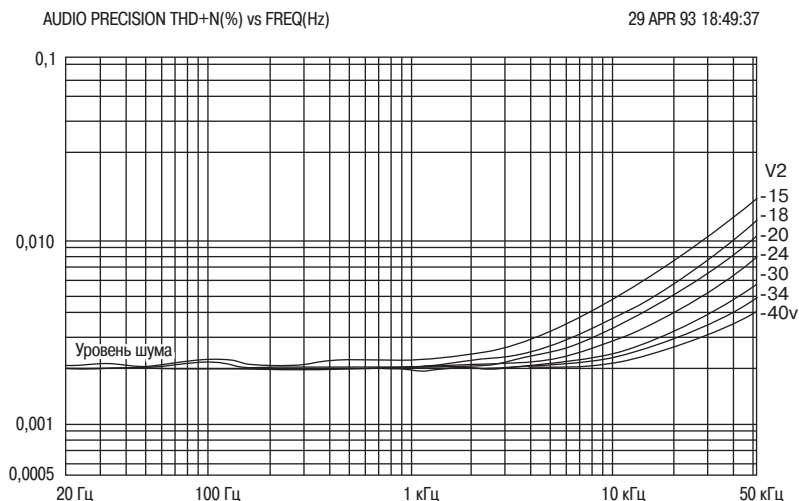
шумов, но выше 1 кГц коэффициент нелинейных искажений начинает медленно увеличиваться (главным образом это определяется нелинейностью усилителя напряжения). На высоких частотах искажения, формируемые в усилителе напряжения (они дают наклон 6 дБ на октаву) складываются с искажениями, обусловленные нелинейностью входного каскада (12 или 18 дБ на октаву), в результате формируется наклон зависимости КНИ от частоты, типичный для большинства УМЗЧ.

Как уже пояснялось ранее, причиной того, что искажения в каскаде усилителя напряжения оказываются относительно низкими, является отрицательная обратная связь. На низких частотах линейаризующий эффект главным образом обеспечивается общей ООС, а на высоких – местной ООС, роль которой выполняет база-коллекторный конденсатор.

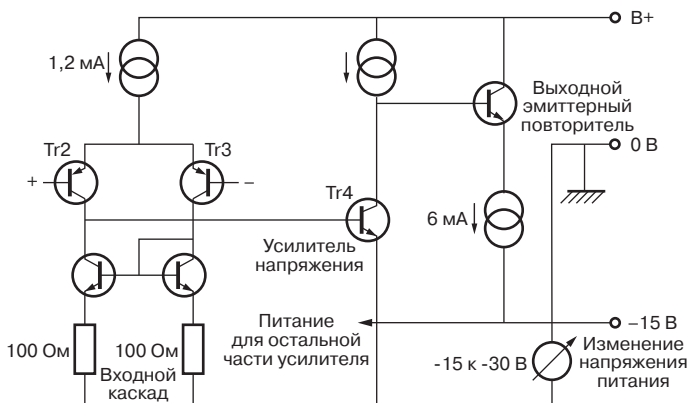
## 4.15. Искажения в каскаде усилителя напряжения

Для линейаризации каскада усилителя напряжения рассмотрим нелинейные искажения, вносимые им в выходной сигнал УМЗЧ. Для подавления влияния входного дифференциального каскада на величину КНИ проще всего использовать местную ООС, роль которой могут выполнять эмиттерные резисторы сопротивлением 100 Ом, как показано на рис. 4.16. Кроме того, необходимо разорвать контур общей ООС, чтобы она не оказывала влияние на нелинейность усилительного каскада.

На рис. 4.15 приведена зависимость коэффициента нелинейных искажений от частоты при значениях напряжения на отрицательной шине питания УМЗЧ, изменяемых от минус 15 до минус 40 В.



**Рис. 4.15.** Снижение КНИ на высоких частотах при увеличении напряжения на отрицательной шине питания для схемы на рис. 4.16

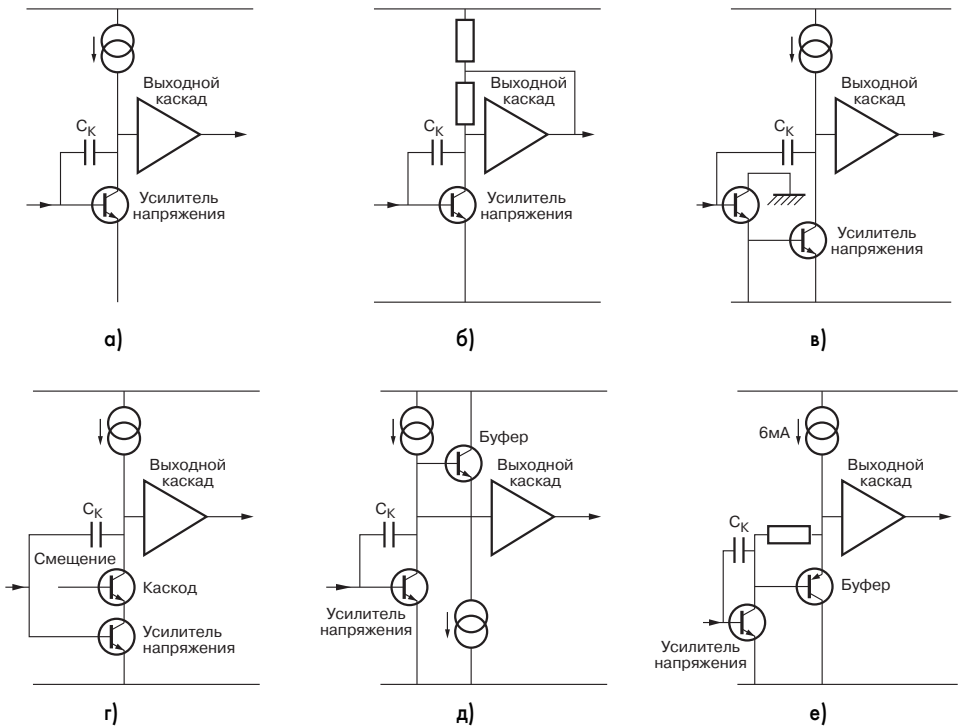


**Рис. 4.16.** Тестовая схема для измерения коэффициента нелинейных искажений в каскаде усилителя напряжения

Чтобы экспериментально доказать, что наблюдаемый наклон зависимости КНИ от частоты (6 дБ на октаву) обусловлен исключительно влиянием каскада усилителя напряжения, необходимо найти способ изменения степени линейности усилительного каскада, который бы не оказывал влияния на остальные параметры и режимы схемы. Для этого хорошо подходит метод регулировки напряжения на отрицательной шине питания, показанный на рис. 4.16. База-эмиттерное напряжение на входных транзисторах, разумеется, при такой регулировке изменяется, но это не приводит к изменению каких-либо важных характеристик схемы. Для доказательства последнего утверждения измеряются режимы транзисторов Tr2 и Tr3, включенных по каскадной схеме в коллекторные цепи входных транзисторов (они не должны измениться при регулировке напряжения питания).

#### 4.16. Схема усилителя напряжения

Типовые схемы усилителей напряжения приведены на рис. 4.17. На рис. 4.17а показана классическая схема с общим эмиттером. Для малосигнального моделирования в системе SPICE можно использовать схему на рис. 4.18. Здесь элемент G, моделирующий работу входного дифференциального каскада, является источником тока, управляемым напряжением (ИТУН). Входным сигналом для него является разность напряжений на резисторах Rin и RF2. Для моделирования работы каскада усилителя используется источник тока, управляемый током (ИТУТ – элемент F), коэффициент усиления по току которого равен  $\beta$ . Входной ток источника F измеряется с помощью амперметра, который в SPICE-модели представлен в виде неуправляемого источника VA с нулевым напряжением. Резистор Rc представляет общий импеданс в коллекторной цепи каскада усилителя напряжения, его типичное значение 22 кОм. Несмотря на свою простоту, данная модель позволяет с достаточной точностью рассчитать зависимости между коэффициентом усиления, частотой основного полюса и током входного каскада (см. главу 3).

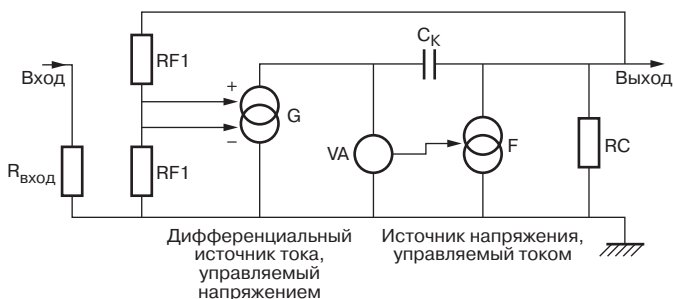


**Рис. 4.17.** Шесть вариантов исполнения каскада усилителя напряжения:

- а) каскад с общим эмиттером и источником тока в качестве коллекторной нагрузки;
- б) каскад с компенсационной ОС;
- в) увеличение глубины местной ООС с помощью эмиттерного повторителя на супербета-транзисторе;
- г) увеличение глубины местной ООС с помощью каскодной схемы;
- д) буферирование для устранения влияния следующего каскада на коллекторную нагрузку;
- е) еще один способ буферирования с компенсационной ОС

Ясно, что коэффициент усиления, рассчитанный по модели на рис. 4.18, оказывается прямо пропорциональным величине коэффициента передачи тока базы  $\beta$ , а он, в свою очередь, может варьироваться в широких пределах даже для транзисторов одного и того же типа. Поэтому используется местная ООС, роль которой выполняет база-коллекторный конденсатор  $C_K$ . На высоких частотах коэффициент усиления каскада зависит не от величины  $\beta$ , а от емкости этого конденсатора, в результате гарантируется стабильность работы каскада. Что касается коэффициента усиления на низких частотах (ниже частоты основного полюса  $P_1$ ), то она по-прежнему определяется коэффициентом передачи тока базы транзистора, а потому остается точно не известной. Вместе с ним не определена и сама частота  $P_1$ , но эти два параметра не так уж важны – если глубина ООС для линеаризации





**Рис. 4.18.** SPICE-модель входного дифференциального каскада ( $G$  – источник тока, управляемый напряжением) и каскада усилителя напряжения ( $F$  – источник тока, управляемый током). Ток источника  $F$  в  $\beta$  раз больше, чем ток, текущий через амперметр  $VA$

усилителя на высоких частотах выбрана правильно, то проблем на низких частотах (где коэффициент усиления имеет наибольшее значение) скорее всего не возникнет.

В заключение отметим, что выбор транзисторов, установленных во входном каскаде, мало влияет на линейность каскада усилителя напряжения, если коэффициент передачи тока базы этих транзисторов имеет достаточно большое значение.

#### 4.17. Искажения в каскаде усилителя напряжения

Как известно, передаточная характеристика эмиттерного повторителя представляет собой отрезок экспоненты, из-за этого нелинейность каскада усилителя напряжения довольно высока, главным образом, благодаря генерации второй гармоники усиливаемого сигнала, уровень которой при замкнутой петле ООС увеличивается с увеличением частоты со скоростью 6 дБ на октаву.

Нелинейность усилительного каскада в большинстве мощных УМЗЧ не оказывается критической благодаря тому, что обычно параметры усилителей пропорционально изменяются при изменении напряжения питания. Для входного каскада это не так: увеличение размаха сигнала на его выходе требует пропорционального увеличения как коэффициента передачи, так и тока заряда база-коллекторного конденсатора  $C_K$ . Увеличение коллектор-эмиттерного напряжения на входных транзисторах практически не влияет на линейность.

В этом можно увидеть злую иронию, но нелинейность каскада усилителя напряжения становится заметной, только если значительно увеличить глубину местной ООС входного каскада (слишком увеличив сопротивления резисторов в эмиттерной цепи). Благое намерение получить максимальную линейность еще до использования контура общей ООС (к которому мы призывали выше) на деле приводит к тому, что при замыкании цепи ООС коэффициент нелинейных искажений оказывается велик из-за того, что снижается коэффициент усиления при разомкнутом контуре ООС, а следовательно, и глубина самой ООС, используемой для линеаризации усилителя.

## 4.18. Линеаризация усилителя напряжения: активная нагрузка

Как уже говорилось в главе 3, при проектировании УМЗЧ важно, чтобы коэффициент усиления каскада усилителя напряжения при разомкнутой местной ООС (роль которой выполняет база-коллекторный конденсатор) был достаточно высок, чтобы при замыкании ООС каскад обладал хорошей линейностью, поэтому простая резистивная нагрузка в коллекторной цепи транзистора обычно не используется.

При увеличении сопротивления коллекторного резистора ток через него (а следовательно, и ток коллектора) уменьшается, поэтому снижается коэффициент передачи транзистора, в результате мы не достигаем желаемого увеличения коэффициента усиления по напряжению.

Один из действенных способов увеличения коэффициента усиления заключается в том, чтобы использовать в коллекторной цепи активную нагрузку вместо обычного резистора, роль этой нагрузки может играть либо источник тока (который, как известно, обладает большим внутренним сопротивлением), либо компенсационная обратная связь. Первый способ, по мнению автора, заслуживает большего доверия, он чаще используется в Hi-Fi усилителях и других профессиональных разработках. Что касается второго способа, то с его помощью обеспечивается больший размах выходного напряжения, поскольку коллекторный потенциал при этом теоретически может даже превышать напряжение положительной шины питания; в случае использования источника питания с ограниченным напряжением (например, в автомобильной аудиотехнике) это может сыграть хорошую службу [8].

Оба способа реализации активной нагрузки играют еще одну важную роль: при их применении разработчик может быть уверен, что каскад усилителя напряжения сможет обеспечить достаточный выходной ток для питания верхнего плеча оконечного каскада. Если бы в качестве коллекторной нагрузки использовался обычный резистор, то мы не могли бы утверждать это наверняка.

Может показаться не слишком очевидным, как проверить, что тот или иной способ увеличения коллекторного импеданса транзисторного каскада работает правильно, но на деле это довольно просто сделать. Достаточно всего лишь подключить между коллектором транзистора и массой подстроечный резистор и уменьшать сопротивление последнего до тех пор, пока коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой ООС не снизится на 6 дБ – это будет показывать, что коллекторный импеданс сравнялся с сопротивлением тестового резистора.

Часто используемая схема усилителя с активной нагрузкой показана на рис. 4.17а. Она работает достаточно хорошо, хотя величина коллекторного импеданса ограничена эффективным выходным сопротивлением каскада усилителя напряжения и транзисторов, используемых в схеме источника тока [9] (другими словами, роль ограничивающего фактора здесь выполняет эффект Эрли).

Обычно утверждают, что эта схема выполняет роль источника тока для оконечного каскада, но это верно лишь отчасти. Важно понимать, что как, только контур местной ООС будет замкнут подключением база-коллекторного конденсатора, скорость падения коэффициента усиления (для частот, лежащих выше частоты первого полюса  $P_1$ ) составит 6 дБ на октаву. На частоте 10 кГц типичное значение

выходного импеданса составит всего несколько кОм, что явно недостаточно для того, чтобы можно было говорить об источнике тока.

На роль источника тока более подходит схема с компенсационной обратной связью в коллекторной цепи (см. рис. 4.17б), несмотря на некоторую старомодность. Эта схема подвергалась критике из-за своего замедленного восстановления после подачи сигнала большой амплитуды; автор не может утверждать здесь что-то наверняка, но один недостаток у данной схемы, несомненно, имеется: на низких частотах коэффициент усиления схемы при разомкнутой ООС зависит от сопротивления нагрузки усилителя. Эффективность компенсационной ОС существенно зависит от того, насколько точно коэффициент передачи оконечного каскада близок к единице; однако наличие резисторов в эмиттерной цепи выходных транзисторов означает, что в оконечном каскаде имеются потери усиления, зависящие от сопротивления нагрузки. Следовательно, эффективное значение коллекторного импеданса в каскаде усилителя напряжения (а вместе с ним и глубина ООС) динамически изменяется при колебаниях импеданса катушки громкоговорителя, зависящего от уровня сигнала и его тембра. При очень низких значениях импеданса нагрузки (например, 2 Ом) потери усиления в оконечном каскаде могут быть очень велики. Вероятно, именно это и является настоящей причиной того, что разработчики отказываются применять компенсационную обратную связь в своих усилителях.

Имеется у схемы на рис. 4.17б и еще один недостаток: это наличие постоянной составляющей тока в каскаде усилителя напряжения и, как следствие, наличие паразитного напряжения смещения, зависящего от напряжения источника питания, а использование каких-либо методов стабилизации рабочей точки транзистора существенно усложнило бы схему.

Менее известен другой способ реализации компенсационной обратной связи, позволяющей повысить эффективное сопротивление в цепи коллектора (рис. 4.17е).

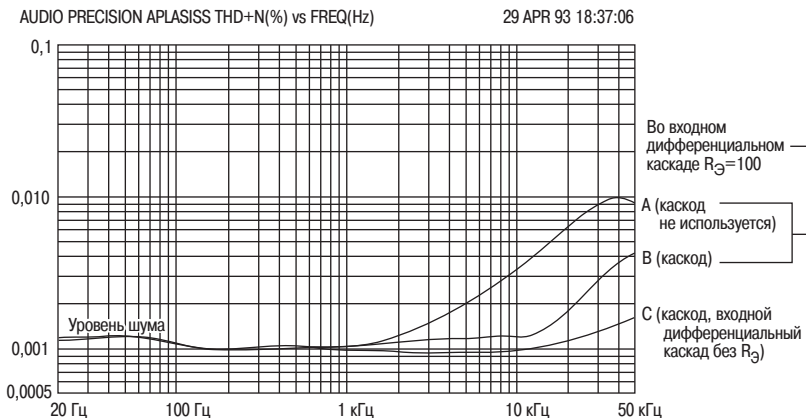
#### 4.19. Линеаризация усилителя напряжения

Существует несколько различных методов снижения коэффициента нелинейных искажений, генерируемых в каскаде усилителя напряжения, но на практике самый простой из них заключается в том, чтобы увеличить глубину местной ООС путем увеличения емкости база-коллекторного конденсатора. Формула (1) главы 3 показывает, что величина коэффициента усиления на низких частотах (то есть когда влиянием этого конденсатора еще можно пренебречь) находится как произведение коэффициента передачи входного каскада, коэффициента передачи тока базы транзистора  $TR_4$  и величины коллекторного импеданса  $R_c$  в каскаде усилителя напряжения. Последние два параметра влияют на коэффициент усиления второго каскада и, следовательно, местная обратная связь может быть углублена путем увеличения любого из них. Напомним, что глубина общей ООС на высоких частотах остается неизменной, пока не изменена емкость база-коллекторного конденсатора, поэтому стабильность усилителя не ухудшается.

Коэффициент передачи тока базы может быть увеличен путем использования составного транзистора (или, другими словами, путем включения эмиттерного

повторителя перед одиночным транзистором, как показано на рис. 4.17в). Всегда требуется хорошо подумать, прежде чем добавить еще один каскад в схему усилителя с общей обратной связью, ведь это приведет к дополнительному фазовому сдвигу и, следовательно, ухудшит его стабильность. Поэтому лучше добавлять новый каскад внутри контура местной ООС, образованной база-коллекторным конденсатором, тогда новых проблем, скорее всего, не возникнет. Говоря о схеме, показанной на рис. 4.17в, обычно утверждают, что дополнительный эмиттерный повторитель выполняет роль буфера между входным каскадом УМЗЧ и каскадом усилителя напряжения, но на самом деле его функция – усилить местную ООС, образованную база-коллекторным конденсатором, и тем самым добиться большей линейности каскада усилителя напряжения.

Другой способ повышения коллекторного импеданса – использование каскодного включения транзисторов, как показано на рис. 4.17г. К сожалению, каскодная схема действительно полезна, только если ее нагрузка не является заметно нелинейной, но входное сопротивление оконечного каскада, работающего в режиме класса В, вряд ли можно назвать линейной нагрузкой. На мгновение предположим, что мы решили эту проблему, либо используя оконечный каскад класса А, либо установив буферный каскад между усилителем напряжения и оконечным каскадом. Тогда изменение значения КНИ будет заметным. Хотя увеличение коэффициента усиления в каскодной схеме ограничено эффектом Эрли (в обоих транзисторах самого каскода, а также транзисторах, на которых выполнен источник тока в коллекторной нагрузке), а еще больше – входным сопротивлением следующего каскада, но две верхние кривые на рис. 4.19 показывают, что величина коэффициента нелинейных искажений на высоких частотах существенно снижается при использовании каскодной схемы включения транзисторов. Здесь в эмиттерной цепи транзисторов входного дифференциального усилителя использовались резисторы номиналом 100 Ом, чтобы преобладала нелинейность второго каскада. Заметим, что в обоих случаях наклон характеристики составляет 6 дБ на октаву.



**Рис. 4.19.** Зависимость КНИ от частоты в каскаде усилителя напряжения при использовании каскодной схемы включения

Нижняя кривая на рис. 4.19 показывает зависимость значения КНИ от частоты в случае, когда в первом каскаде используется обычный дифференциальный усилитель без эмиттерных резисторов, а во втором каскаде – каскодное включение транзисторов. Как видно, почти во всем аудиодиапазоне коэффициент нелинейных искажений не превышает 0,001%. Поэтому можно утверждать, что первые два каскада УМЗЧ (а вместе с ними и первые два источника искажений из списка, приведенного в главе 3) не представляют для разработчика серьезной проблемы.

Кроме того, каскодная схема усилителя позволяет использовать транзисторы с большим значением коэффициента передачи тока базы (обычно супербетатранзисторы имеют небольшое допустимое напряжение коллектор–эмиттер, что вызывает трудности при их использовании в традиционной схеме усилителя напряжения, так как напряжение источника питания большинства качественных УМЗЧ для этого слишком велико). В случае использования каскода мы теряем в максимальной амплитуде выходного сигнала, но эти потери не так уж велики – всего около 300 мВ и обычно с этим можно мириться.

Что касается схемы источника тока в коллекторной нагрузке усилителя напряжения, то эксперименты показывают, что каскодное включение транзисторов там не дает какого-либо заметного выигрыша в усилении.

Каскод часто используется, чтобы улучшить частотную характеристику, так как она позволяет изолировать коллектор верхнего транзистора от база-коллекторной емкости обратно-смещенного р-п-перехода нижнего транзистора. В этом случае АЧХ каскада полностью определяется емкостью база-коллекторного конденсатора  $C_{\text{к}}$ . Это хорошо, так как база-коллекторная емкость транзистора зависит от многих факторов, в том числе и от уровня усиливаемого сигнала, а емкость конденсатора фиксирована.

Трудно порекомендовать какой-то один из описанных здесь методов улучшения характеристик усилителя напряжения. Схема с эмиттерным повторителем чуть проще, чем каскод, который требует дополнительных пассивных компонентов для подачи напряжения смещения на второй транзистор, но стоимость этих дополнительных компонентов ничтожна по сравнению со стоимостью всего УМЗЧ. Следует помнить, что стоимость малосигнального транзистора обычно раз в 50 меньше, чем у транзистора, применяемого в оконечном каскаде УМЗЧ; все малосигнальные каскады с установленными в них элементами составляют около 1% стоимости всего УМЗЧ.

## 4.20. Буферирование

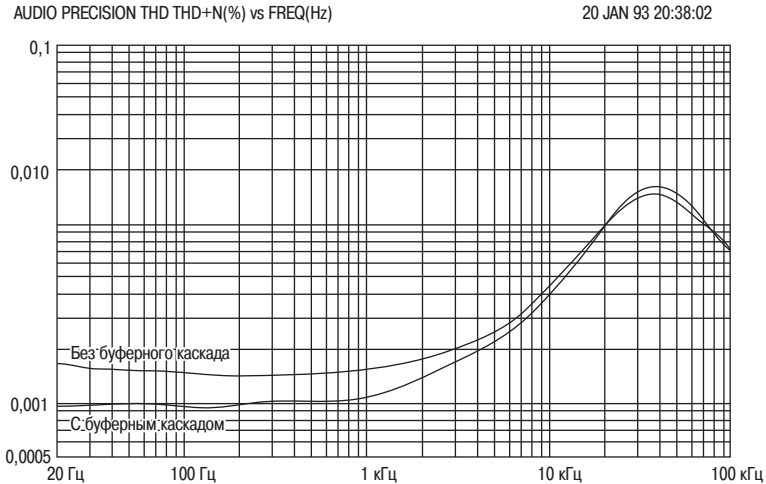
Как уже объяснялось, в схеме усилителя напряжения важно, чтобы значение коллекторного импеданса было высоко и не зависело от каких-либо внешних факторов. Поэтому двухтактный оконечный каскад класса В – самый плохой вариант нагрузки для нашего усилителя, так как транзисторы оконечного каскада в этом случае работают поочередно и в момент их переключения входное сопротивление оконечного каскада (играющее роль нагрузки для каскада усилителя напряжения) существенно меняется. Поэтому даже удивительно, что при подключении оконечного каскада, обеспечивающем выходную мощность 100 Вт на нагрузку

8 Ом, значение КНИ усилителя на частоте 1 кГц ухудшается с 0,0008% всего лишь до 0,0017% (могло бы быть и хуже!). Однако при уменьшении глубины ООС эффект от непостоянства входного сопротивления оконечного каскада становится более заметным, особенно на высоких частотах [10].

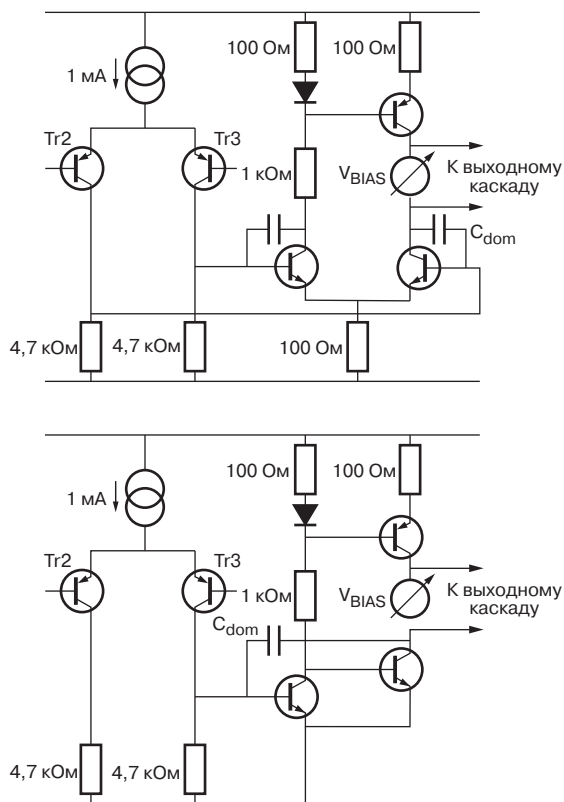
Буфер перед оконечным каскадом дает наиболее заметный выигрыш с точки зрения малого значения КНИ, когда достаточно минимизированы искажения на низких частотах, так как в этом случае в значительной мере устраняется четвертый источник нелинейности. Два в равной степени эффективных способа буферирования показаны на рис. 4.17, д, е.

При использовании буферного каскада мы получаем еще один выигрыш: минимизируется эффект рассогласования коэффициентов передачи тока базы транзисторов, установленных в разных плечах двухтактного оконечного каскада [11]. Кроме того, при использовании буфера входным сигналом для оконечного каскада является напряжение, при этом следует ожидать улучшения стабильности усилителя благодаря повышению частоты единичного усиления выходных транзисторов (хотя справедливости ради следует сказать, что автор не располагает какими-либо экспериментальными подтверждениями данного утверждения). Дополнительный фазовый сдвиг, вносимый в усиливаемый сигнал буферным эмиттерным повторителем, не так уж велик, поэтому каких-либо дополнительных неприятностей из-за использования общей ООС на практике ожидать не приходится.

На рис. 4.20 показано, какой эффект на линейность УМЗЧ оказывает использование буферного каскада в случае, когда в схеме усилителя напряжения применена каскодная схема (выходная мощность УМЗЧ составляет 100 Вт при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом).



**Рис. 4.20.** Зависимость КНИ от частоты для УМЗЧ при использовании буфера перед оконечным каскадом класса В и без него (заметим, что для получения выигрыша от использования буферного каскада все остальные источники нелинейных искажений должны быть предельно минимизированы)



**Рис. 4.21.** Возможные варианты исполнения первых двух каскадов УМЗЧ. Схема 1 характеризуется большим значением коэффициента усиления при разомкнутой петле ООС, но линейность существенно не улучшает. Схема 2 предложена Лендером (Lender)

## 4.21. Сбалансированный усилитель напряжения

Для снижения коэффициента нелинейных искажений во втором каскаде УМЗЧ тоже можно использовать (как и в первом) дифференциальный усилитель. Две возможные схемы приведены на рис. 4.21. Первая представляет собой сдвоенный дифференциальный усилитель с комплементарными транзисторами и дает выигрыш в усилении примерно 10 дБ (при разомкнутой ООС), но для сохранения границы стабильности требуется увеличения номинала компенсирующего конденсатора  $C_K$ . Впрочем, этого следовало и ожидать: выше уже говорилось, что улучшение линейности достигается путем увеличения коэффициента усиления при разомкнутом контуре отрицательной обратной связи, что при его замыкании требует принятия мер по стабилизации схемы на высоких частотах. Но получаемый выигрыш не так уж велик, ведь как мы уже знаем, в правильно спроектированном УМЗЧ вклад каскада усилителя напряжения в общее значение коэффициента нелинейных искажений достаточно мал.

Как доказано Линсли-Худом [12] величина постоянного тока через источник смещения в первой схеме на рис. 4.21 определен не так точно, как в обычной схеме усилителя напряжения с источником тока (точно так же, как балансировка обычного дифференциального каскада, очевидно, будет хуже, чем в схеме с токовым зеркалом). Другая трудность заключается в том, что теперь для сигнала, снимаемого с выходов первого каскада, имеется два пути и вряд ли можно утверждать, что оба они имеют одну и ту же полосу пропускания. Если это не так, то передаточная характеристика при разомкнутом контуре ООС будет иметь два несовпадающих набора полюсов и нулей, в результате чего увеличится время установления переходного процесса.

Вторая схема на рис. 4.21, по утверждению Борбели [13], принадлежит Лендеру. Она не обеспечивает точную балансировку дифференциального каскада, так как положение равновесия зависит от номиналов резисторов, база-эмиттерных напряжений транзисторов и других факторов. Борбели описывает два варианта улучшений данной схемы, они довольно сложные, поэтому здесь не приводятся, к тому же не совсем ясно, в чем именно заключаются их преимущества.

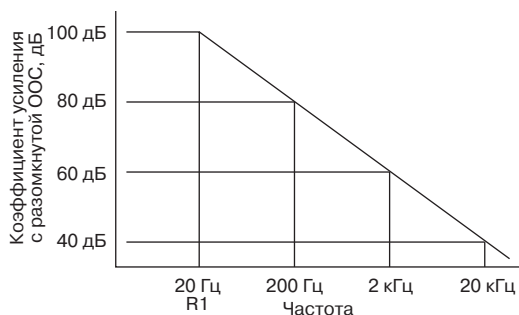
Возможно множество других сбалансированных схем реализации каскада усилителя напряжения. Вообще, этот вопрос требует более тщательного рассмотрения, чем приведенный здесь краткий обзор. Пожалуй, обо всех схемах такого рода можно утверждать, что при их использовании всегда возникают дополнительные проблемы с балансировкой входного дифференциального каскада; кроме того, ток, текущий через источник смещения, не определен точно. Но справедливости ради следует заметить, что имеется и одно преимущество: при использовании сбалансированных каскадов усиления напряжения обеспечивается больший ток через база-коллекторный конденсатор  $C_K$ , что должно улучшать такие параметры усилителя, как максимальная скорость изменения выходного напряжения и линейность на высоких частотах.

## 4.22. Ширина полосы пропускания при разомкнутой ООС

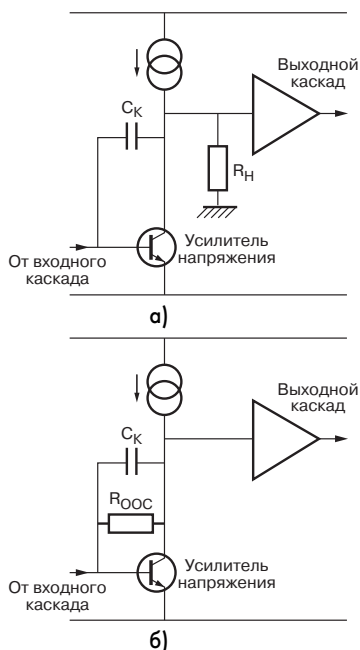
Как уже мог догадаться проницательный читатель, увеличить частоту основного полюса  $P_1$  можно, если уменьшить коэффициент усиления на низких частотах (при разомкнутой петле ООС), оставив неизменным его значения на высоких частотах. Этот способ проиллюстрирован на рис. 4.22. Здесь коэффициент усиления на низких частотах поддерживается постоянным, а на высоких – падает с возрастанием частоты с постоянной скоростью.

Разумеется, лучше, если спроектированный усилитель будет иметь постоянный коэффициент усиления (при разомкнутом контуре ООС) вплоть до частоты 2 кГц, чем, скажем, до частоты 20 Гц, но на самом деле в обоих случаях речь идет практически об одном и том же УМЗЧ, за исключением того, что второй имеет больший запас усиления на низких частотах, чем второй. На высоких частотах оба усилителя характеризуются одним и тем же значением глубины ООС (напомним, что именно этот параметр определяет возможность линеаризации УМЗЧ и тем самым снижения значения КНИ) и, возможно, одинаковую максимальную скорость нарастания выходного сигнала. Но второй УМЗЧ будет обладать большей инерционностью.





**Рис. 4.22.** Увеличение частоты основного полюса  $P_1$  путем уменьшения коэффициента усиления на низких частотах при разомкнутой ООС; при этом такие параметры, как коэффициент усиления на высоких частотах, влияющий на стабильность усилителя, а также коэффициент нелинейных искажений на высоких частотах остаются неизменными



**Рис. 4.23.** Два метода снижения коэффициента усиления при разомкнутой петле ООС:

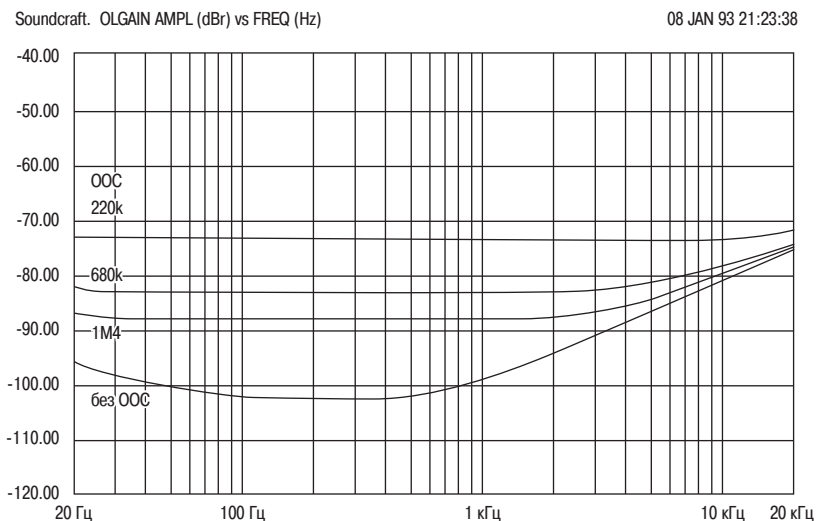
а) снижение сопротивления в цепи коллектора подключением шунтирующего резистора (не самый лучший способ, так как приводит к усилению колебаний коллекторного тока и, как следствие, к увеличению искажений);

б) местная ООС, вводимая с помощью резистора, подключенного параллельно база-коллекторному конденсатору (этот способ может показаться слишком грубым, но он дает желаемый эффект)

Тем не менее, в коммерческих разработках может оказаться полезным описанный способ снижения коэффициента усиления на низких частотах. Субъективисты стремятся к этому, исходя из своих догматических утверждений, хотя с точки зрения инженера это не дает каких-либо преимуществ, кроме того, следует помнить, что снижение коэффициента усиления на нижних частотах приводит к уменьшению глубины ООС, а это единственное оружие разработчика против нелинейных искажений.

На первый взгляд, можно легко уменьшить коэффициент усиления, повысив сопротивление эмиттерных резисторов в дифференциальном каскаде, но это даст одинаковый эффект на всех частотах. Поэтому разумнее сосредоточиться на втором каскаде. На рис. 4.23 приведены два возможных способа уменьшения коэффициента усиления только на низких частотах. В первой схеме это достигается уменьшением коллекторного импеданса (который мы не так давно стремились повысить, заменив обычную резистивную нагрузку источником тока с большим внутренним сопротивлением). Данный способ не слишком хорош, так как при шунтировании высокого импеданса источника тока резистором с небольшим сопротивлением увеличится колебание тока коллектора и существенно возрастут нелинейные искажения на низких частотах. Описанный способ рекомендуется в [14], но автор советовал бы его не применять.

Второй метод снижения коэффициента усиления на низких частотах при разомкнутом контуре ООС показан на рис. 4.23б; в его основе лежит добавление в цепь местной ООС частотонезависимого элемента. При этом сопротивление шунтирующего резистора может быть выбрано достаточно большим, чтобы



**Рис. 4.24.** Влияние сопротивления резистора местной ООС на коэффициент усиления при разомкнутом контуре общей ООС. Частота основного полюса  $P_1$  увеличивается с 800 Гц до 20 кГц, при этом коэффициент усиления на высоких частотах практически не изменяется

не нагружать коллектор транзистора, в результате эффективность местной ООС не ухудшается. На рис. 4.24 показано, как влияет выбор сопротивления резистора  $R_{ООС}$  на коэффициент усиления при разомкнутом контуре общей ООС. Данный график имеет тот же формат, что и в главе 3 (вместо самого коэффициента усиления по оси ординат откладывается разница напряжений). Видно, что частота основного полюса  $P1$  увеличивается с 800 Гц (в отсутствие резистора в цепи местной ООС) до 20 кГц (при  $R_{ООС} = 220$  кОм). Что касается коэффициента усиления на высоких частотах, то он практически не изменяется, следовательно, не изменяется и граница стабильной работы усилителя. Хотя глубина ООС, доступная для линеаризации усилителя на частоте 1 кГц при этом снижается примерно на 20 дБ, но значение коэффициента нелинейных искажений (при напряжении выходного сигнала +16 дБ) увеличивается с 0,001% только лишь до 0,0013% (главным образом из-за шумов).

Для сравнения, при уменьшении коэффициента усиления на 10 дБ с помощью шунтирования коллекторной нагрузки (для этого потребуется резистор сопротивлением 4,7 кОм) значение КНИ возрастает до 0,01%.

### 4.23. Управление шириной полосы пропускания при разомкнутой ООС

Если сопротивление резистора  $R_{ООС}$  (см. рис. 4.32б) снизить до 100 кОм, то постоянный ток, текущий через него, становится слишком большим, что существенно нарушает работу усилительного каскада. В результате нарушается балансировка входного дифференциального каскада, снижается глубина общей ООС и, как следствие, резко возрастают нелинейные искажения. Этого можно избежать, если последовательно с резистором  $R_{ООС}$  подключить неэлектролитический конденсатор достаточно большой емкости (обычно достаточно около 2,2 мкФ, при этом АЧХ на низких частотах существенно не изменяется).

Неприятным последствием снижения глубины общей ООС является то, что УМЗЧ становится более чувствительным к нестабильности напряжения питания (см. главу 8). Чтобы подавить пульсации питающего напряжения, приходится использовать фильтры в шинах питания первых двух каскадов УМЗЧ. Но на RC-фильтрах падает дополнительное напряжение, в результате снижается напряжение питания малосигнальных каскадов, следовательно, уменьшается амплитуда выходного сигнала УМЗЧ. Поэтому сопротивление резистора, используемого при расчете RC-фильтра, строго ограничено. Для снижения пульсаций остается увеличивать емкость фильтрующего конденсатора, но это приводит к увеличению габаритов и стоимости всего устройства.

Вместо того чтобы решать проблему пульсаций «в лоб» – установкой RC-фильтра, – можно усложнить схему входного каскада (см., например, рис. 8.6), при этом никаких фильтров не потребуется.

### 4.24. Заключение

После прочтения первой половины данной главы читатель должен был понять, что проектирование входного каскада УМЗЧ – не такая уж легкая задача, если

требуется достичь низкого уровня шумов, высокую линейность и низкий уровень постоянной составляющей выходного сигнала. Хорошим выбором при этом будет дифференциальный усилительный каскад с токовым зеркалом и эмиттерными резисторами (см. рис. 4.96).

Вторая половина главы показала, как можно улучшить характеристики УМЗЧ путем тщательного проектирования каскада усилителя напряжения, в котором обеспечивается все усиление входного сигнала. При этом показано, что второй источник искажений, сосредоточенный в каскаде усилителя напряжения, будет практически устранен при выборе каскодной схемы с активной нагрузкой в виде источника тока в цепи коллектора и использовании буферного каскада перед оконечным двухтактным усилителем, а также при применении транзисторов с высоким значением коэффициента передачи тока базы.

## 4.25. Список использованных источников

1. Gray, Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. – Wiley 1984, стр. 172.
2. Gray, Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. – Wiley 1984, стр. 194.
3. Self. Sound Mosfet Design. – Electronics and Wireless World, Sept. 1990, стр. 760.
4. Gray, Meyer. Electronics and Wireless World, Sept. 1990, стр. 256
5. Feucht. Handbook of Analog Circuit Design. – Academic Press 1990, стр. 432.
6. Quinn. IEEE International Solid-State Circuits Conference, THPM 14.5, стр. 188.
7. Gray, Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. – Wiley, 1984, стр. 251.
8. Antognetti (ред.). Power Integrated Circuits. – McGraw-Hill, 1986.
9. Gray, Meyer. Analysis and Design of Analog Integrated Circuits. – Wiley, 1984, стр. 252
10. Self. Sound Mosfet Design. – Electronics and Wireless World, Sept. 1990, стр. 760.
11. Oliver. Distortion In Complementary-Pair Class-B Amplifiers. – Hewlett-Packard Journal, Feb. 1971, стр. 11.
12. Linsley-Hood J. Solid State Audio Power. - 3 Electronics and Wireless World, Jan. 1990, стр. 16.
13. Borbely. A 60 W MOSFET Power Amplifier. – The Audio Amateur, Issue 2, 1982, стр. 9.
14. Hefley. High Fidelity, Low Feedback, 200 W. – Electronics and Wireless World, June 92, стр. 454.



## Глава 5. Оконечный каскад I

---

### 5.1. Классы усиления

Обычно в оконечных каскадах полупроводниковых УМЗЧ используются эмиттерные повторители, имеющие, как известно, единичное значение коэффициента усиления по напряжению. Разумеется, иногда разработчики применяют и другие схемные решения, перекладывая на оконечный каскад часть всей работы по усилению сигнала (см., например, источник [1], в котором предлагается использовать каскад с коэффициентом усиления, равным 10), но такие схемы не получили широкого распространения. Оконечный каскад и так уже работает на низкоомную нагрузку с большим выходным током, от него требуется высокая линейность, чтобы обеспечивать низкое значение коэффициента нелинейных искажений, так что было бы слишком требовать от него еще и усиления сигнала.

При рассмотрении малосигнальных усилительных каскадов мы обсуждали в каждый момент времени только искажения одного типа. Это было возможно благодаря тому, что каскады предварительного усиления, как правило (но необязательно [2]), работают в режиме класса А. Соображения экономичности и необходимость рассеивания большой тепловой мощности требуют применения в оконечных каскадах мощных усилителей режимов класса В. Поэтому теперь нам придется иметь дело в том числе и с искажениями типа «ступенька» (до сих пор это остается одной из самых больших проблем при проектировании УМЗЧ) и эффектами, связанными с инерционностью запирающих транзисторов на высоких частотах.

Кроме того, при проектировании УМЗЧ разработчик должен решить, транзисторы какого типа целесообразнее использовать в оконечном каскаде: в малосигнальных каскадах полевые транзисторы не дают каких-либо заметных преимуществ, но в оконечных каскадах мощные полевые транзисторы (хотя и более дорогие, чем биполярные) могут оказаться полезными.

На уровень нелинейных искажений, генерируемых в оконечном каскаде, более всего влияет то, в каком режиме работают усилительные элементы. Идеальным

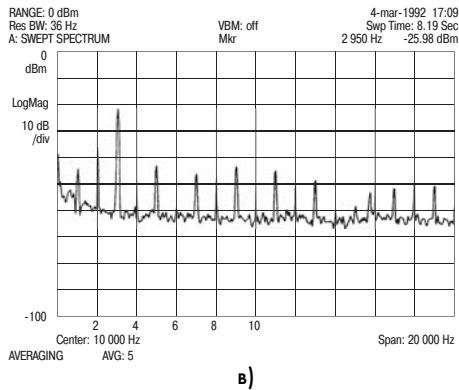
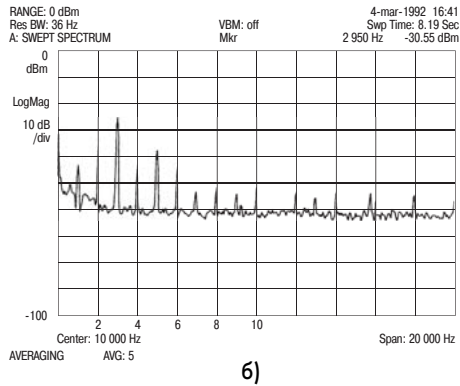
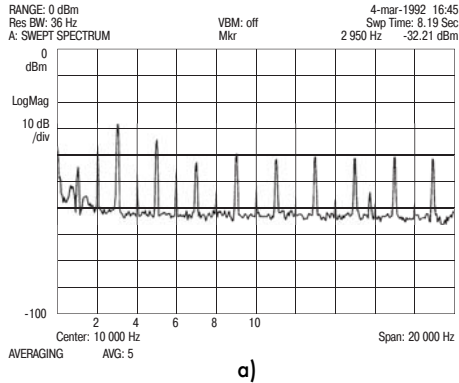
с точки зрения линейности (но крайне неэкономичным) является режим класса А, так как в этом случае отсутствуют переходные искажения типа «ступенька» и эффекты, связанные с инерционностью переключения транзисторов на высоких частотах. Тем не менее, даже в этом режиме нелинейность оконечного каскада довольно заметна, так как он работает в режиме большого сигнала. Таким образом, при использовании в оконечном каскаде режима класса А нам приходится иметь дело только с источником искажений 1 (входной каскад), 2 (каскад усиления напряжения) и 3 (нелинейность оконечного каскада). Что касается источников 4, 5, 6 и 7, то они характерны только для режимов класса В. Но так как в большинстве коммерческих УМЗЧ транзисторы оконечного каскада работают в режиме класса В, то нам придется подробно рассмотреть эти четыре типа искажений.

Режим класса В обычно вызывает некоторое непонимание. Как правило, считается, что в этом случае транзисторы работают без какого-либо начального смещения, поэтому каждое плечо двухтактного оконечного каскада работает только в течение одной полуволны усиливаемого сигнала, в результате в момент переключения транзисторов наблюдается переходное искажение типа «ступенька». На самом деле биполярный транзистор отпирается только при некотором положительном смещении его база-эмиттерного перехода, поэтому при нулевом начальном смещении транзистор будет находиться в открытом состоянии чуть меньшее время, чем длится одна полуволна синусоидального сигнала, поэтому точнее было бы отнести такой режим к классу С, а под классом В понимать режим с малым начальным смещением, при котором переходные искажения минимальны.

Но дальше все еще более запутывается. Ведь имеется еще режим класса АВ, который получается из режима класса В, если чуть увеличить начальное смещение транзисторов. Вопреки распространенному заблуждению, искажения в этом случае не уменьшаются. На самом деле при увеличении начального смещения нелинейные искажения только увеличиваются. Это происходит из-за того, что при малом уровне усиливаемого сигнала оказываются одновременно открытыми оба выходных транзистора, установленных в разных плечах двухтактного оконечного каскада; в результате амплитуда высших гармоник оказывается даже больше, чем в случае, когда начальное смещение отсутствует или отрицательно. Данный факт немногим известен, вероятно, из-за того, что уровень искажений, обусловленных одновременной работой обоих плеч двухтактного каскада, не слишком велик и в большинстве УМЗЧ теряется на фоне других искажений.

Этот эффект проиллюстрирован на рис. 5.1а, б, в, где показаны спектральные характеристики помехи в усиливаемом сигнале, обусловленной нелинейными искажениями, при трех различных значениях начального смещения для УМЗЧ, имеющего на частоте 1 кГц выходную мощность 150 Вт при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом. Как и ранее, мы предполагаем, что минимизированы все источники нелинейных искажений, кроме третьего.

Для третьего случая выбрано такое небольшое положительное смещение, при котором продолжительность одновременной работы обоих плеч двухтактного усилительного каскада составляет примерно половину всего времени работы. Такая величина начального смещения достаточна, чтобы говорить о режиме класса АВ. В результате уровень нечетных высших гармоник в выходном сигнале



**Рис. 5.1.** Сравнение спектральных характеристик выходного сигнала оконечного каскада класса А и АВ (в спектре оставлена только составляющая, обусловленная нелинейными искажениями):

а) отрицательное начальное смещение (класс С)

б) оптимальное начальное смещение (класс В)

в) малое положительное начальное смещение (класс АВ)



оказывается на 10 дБ выше, чем в случае оптимального смещения (режим класса В), а амплитуда третьей гармоники – даже выше, чем для усилителя с отрицательным смещением, работающим в режиме класса С. С другой стороны, уровень нечетных гармоник с номером выше 5 в усилителе класса С оказывается примерно на 8 дБ выше, чем в усилителе класса АВ.

Поскольку высшие гармоники оказывают наиболее неблагоприятное воздействие на качество звука, то становится ясно, что следует избегать использования в УМЗЧ режимов класса АВ, тем более что последний менее экономичный, чем режим класса В.

Еще раз подчеркнем, что данный эффект становится заметным только в том случае, когда все остальные источники нелинейных искажений до предела минимизированы. Среднеквадратичное значение КНИ для случая, изображенного на рис. 5.1а, составляло всего 0,00151%, для рис. 5.1б – 0,00103%, для рис. 5.1в – 0,00153%.

Измерения были повторены для УМЗЧ с выходной мощностью 40 Вт, при этом общая картина не изменилась. Выброс на частотной характеристике чуть ниже 16 кГц – это результат интерференции из-за наводки от дисплея измерительного устройства.

Ниже мы обсудим еще несколько тонкостей, связанных с использованием режима класса В в оконечных каскадах УМЗЧ.

## 5.2. Искажения в выходном сигнале оконечного каскада

Искажения в оконечном каскаде (напомним, что по нашей классификации это третий тип искажений) могут быть разделены на три подкатегории.

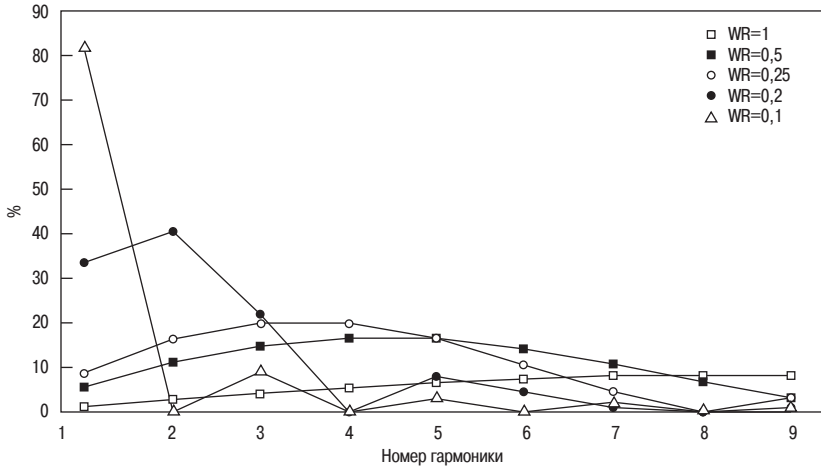
Искажения подтипа 3а обусловлены работой каскада (независимо от того, относится ли он к классу А или В) в режиме большого сигнала. Напомним, что коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора уменьшается при увеличении тока коллектора, поэтому при большой амплитуде выходного сигнала его «верхушки» усиливаются хуже (в полевых транзисторах данный эффект не наблюдается).

Другие два подтипа искажений наблюдаются только в каскадах класса В и АВ. Подтип 3б – это переходные искажения, так называемая «ступенька» (результат несовпадения выходных характеристик транзисторов, работающих в разных плечах двухтактного усилительного каскада), уровень этих искажений не зависит от частоты усиливаемого сигнала.

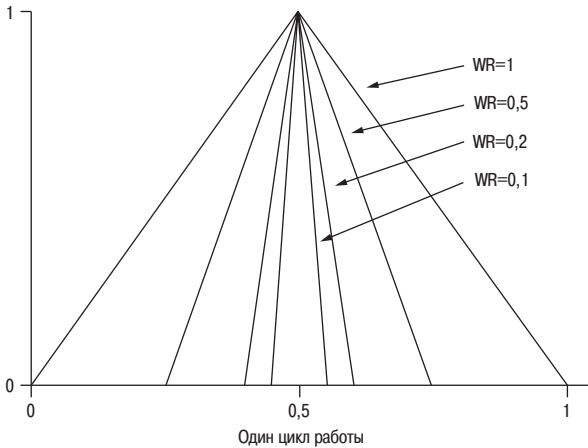
Искажения подтипа 3в – следствие инерционности запирающих транзисторов, заметной при усилении сигнала достаточно высокой частоты. Другими словами, эти искажения усиливаются при увеличении частоты сигнала.

## 5.3. Спектр искажения «ступенька»

Большая часть энергии обычных нелинейных искажений сосредоточено в области низких частот, и отрицательная обратная связь справляется с ними достаточно эффективно. Но искажениям 3б и 3в соответствуют гармоники высокого порядка с достаточно большой амплитудой. Здесь мы рассмотрим данный вопрос



**Рис. 5.2.** Амплитуды гармонических составляющих сигнала ошибки  $E$ : при сужении импульсов (т.е. при уменьшении  $WR$ ) энергия перераспределяется в область высших гармоник



**Рис. 5.3.** Форма сигнала ошибки  $E$  для нескольких значений коэффициента заполнения  $WR$

с помощью Фурье-анализа выходного сигнала, доступного в системе моделирования SPICE.

Будем считать, что на вход каскада подается идеальный синусоидальный сигнал и представим выходной сигнал как сумму идеальной синусоиды и сигнала ошибки  $E$ . Положим параметр  $WR$  (width ratio – коэффициент заполнения) равным отношению длительности периода времени, когда сигнал ошибки  $E$  не равен нулю, и периода синусоиды. Если сигнал ошибки имеет треугольную форму и период, превышающий период синусоиды (т.е.  $WR = 1$ ), то можно говорить об

искажениях большого сигнала. На рис. 5.2 видно, что в этом случае большая часть энергии сигнала ошибки приходится на третью и пятую гармоники (нулевая и четные гармоники равны нулю, т.к. сигнал ошибки симметричен).

При  $WR = 0,5$  сигнал ошибки  $E$  отличен от нуля в течение половины периода – данная ситуация очень похожа на ту, что наблюдается в результате переходных искажений типа «ступенька». На рис. 5.2 видно, что при этом амплитуда четных гармоник уже не равна нулю. Чем уже становятся треугольные импульсы (т.е. чем меньше значение коэффициента заполнения  $WR$ ), тем большая часть энергии сигнала ошибки перераспределяется в область высоких частот, а уровень низкочастотных составляющих снижается.

Амплитуды высокочастотных гармоник при этом примерно одинаковы, спектральный анализ (см. рис. 5.1) подтверждает, что даже на выходе «безупречного усилителя» амплитуда гармоник с 7 по 19 составляет около 1 дБ, причем уровень 19-й гармоники всего на 10 дБ ниже уровня третьей.

Таким образом, переходные искажения типа «ступенька» приводят к генерации высокочастотных составляющих усиливаемого сигнала, при этом порядок гармоник, имеющих заметный уровень, снижается при уменьшении амплитуды сигнала и увеличении коэффициента заполнения сигнала ошибки. Это утверждение прямо противоположно распространенному заблуждению, согласно которому искажения типа «ступенька» менее заметны для сигнала большой амплитуды.

## 5.4. Схемотехника оконечных каскадов УМЗЧ

Одна из целей данной книги заключается в том, чтобы отделить друг от друга каждый источник искажений, что важно для его изучения и минимизации. Обычно при обсуждении оконечных каскадов УМЗЧ считают ООС не замкнутой, а сопротивление источника сигнала – фиксированным. Это приближение является довольно грубым, поскольку коллекторный импеданс предыдущего каскада – усилителя напряжения – зависит от частоты усиливаемого сигнала и действия отрицательной обратной связи. Но если перед оконечным каскадом установлен буферный эмиттерный повторитель, как обсуждалось в разделе 4.20, то ситуация упрощается. Тогда можно с достаточной степенью точности считать, что импеданс источника сигнала постоянен и составляет, скажем, 50 Ом. Буферирование упрощает процесс проектирования УМЗЧ, т.к. снижает влияние двух переменных параметров: коллекторный импеданс усилителя напряжения на низких частотах и частоту, на которой начинает падать коэффициент усиления из-за действия местной ООС, образованной база-коллекторным конденсатором СК. В свою очередь, это существенно упрощает изучение работы оконечного каскада.

С помощью моделирования в системе SPICE автор исследовал линейность различных усилительных каскадов в режиме большого сигнала. Приведенные в этой главе графики получены для различных сопротивлений нагрузки (от 16 до 2 Ом), они отражают зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала. В оконечном каскаде использовались транзисторы MJ802 и MJ4502, поскольку они обладают совпадающими характеристиками и более других среди известных комплементарных пар подходят для работы в двухтактных оконечных

каскадах УМЗЧ. Начальное смещение выбиралось таким, чтобы минимизировать искажение типа «ступенька» при работе на нагрузку 8 Ом.

Можно перечислить по крайней мере 16 известных схем исполнения окончных каскадов (если не рассматривать усилители с коррекцией ошибок [3], схемы вида current-dumping [4] и схему Бломлея [5]):

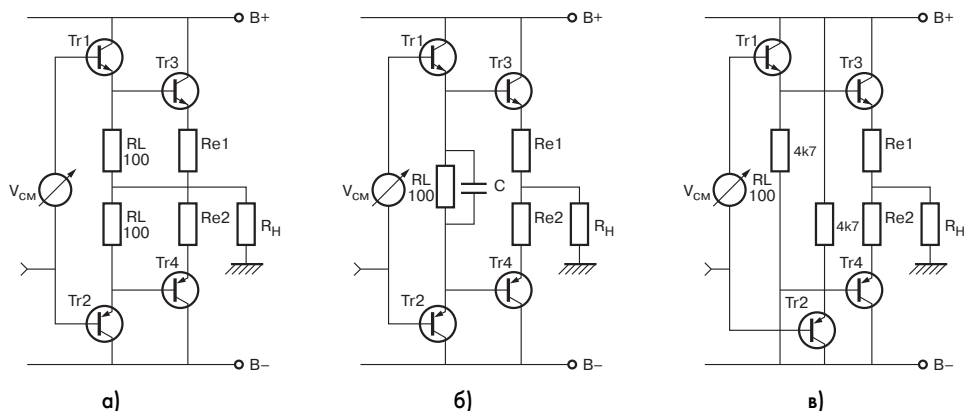
- три типа схем эмиттерного повторителя (рис. 5.4);
- схема на составных комплементарных транзисторах с обратной связью (схема Шиклаи, рис. 5.5);
- два типа квазикомплементарных схем (рис. 5.5);
- по крайней мере семь видов схем на строенных составных транзисторах (рис. 5.6);
- три типа схем на мощных полевых транзисторах (глава 11).

#### 5.4.1. Эмиттерный повторитель в окончном каскаде

На рис. 5.4 показаны три основных типа окончных каскадов УМЗЧ на основе двухкаскадных схем двухтактных эмиттерных повторителей. Перечислим основные особенности данных схем:

1. Входной сигнал походит через два соединенных последовательно база-эмиттерных перехода; местная ООС в обоих каскадах отсутствует (за исключением стопроцентной ООС по напряжению, положенной в основу работы схемы эмиттерного повторителя).
2. Водное напряжение смещения подается в каждом плече двухтактного каскада на два соединенных последовательно база-эмиттерных перехода и эмиттерный резистор  $R_e$ , в разных плечах это переходы разного типа. Схема, предназначенная для формирования напряжения смещения, должна компенсировать температурный дрейф, вызванный обоими, хотя термически она может быть связана только с одним из них. Выходные транзисторы обладают большой тепловой инерционностью, поэтому любая тепловая компенсация может учитывать только усредненное по предыдущим моментам времени значение температуры р-п-перехода. На рис. 5.4а показана наиболее распространенная схема окончного каскада, в которой эмиттерные резисторы предоконечного и окончного каскадов соединены с выходом.

На первый взгляд может показаться, что приведенная на рис. 5.4б модификация предыдущей схемы довольно бессмысленна, но на самом деле она обладает одним преимуществом, т.к. предотвращает полное запираание транзисторов предоконечного каскада, в то же время не мешая им правильно управлять работой транзисторов окончного каскада. Допустим, ток, текущий через эмиттерный резистор  $R_{e1}$ , уменьшился до нуля, в то время как ток через резистор  $R_{e2}$  увеличился, тем самым увеличив падение напряжения на этом резисторе. В результате потенциал на базе транзистора  $TR_4$  уменьшается. Это отклонение через резистор  $R_d$  подается на базу транзистора  $TR_3$  и вызывает на ней отрицательную



**Рис. 5.4.** Три типа схем оконечных каскадов УМЗЧ на основе двух-  
тактного эмиттерного повторителя

добавку к его начальному смещению, составляющую около  $-0,5$  В, что с учетом 4-омной нагрузки дает изменение напряжения  $-1,6$  В. Ускоряющий конденсатор  $C_s$  увеличивает скорость перезаряда база-эмиттерной емкости транзистора (в противном случае скорость рассасывания заряда была бы ограничена сопротивлением  $R_d$ ). Хотя напряжение на резисторе  $Re_2$  в схеме на рис. 5.4а примерно то же, что и на рис. 5.4б (соединение общей точки резисторов  $R_1$  и  $R_2$  с выходом предотвращает описанное выше воздействие транзистора  $TR_4$  на базу транзистора  $TR_3$ ), но база-эмиттерный переход транзистора  $TR_1$  в первой схеме при отрицательном напряжении выходного сигнала будет смещен в обратном направлении. Следовательно, на р-п-переходе будет накоплен заряд, который потребует времени на свое рассасывание при переключении транзистора. А в схеме на рис. 5.4б база-эмиттерный переход транзисторов предоконечного каскада никогда не будет иметь отрицательного смещения. Тем не менее, перезаряд емкостей р-п-переходов транзисторов предоконечного каскада – не такая уж и большая проблема, поэтому описанная модификация приносит не слишком много пользы. Позже мы обсудим уровень искажений, обусловленных переключением транзисторов в данных схемах.

На рис. 5.4в приведена еще одна схема оконечного каскада. Здесь эмиттерные резисторы  $Re$  транзисторов предоконечного каскада соединены с противоположными шинами питания, а не с базами транзисторов оконечного каскада. В результате транзисторы предоконечного каскада работают в режиме класса А. Надо заметить, распространенным заблуждением является мнение, что режим класса А якобы позволяет улучшить работу транзисторов предоконечного каскада на низких частотах [6]. Автор не смог обнаружить каких-либо доказательств правильности данного утверждения. Что касается защиты база-эмиттерных транзисторов от обратного смещения, то она в этой схеме работает так же, как и в предыдущей (возможно, на высоких частотах даже лучше благодаря тому, что в третьей схеме резисторы с большим сопротивлением подключены к источнику питания с большим напряжением при том же управляющем токе, но это еще стоит проверить экспериментально).

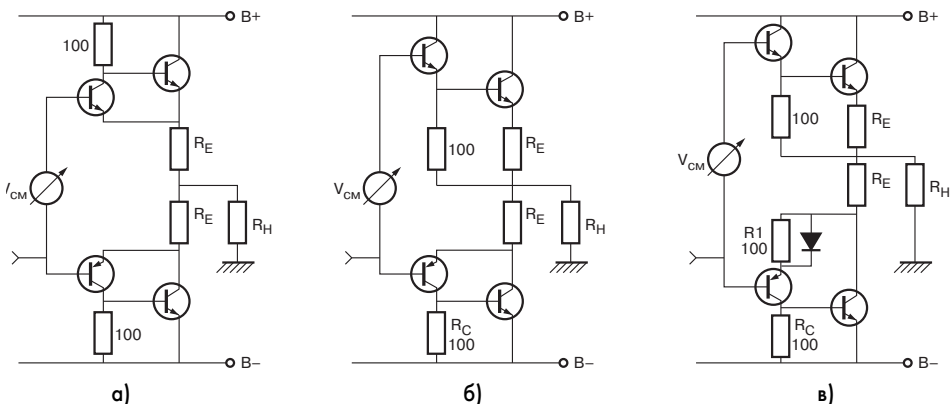
Линейность в режиме большого сигнала для оконечных каскадов всех трех типов приблизительно одинакова – все три имеют практически одну и ту же проходную характеристику, обусловленную последовательным включением между входом и выходом двух прямосмещенных база-эмиттерных р-п переходов.

Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала показана на рис. 5.7. В случае использования биполярных транзисторов падение коэффициента усиления при увеличении сопротивления нагрузки обусловлено действием эмиттерных резисторов  $R_E$ . Заметим, что в переходной области (там, где происходит переключение плеч двухтактного каскада) зависимость имеет вид более-менее плавного колебания, а не зубчатую форму. Другой важной особенностью является резкое падение коэффициента усиления при высокой амплитуде сигнала и малом сопротивлении нагрузки, причиной которого является большой коллекторный ток.

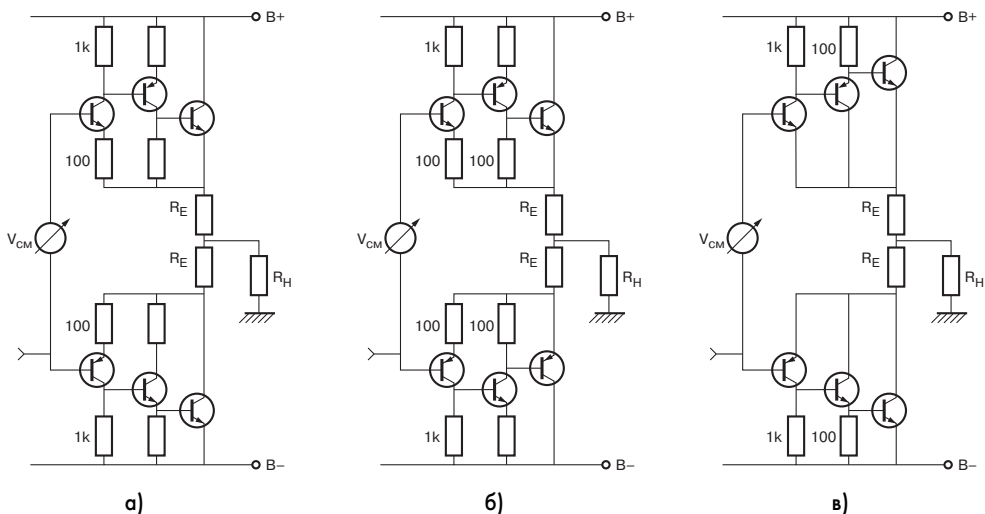
На рис. 5.8 в увеличенном виде показана переходная область зависимости коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала, но при различном значении напряжения смещения и только при одном сопротивлении нагрузки 8 Ом. Заметим, что никакое начальное смещение не позволяет получить постоянное усиление или даже просто монотонную зависимость. При оптимальном смещении на характеристике наблюдается двойная впадина и центральный пик. Форма кривой при напряжениях, больших чем  $\pm 5$  В, практически не зависит от сопротивления нагрузки.

#### 5.4.2. Составные комплементарные пары с обратной связью в оконечном каскаде

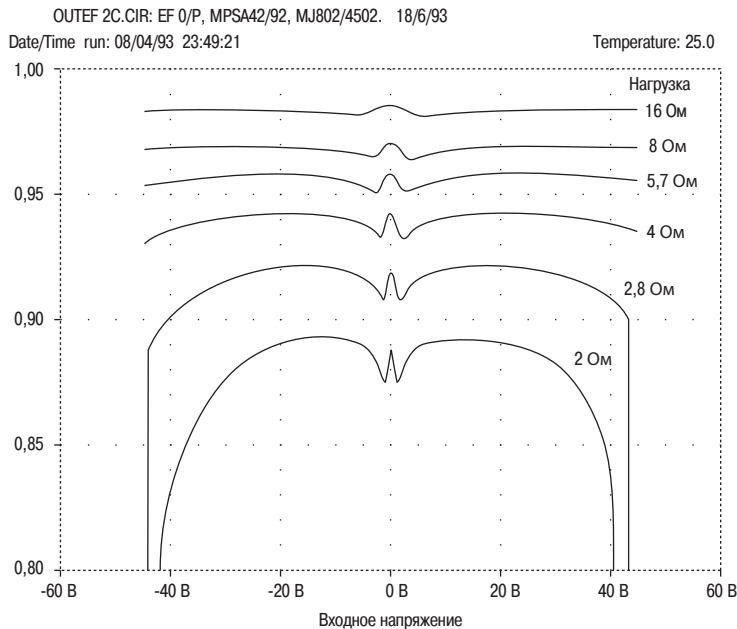
Другой тип схем, часто используемый в оконечных каскадах УМЗЧ, показан на рис. 5.5а. Иногда такое включение комплементарных транзисторов с обратной связью (Complementary Feedback Pair – CFP) называется схемой Шиклаи (Sziklai). По-видимому, распространена только одна схема данного типа, хотя возможны незначительные ее модификации. Здесь входной сигнал подается на базы транзисторов предоконечного каскада относительно эмиттеров, которые соединены с выходом оконечного каскада. Такая местная ООС, объединяющая оба выходных транзистора, обеспечивает лучшую линейность, чем обычный эмиттерный повторитель со стопроцентной ООС, действующей в обоих транзисторах по отдельности.



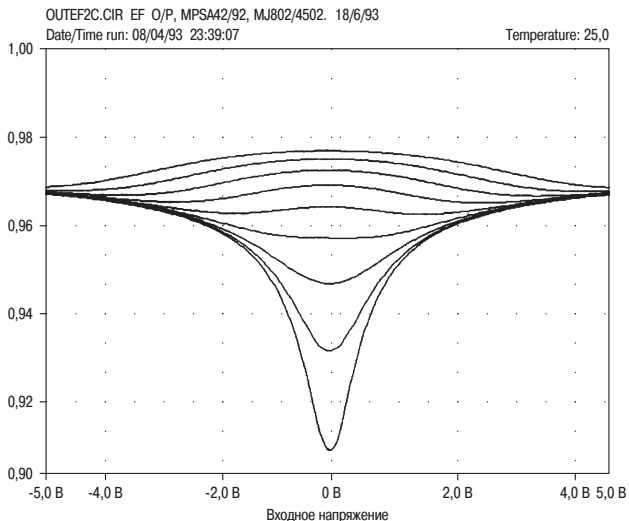
**Рис. 5.5.** Комплементарные и квазикомплементарные оконечные каскады



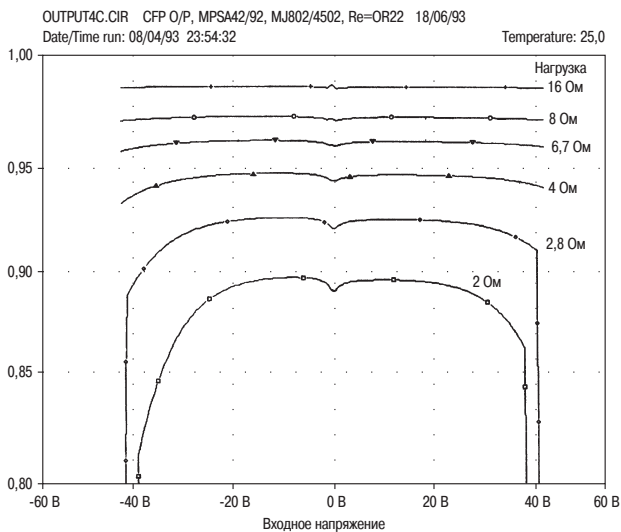
**Рис. 5.6.** Строенные составные транзисторы в оконечных каскадах УМЗЧ



**Рис. 5.7.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала при различном сопротивлении нагрузки для оконечных каскадов на основе эмиттерного повторителя

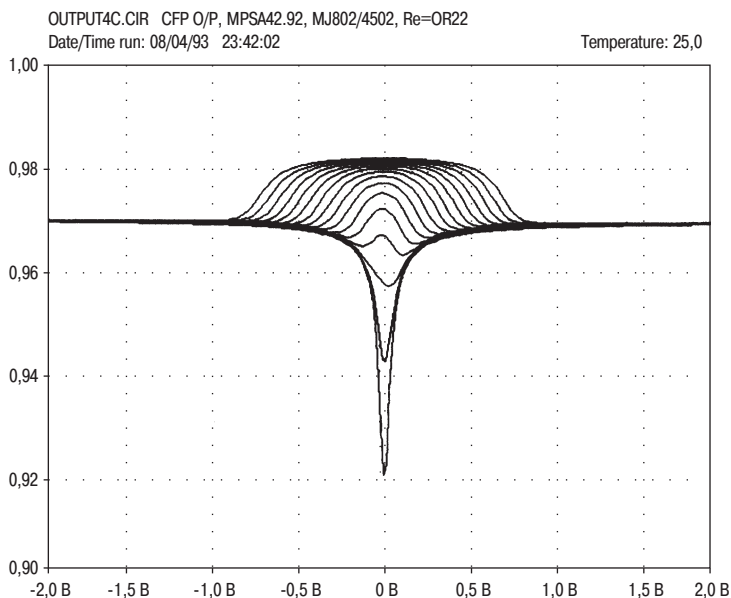


**Рис. 5.8.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала при сопротивлении нагрузки 8 Ом и различном начальном смещении для каскадов на основе эмиттерного повторителя



**Рис. 5.9.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала при различном сопротивлении нагрузки для оконечных каскадов на основе комплементарных пар с обратной связью





**Рис. 5.10.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала при различном начальном смещении для оконечных каскадов на основе комплементарных пар с обратной связью

**Таблица 5.1.** Коэффициент усиления по напряжению и среднеквадратичное значение КНИ для оконечных каскадов различных типов

	Эмиттерный повторитель	Пара с комплементарной ОС, CFP	Простая квази-комплементарная схема	Квази-комплементарная схема Бакстрейна	Тройная схема, Тип 1	Простой выходной каскад на МОП полевых транзисторах
8 Ом	0,031%	0,014%	0,069%	0,050%	0,13%	0,47%

Кроме того, схема на составных комплементарных транзисторах обладает лучшей тепловой стабильностью, чем эмиттерный повторитель, т.к. база-эмиттерный переход транзисторов оконечного каскада включен внутри цепи местной ООС и только база-эмиттерный переход предоконечного транзистора оказывает влияние на тепловую нестабильность. Справедливости ради следует заметить, что здесь мы несколько упрощаем реальную ситуацию; более подробно данный вопрос будет обсуждаться в главе 12.

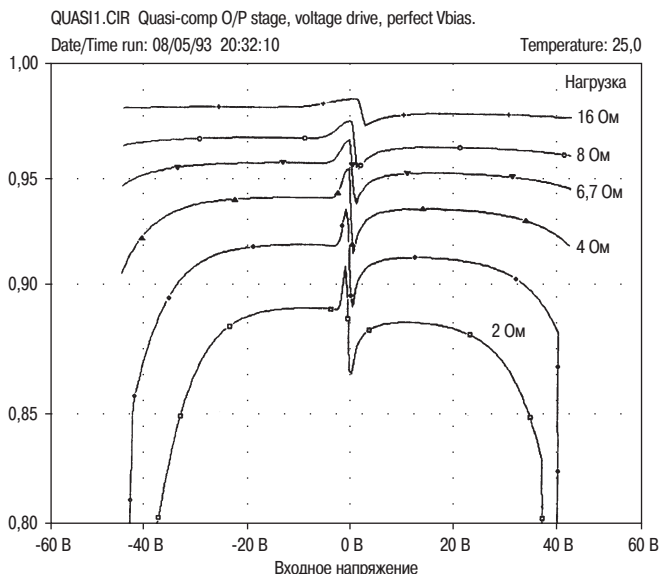
В схеме на комплементарных парах предоконечные транзисторы никогда не запираются, поэтому не требуется принимать каких-либо мер, чтобы обеспечить режим класса А. Как и в первой схеме на основе эмиттерного повторителя (см. рис.

5.4а), на базе предоконечных (но не окончных) транзисторов может оказаться отрицательное напряжение.

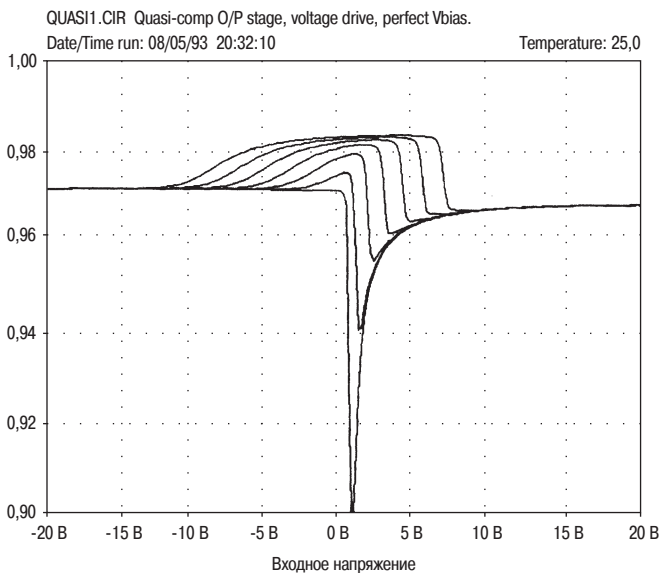
Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного напряжения для окончных каскадов на основе схемы Шиклаи показана на рис. 5.9. В табл. 5.1 приведены коэффициенты усиления по напряжению и значения коэффициента нелинейных искажений для различных схем окончных каскадов. Как можно видеть, схема Шиклаи по сравнению со схемой на основе эмиттерного повторителя позволяет почти вдвое снизить уровень нелинейных искажений. Если еще учесть, что окончные каскады на основе схемы Шиклаи обладают большей стабильностью в режиме покоя, то покажется странным, почему они не являются наиболее популярными. На рис. 5.10 можно видеть, что ширина переходной области меньше (около  $\pm 0,3$  В), чем для схем на основе эмиттерного повторителя. В нашем случае оптимальное напряжение смещения составляет 1,296 В. При меньшем начальном смещении пики на характеристике получаются более узкими, чем для схем на основе эмиттерного повторителя.

### 5.4.3. Квазикомплементарные окончные каскады

На заре развития полупроводниковых УМЗЧ использовались фактически только квазикомплементарные окончные каскады [7], пока не появились p-n-p-транзисторы, сравнимые по своим характеристикам с транзисторами типа n-p-n. На рис. 5.5б показана типовая схема квазикомплементарного окончного каскада УМЗЧ. Общеизвестно, что ее выходная характеристика обладает плохой симметрией относительно переходной области, соответствующей моменту переключения плеч двухтактного каскада (рис. 5.11).



**Рис. 5.11.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала при оптимальном смещении и различном сопротивлении нагрузки для квазикомплементарного окончного каскада



**Рис. 5.12.** Зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала вблизи переходной области при различном напряжении смещения для квазикомплементарного оконечного каскада

На рис. 5.12, где в крупном масштабе показана переходная область данной характеристики, хорошо видно, что она вобрала в себя все худшие особенности рассмотренных ранее эмиттерного повторителя и схемы Шиклаи: острый всплеск зависимости коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала не устраняется при любом выборе напряжения смещения.

Существенно улучшить симметрию плеч двухтактного каскада удастся с помощью модификации данной схемы, показанной на рис. 5.5в (здесь изображена так называемая схема Баксандалла, в ней по сравнению с предыдущей добавлены резистор и диод) [8]. В результате получается характеристика, сходная с той, что изображена на рис. 5.7, 5.8 для двухтактного эмиттерного повторителя на истинно комплементарных транзисторах, хотя величина КНИ в этом случае оказывается несколько выше, чем у последнего. Когда оконечный каскад Баксандалла используется в составе УМЗЧ, в котором минимизированы источники искажений 1, 2, 4 и 7, то при замкнутом контуре ООС удастся достичь неплохих характеристик: например, КНИ может составлять 0,015% на частоте 1 кГц и 0,015% на частоте 10 кГц при выходной мощности 100 Вт и при умеренной глубине ООС (около 34 дБ на частоте 20 кГц).

Основная причина, по которой в нынешнее время еще можно использовать схему Баксандалла на квазикомплементарных транзисторах, заключается в том, что она дешевле, чем истинно комплементарная (мощные р-п-р-транзисторы все еще дороже, чем их п-р-п-аналоги). Если учесть, что стоимость диода Баксандалла ничтожна по сравнению со стоимостью всего УМЗЧ, а улучшение характери-

стики, достигаемое с его помощью, очевидно, то остается удивляться, почему еще иногда используют обычную квазикомплементарную схему. Эксперименты автора показывают, что выбор номинала резистора  $R_1$  в схеме на рис. 5.5в не критичен (вполне разумным будет взять  $R_1$ , равное  $R_c$ ).

#### 5.4.4. Строенные транзисторы в оконечных каскадах

Если в каждом плече двухтактного оконечного каскада использовать не два, а три биполярных транзистора, то количество возможных модификаций возрастает сверх того, что может быть здесь бегло рассмотрено. Можно назвать два существенных преимущества, достигаемых при правильном применении строенных транзисторов:

- лучшая линейность;
- более стабильное положение рабочей точки покоя благодаря пониженной тепловой мощности, рассеиваемой в предоконечном каскаде.

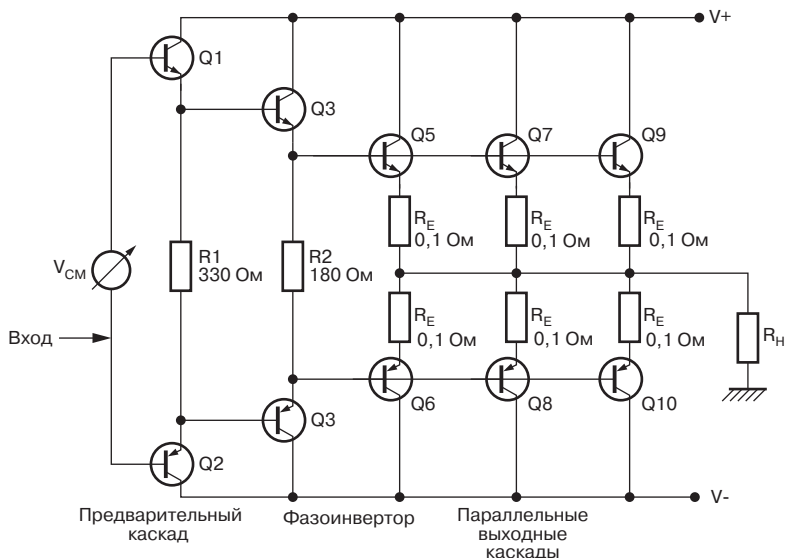
Тем не менее, строенные транзисторы не могут уменьшить искажения типа «ступенька» и снизить инерционность переключения транзисторов на высоких частотах.

На рис. 5.6 приведены три наиболее часто используемые схемы на комплементарных тройках. Первые две используются в коммерческих разработках, третья предложена автором данной книги.

Следует заметить, что проектирование оконечных каскадов на строенных транзисторах требует крайней внимательности, т.к. возможна нестабильная работа каждого их плеч на высоких частотах.

#### 5.4.5. Схема УМЗЧ с тремя параллельно соединенными оконечными каскадами на основе эмиттерного повторителя

Иногда необходимо использовать три оконечных каскада вместо двух просто потому, что требуется очень большой выходной ток. Если сопротивление нагрузки составляет всего 2 или 1 Ом, то обычно применяется параллельное соединение оконечных каскадов. Но обычный предоконечный каскад просто не в состоянии обеспечить достаточный базовый ток для управления большим количеством оконечных транзисторов, особенно если учесть, что их коэффициент усиления тока базы  $\beta$  достаточно мал. Даже если используется предоконечный каскад с достаточной выходной мощностью, мы опять сталкиваемся с проблемой низкого значения  $\beta$  использованных в нем транзисторов: теперь уже каскад усилителя напряжения не может обеспечить необходимый выходной ток. Поэтому у разработчика имеются две возможности: либо заставить каскад усилителя напряжения работать при выходном токе в сотни миллиампер, либо использовать для усиления тока дополнительный каскад между усилителем напряжения и предоконечным каскадом. Второй путь обычно проще, поэтому применяется чаще всего (рис 5.13).



**Рис. 5.13.** Схема УМЗЧ с тремя параллельно соединенными оконечными каскадами на основе эмиттерного повторителя и дополнительным каскадом усиления тока. В обоих предоконечных каскадах используются резисторы в эмиттерной цепи

В данной схеме в дополнительном предоконечном каскаде транзисторы должны рассеивать не слишком большую мощность, можно использовать транзисторы средней мощности, например, с корпусом типа ТО220, причем для них вряд ли потребуются теплоотвод. Тем не менее, могут иметься другие причины, по которым разработчик захочет использовать теплоотводы (или, по крайней мере, оставит при проектировании платы достаточное место для их возможного размещения).

В схеме на рис. 5.13 падение напряжения на резисторе R2 составляет около 1,2 В, так что коллекторный ток транзисторов Q3 и Q4 составляет приблизительно 7 мА. Но напряжение на резисторе R1 больше, чем на R2, на  $2U_{БЭ}$  и составляет, таким образом, 2,4 В, поэтому коллекторный ток транзисторов Q1 и Q2 будет 7,3 мА. (Разумеется, токи, текущие через транзисторы, определяются номиналами резисторов R1 и R2, но их затруднительно выбрать больше, чем здесь указано, поскольку это отрицательно скажется на скорости запираания транзисторов на высоких частотах.) Так как в дополнительном каскаде усиления используются не слишком мощные транзисторы, то они все-таки будут заметно нагреваться, в результате ток смещения, подаваемый на транзисторы последующего каскада, будет несколько изменяться. Использование теплоотводов не устраняет данный эффект полностью, но позволяет его значительно уменьшить.

В описываемой схеме предоконечный каскад должен вырабатывать напряжение, достаточное для отпираания шести база-эмиттерных р-п-переходов, к тому же следует учитывать небольшое падение напряжения на эмиттерных резисторах. Таким образом, необходимо напряжение около 3,9 В. Кроме того, требуется значительная температурная компенсация, так как при изменении температуры

будет изменяться напряжение  $U_{БЭ}$  на база-эмиттерном р-п-переходе каждого из выходных транзисторов.

## 5.5. Нелинейные искажения в оконечном каскаде

Напомним, что мы разделили искажения третьего типа на три подтипа: искажения большого сигнала, переходные искажения «ступенька» и искажения, вызванные инерционностью запирающих транзисторов. Уровень искажений большого сигнала определяется как топологией схемы, так и характеристиками использованных в нем транзисторов. Величина переходных искажений зависит главным образом от стабильности напряжения смещения, а инерционность запирающих – от скорости рассасывания носителей заряда в базе биполярных транзисторов, использованных в оконечном каскаде. Рассмотрим, как можно снизить уровень этих искажений.

В главе 4 было показано, что влияние нелинейности малосигнальных каскадов при надлежащем проектировании (при использовании не слишком сложных типовых схем) можно уменьшить до таких величин, что общий КНИ усилителя будет определяться главным образом нелинейностью оконечных каскадов. Первый источник искажений не может быть полностью устранен, но частотный диапазон его влияния легко сдвигается выше границы 20 кГц. Второй источник искажений эффективно устраняется при использовании каскодной схемы. В главе 6 мы обсудим методы, которые позволят нам эффективно снизить уровень искажений типа с 4-го по 8-й. Таким образом, остаются только искажения третьего типа, которые не могут быть устранены в принципе, пока мы используем в оконечных каскадах режим класса В.

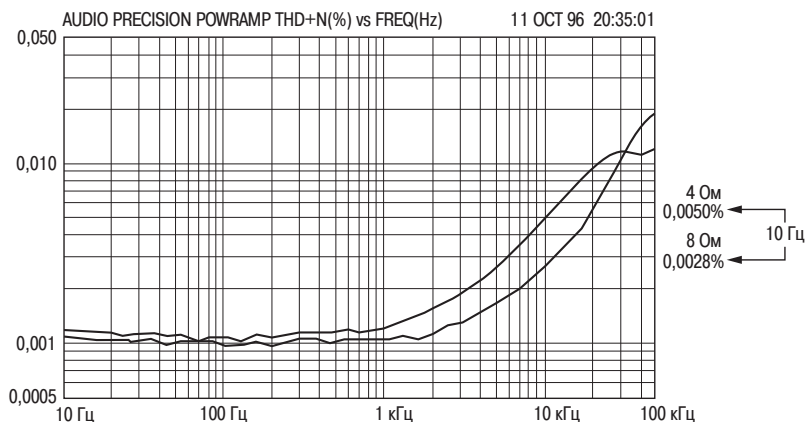
### 5.5.1. Искажения большого сигнала (искажение 3а)

Чем больше ток нагрузки, тем выше уровень искажений – данное правило, по-видимому, не имеет исключений. Посмотрим, что мы можем с этим поделать.

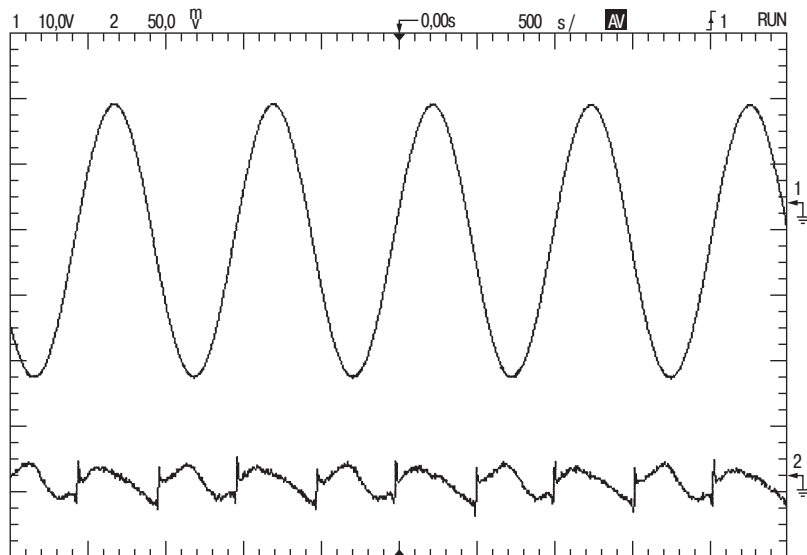
Уровень нелинейных искажений «безупречного усилителя» с оконечным каскадом класса В при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом не сильно зависит от таких плохо определенных параметров выходных транзисторов, как коэффициент передачи тока базы. Главным образом КНИ определяется переходными искажениями, а те, в свою очередь, зависят от напряжений, при которых работают выходные транзисторы.

Уровень искажений ненагруженного усилителя очень низок. Но при уменьшении сопротивления нагрузки от бесконечности до 4 Ом искажения резко возрастают (см. рис. 7.25). При сопротивлениях нагрузки менее 8 Ом становятся заметны искажения других типов и их вклад в общее значение КНИ уже превышает вклад переходных искажений. Главным образом в этом «виновата» третья гармоника усиленного сигнала. На рис. 5.14 видно, что величина КНИ на частоте 10 кГц при сопротивлении нагрузки 4 Ом почти в два раза выше, чем при сопротивлении 8 Ом.

Заметим, что когда мы говорим об искажениях большого сигнала, то имеем в виду большое значение тока, а не напряжения. В отличие от переходных искажений, искажения большого сигнала существенно зависят от характеристик транзисторов.

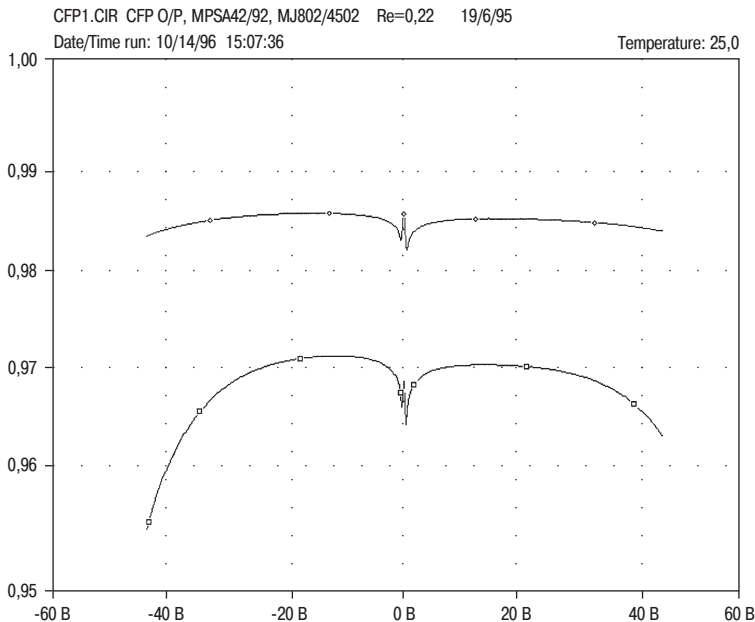


**Рис. 5.14.** Зависимость КНИ от частоты усиливаемого сигнала при сопротивлении нагрузки 4 и 8 Ом для «безупречного усилителя» 25 Вт/8 Ом. При уменьшении сопротивления нагрузки величина КНИ растет из-за искажений большого сигнала



**Рис. 5.15.** Искажения большого сигнала для УМЗЧ 50 Вт/4 Ом

Наибольший уровень имеет третья гармоника, так как зависимость коэффициента усиления от амплитуды сигнала симметрична, но имеется также и вторая гармоника из-за того, что кривая, характеризующая падение коэффициента передачи тока базы, зависит от параметров транзисторов и не совпадает с достаточной точностью в обоих плечах двухтактного оконечного каскада.



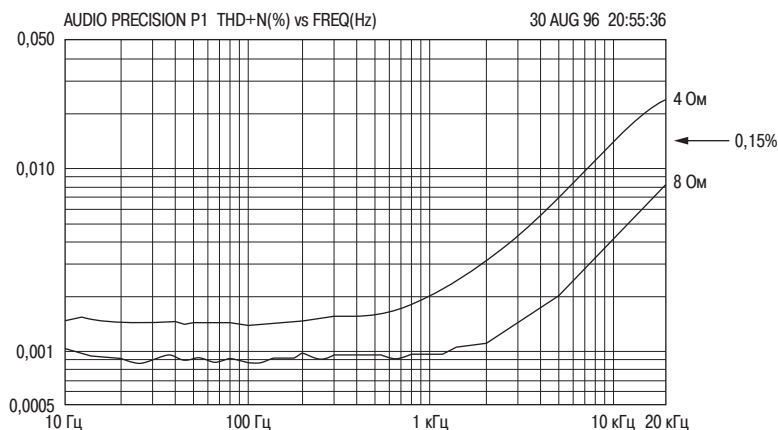
**Рис. 5.16.** Полученная путем моделирования в системе PSpice зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала для схемы оконечного каскада на комплементарных парах с обратной связью при сопротивлении нагрузки 8 и 4 Ом ( $Re = 0,22$  Ом)

На рис. 5.15 показан усиливаемый сигнал и добавка, обусловленная искажениями большого сигнала при выходной мощности 50 Вт и сопротивлении нагрузки 4 Ом. Для снижения влияния шумов сигналы были усреднены по серии экспериментов (измерения были повторены 64 раза).

Искажения большого сигнала характерны как для схем на основе эмиттерных повторителей, так и для комплементарных пар с обратной связью. Здесь мы сосредоточимся в основном на последних. На рис. 5.16 показана зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала для типовой схемы на комплементарных парах с обратной связью (см. рис. 5.5а). Как видно, при низком сопротивлении нагрузки падение усиления при росте уровня сигнала более заметно. Кривая несимметрична (при отрицательном напряжении наклон больше), поэтому генерируются как четные, так и нечетные гармоники усиливаемого сигнала. Моделирование схемы на основе эмиттерного повторителя дает примерно такой же результат.

Получается, что при проектировании УМЗЧ на биполярных транзисторах для минимизации искажений большого сигнала лучше всего выбрать сопротивление нагрузки 8 или даже 16 Ом. То, что распространение получили громкоговорители сопротивлением 8 Ом, является чистой случайностью (они достались нам в наследство с тех времен, когда усилители были ламповыми), но, как видим, именно при таком сопротивлении уровень искажений большого сигнала оказывается не слишком заметным.





**Рис. 5.17.** Зависимость КНИ от частоты усиляемого сигнала при сопротивлении нагрузки 4 и 8 Ом в случае использования в оконечном каскаде транзисторов 2N3055 и 2N2955 (ср. с рис. 5.14)

В большинстве УМЗЧ искажения большого сигнала по сравнению с другими типами искажений вносят наибольший вклад в общий уровень КНИ, поэтому их следует минимизировать в первую очередь. Типичная зависимость КНИ от частоты при использовании современных транзисторов MJ15024 и 25 фирмы Моторола показаны на рис. 5.14. На рис. 5.17 приведена та же зависимость, но здесь использовались более ранние транзисторы 2N3055 и 2N2955. При сопротивлении нагрузки 8 Ом общий уровень искажений в обоих случаях примерно одинаков, но для 4 Ом новые транзисторы дают улучшение в 3 раза. Это и правда большой прогресс.

После серии подобных экспериментов, проведенных с различными элементами, автор может утверждать, что «безупречный усилитель» независимо от типа используемых транзисторов должен обеспечивать значение КНИ по крайней мере 0,001% на частоте 1 кГц и 0,006% на частоте 10 кГц (при работе на нагрузку 8 Ом). Транзисторы, необходимые для того, чтобы достичь таких параметров, существовали уже в середине 1969 года, загвоздка была лишь в недостатке наших знаний о механизмах формирования нелинейных искажений в УМЗЧ.

Кроме повышения уровня нелинейных искажений, применение нагрузки с низким сопротивлением влечет за собой еще и другие проблемы, так как требует установки более массивных теплоотводов и использования более мощных источников питания.

Целью данного раздела является рассмотрение дополнительных искажений, которые начинают проявляться в оконечных каскадах при уменьшении сопротивления нагрузки, но существуют и другие причины, из-за которых могут возрасти токи, текущие через элементы УМЗЧ. Нагрузка не влияет на уровень искажений 1, 2 и 8 типов. Искажения 4-го типа, как может показаться, возрастут при увеличении тока нагрузки, так как в этом случае увеличивается также и нагрузка каскада усилителя напряжения. Но рассмотренные выше методы линеаризации каска-

да усилителя напряжения (использование супербета-транзисторов в эмиттерном повторителе и каскодная схема с буферным каскадом) позволяют эффективно устранить влияние нагрузки, имеющей сопротивление ниже 8 Ом, на предыдущие каскады.

Уровень искажений 5-го типа может возрасти с уменьшением сопротивления нагрузки из-за того, что при большем токе увеличивается нестабильность напряжения питания. Но данный эффект можно нейтрализовать увеличением емкости фильтрующих конденсаторов. Даже если пульсации напряжения питания возрастут, можно использовать RC-фильтры.

Уровень искажений 6-го типа возрастет из-за того, что увеличится ток оконечного каскада. Искажения 7-го типа, если они вообще имеют место, при увеличении тока нагрузки также усилятся.

Из всех рассмотренных источников искажений, четвертый определяется выбором схемы (и легко может быть минимизирован ниже измеряемого порога), а источники 5, 6 и 7 определяются топологией схемы, то есть способом связи различных элементов схемы между собой (и также могут быть эффективно минимизированы). Таким образом, остается только искажение большого сигнала (в нашей классификации это тип 3а).

### 5.5.2. Инвариантность к сопротивлению нагрузки

В идеальном УМЗЧ все источники искажений должны быть полностью минимизированы и он не должен при работе на нагрузку 4 Ом иметь уровень КНИ больший, чем при 8 Ом. Другими словами, можно сказать, что такой УМЗЧ является инвариантным к сопротивлению нагрузки при ее понижении вплоть до 4 Ом. Нижний порог необходимо указывать, так как при уменьшении сопротивления нагрузки инвариантность, очевидно, рано или поздно нарушается.

### 5.5.3. Механизм формирования искажений большого сигнала

При снижении сопротивления нагрузки УМЗЧ напряжения на его выходных элементах существенно не изменяются. Поэтому для анализа уровня искажений большого сигнала необходимо рассматривать токи, текущие через транзисторы предоконечного и оконечного каскадов.

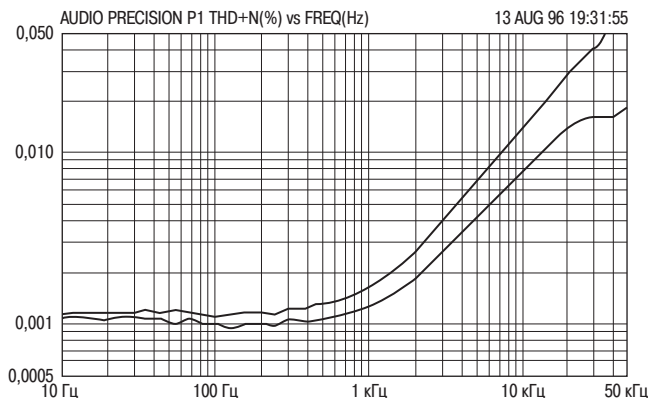
Само по себе двукратное увеличение выходного тока при снижении сопротивления нагрузки с 8 до 4 Ом не вызывает существенного роста уровня нелинейных искажений. Величина КНИ возрастает из-за того, что выходной ток предоконечного каскада возрастает более чем в два раза, что объясняется снижением коэффициента передачи тока базы при возрастании коллекторного тока. Именно эта добавка и ответственна за увеличение уровня искажений. Разумеется, необходим более тщательный анализ, но, по-видимому, величина указанной добавки существенно нелинейно зависит от амплитуды выходного сигнала и суммируется с нелинейностью предоконечного каскада. Эффект снижения  $\beta$  определяется физикой работы биполярного транзистора, поэтому разработчик УМЗЧ никак не может его устранить, но он может быть снижен путем подбора типа используемых транзисторов.

Имеются следующие доказательства приведенного здесь утверждения относительно того, что именно падение коэффициента  $\beta$  вызывает рост нелинейных искажений при снижении сопротивления нагрузки:

- при моделировании в системе PSpice увеличение параметра IKF, входящего в модель биполярного транзистора и позволяющего уменьшить влияние коллекторной цепи на величину коэффициента передачи тока базы, показало, что в этом случае эффект увеличения КНИ отсутствует;
- при замене транзисторов модели предоконечного каскада источником напряжения с нулевым внутренним сопротивлением эффект увеличения КНИ при снижении сопротивления нагрузки также устраняется;
- искажение усиливаемого сигнала, обусловленное действием окончных каскадов, можно рассматривать как разность выходного и входного сигналов. Она складывается из трех составляющих: падения напряжения на база-эмиттерном переходе транзистора предоконечного каскада, аналогичного параметра окончного каскада и, наконец, падения напряжения на эмиттерном резисторе  $R_e$ . Последнее, очевидно, линейно, а моделирование нелинейности транзисторов окончного каскада показывает, что она не зависит от сопротивления нагрузки.

#### 5.5.4. Параллельное соединение выходных транзисторов

Искажение большого сигнала может быть эффективно снижено путем дублирования выходных транзисторов. Кроме того, этот способ приходится использовать, если необходимо получить большую выходную мощность. Снижение коэффици-

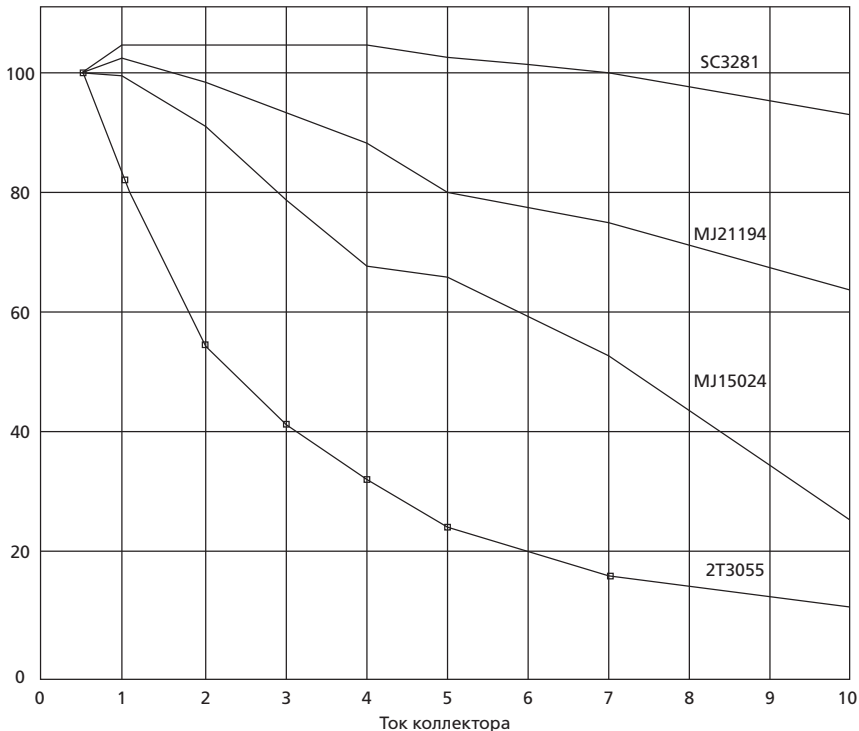


**Рис. 5.18.** Зависимость КНИ от частоты усиливаемого сигнала для усилителя 30 Вт/8 Ом при работе на нагрузку 4 Ом в случае одиночных и сдвоенных выходных транзисторов MJ15024/15025 фирмы Моторола

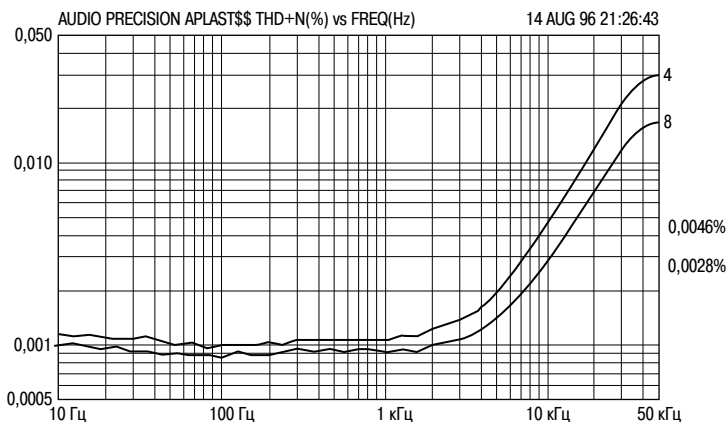
ента  $\beta$  зависит от тока коллектора, но если два выходных транзистора соединены параллельно, то увеличение коллекторного тока каждого из них в два раза меньше, в результате уменьшение коэффициента передачи тока базы не так заметно и уровень искажений ниже.

На рис. 5.18 показано, что при параллельном соединении транзисторов MJ15024/15025 фирмы Моторола величина нелинейных искажений действительно снижается практически вдвое. При использовании более старых транзисторов 2N3055/2955 эффект от параллельного соединения выходных транзисторов примерно тот же (но начальный уровень КНИ при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом примерно втрое выше, чем в первом случае). Заметим, что транзистор 2N3055Н показал значительно худшую линейность, чем элемент без суффикса Н.

Поскольку при параллельном соединении выходных транзисторов не требуется добавлять в схему какие-либо дополнительные элементы, кроме самих транзисторов, то напряжения на элементах при этом остаются теми же, поэтому уровень искажений большого сигнала измениться также не должен. Удвоение выходных транзисторов позволяет повысить запас по мощности выходного сигнала, а также облегчить работу источников питания и теплоотводов.



**Рис. 5.19.** Зависимость коэффициента передачи тока базы от тока коллектора для различных транзисторов (величина  $\beta$  нормализована к значению 100 при токе 0,5 А)



**Рис. 5.20.** Величина коэффициента нелинейных искажений от частоты усищаемого сигнала при сопротивлении нагрузки 4 и 8 Ом (для УМЗЧ 40 Вт/8 Ом и 80 Вт/4 Ом с выходными транзисторами 2SC3281/2SA1302)

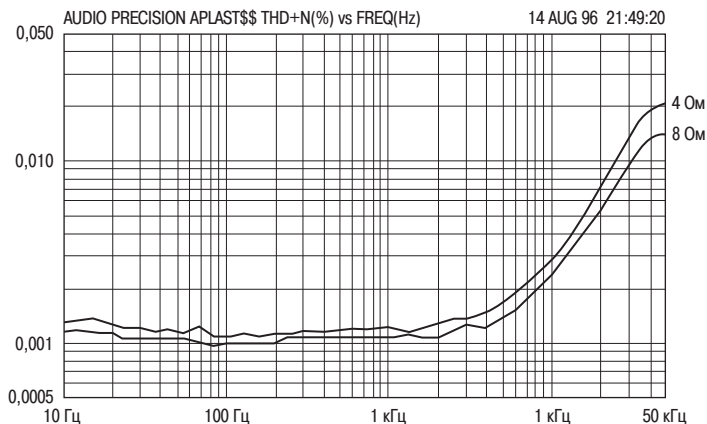
### 5.5.5. Использование выходных транзисторов с улучшенными характеристиками

Пара комплементарных транзисторов 2SC3281/2SA1302 в пластмассовом корпусе ТОЗР получили в мире Hi-Fi репутацию элементов с улучшенной линейностью по сравнению с обычными транзисторами. Сомнительные заявления подобного типа всегда вызывают подозрения, но транзисторы 2SC3281/2SA1302 фирмы Toshiba и их аналоги MJL3281/MJL1302A фирмы Motorola (которые также имеют корпус ТОЗР) действительно характеризуются меньшим падением коэффициента  $\beta$ , чем «среднестатистический» мощный биполярный транзистор (рис. 5.19) и, следовательно, позволяют снизить уровень искажений большого сигнала.

Зависимость КНИ от частоты усищаемого сигнала при работе на нагрузку сопротивлением 4 и 8 Ом при использовании транзисторов 3281/1302 приведена на рис. 5.20. Как видим, уровень нелинейных искажений в диапазоне 2–8 кГц снижен почти в 1,4 раза по сравнению с тем, что можно получить, применяя обычные транзисторы (см. рис. 5.14). Измерения были повторены несколько раз с различными парами транзисторов 3281/1302, и каждый раз фиксировался аналогичный результат.

Можно пойти дальше и совместить улучшение параметров транзисторов с описанным только что методом их параллельного включения. Результат показан на рис. 5.21. Сравнивая данный график с тем, что изображен на рис. 5.20, можно увидеть, что при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом спаривание транзисторов позволяет снизить величину КНИ примерно вдвое (величина КНИ для УМЗЧ 80 Вт/4 Ом на частоте 15 кГц уменьшилась с 0,009% до 0,0045%). Заметим, что для нагрузки сопротивлением 4 Ом уровень искажений примерно в 1,2 раза выше, чем при 8 Ом.

Имеются и другие транзисторы, у которых коэффициент передачи тока базы с увеличением коллекторного тока падает не слишком сильно. Можно упомянуть



**Рис. 5.21.** Величина коэффициента нелинейных искажений от частоты усиливаемого сигнала при сопротивлении нагрузки 4 и 8 Ом (для УМЗЧ 40 Вт/8 Ом и 80 Вт/4 Ом при параллельном включении выходных транзисторов 2SC3281/2SA1302)

элементы MJ21193, MJ21194 (корпус ТО3) и MJL21193, MJL21194 фирмы Motorola. Они дают уровень искажений, меньший, чем при использовании обычных транзисторов, но больший, чем при применении элементов 2SC3281/2SA1302.

Заметим, что параллельное соединение выходных транзисторов с учетом возрастания стоимости теплоотводов и трансформаторов дает примерно пятипроцентный прирост стоимости стереофонического УМЗЧ.

### 5.5.6. Шунтирующие диоды в эмиттерной цепи

Для снижения уровня искажений большого сигнала в первую очередь автор попробовал использовать мощные диоды, подключаемые параллельно к резисторам сопротивлением 0,22 Ом, установленным в эмиттерную цепь выходных транзисторов. Положительный результат такой модификации схемы замечен при большой выходной мощности и очень низкоомных нагрузках (сопротивлением менее 3 Ом), не так уж часто используемых в Hi-Fi аппаратуре. Данный метод пытается лечить симптом (подавить имеющиеся искажения), а не саму болезнь, поэтому не удивительно, что он оказался не слишком эффективным (см. рис. 5.25).

Надо заметить, что вместо обычно используемых резисторов с номиналом 0,22 Ом автор предпочитает использовать в эмиттерной цепи выходных транзисторов резисторы сопротивлением 0,1 Ом. В результате несколько увеличивается размах напряжения на выходе и снижается уровень дополнительных искажений, генерируемых в оконечном каскаде, если он будет ошибочно установлен в режим класса АВ. В результате даже при низком сопротивлении нагрузки падение напряжения на каждом эмиттерном резисторе останется слишком малым для того, чтобы параллельно подключенный кремниевый диод находился в открытом состоянии.

Поэтому здесь могут оказаться полезными диоды Шотки, которые, как известно, имеют меньший порог включения. Автор провел эксперименты с диодами, имеющими разрешенный прямой ток 50 А, но заметного снижения уровня искажений большого сигнала достичь не удалось. Кроме того, мощные диоды Шотки стоят не меньше, чем мощный транзистор.

### 5.5.7. Трудности при использовании строенных транзисторов

Как и во многих других отраслях науки и техники, в электронике всегда имеется, как минимум, два способа решения любой проблемы: 1) экстенсивный, когда задача решается с использованием грубой силы, «в лоб» (например, использованием большего числа идентичных каскадов или элементов) и 2) интеллектуальный способ, когда разработчик вынужден изменить схему или применить ту или иную хитрость, чтобы добиться нужного эффекта или устранить какую-либо проблему.

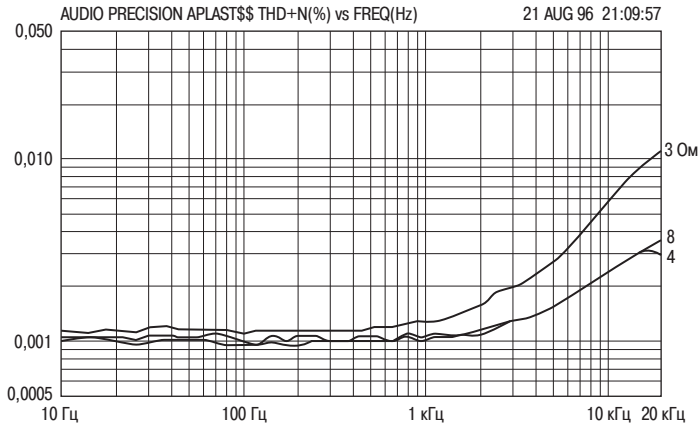
Если первый метод диктует нам использовать три идентичных оконечных каскада УМЗЧ, включенных параллельно, то второй советует применить в схеме оконечного каскада строенные транзисторы, тем самым, снизив нагрузку на транзисторы предоконечного каскада.

Моделирование в PSpice показывает, что подобные схемы (см. рис. 5.6) действительно позволяют достичь не такого быстрого снижения коэффициента передачи тока базы при росте коллекторного тока, а это, как мы помним, является основной причиной формирования искажений большого сигнала. Однако, последовательное (а не параллельное) включение трех усилительных элементов, охваченных общим контуром ООС, более опасно с точки зрения стабильности. Эта проблема, еще более обостряемая низким импедансом нагрузки, при некоторых конфигурациях схемы может оказаться не решаемой.

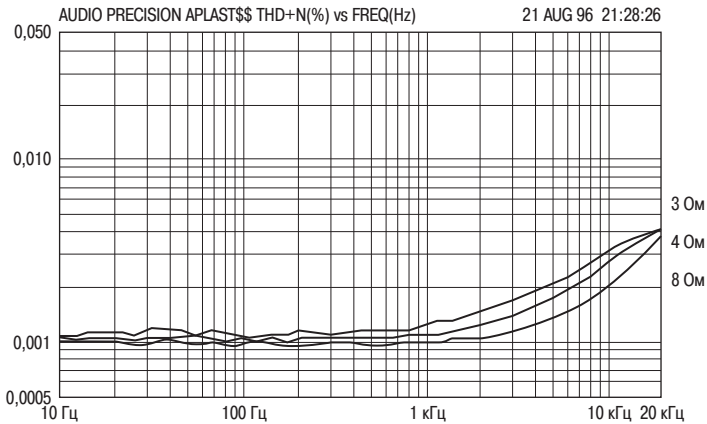
### 5.5.8. Работа оконечного каскада при нагрузке сопротивлением ниже 4 Ом

До сих пор мы обсуждали работу УМЗЧ при сопротивлении нагрузки до 4 Ом включительно, но импеданс громкоговорителей может быть и ниже, поэтому были проведены эксперименты для значения сопротивления, равного 3 Ом. На рис. 5.22 показана полученная зависимость коэффициента нелинейных искажений от частоты. Как видно, на частоте 10 кГц при использовании транзисторов 3281/1302 величина КНИ равна 0,006%. При спаривании транзисторов 3281/1302 уровень искажений снижается до 0,003% (рис. 5.23). Для такой простой схемы это просто отличный результат, к тому же высокая линейность оконечного каскада сохраняется при снижении импеданса нагрузки вплоть до 3 Ом.

Удваивание выходных транзисторов, независимо от типа последних, позволяет снизить уровень искажений примерно вдвое при работе на нагрузку сопротивлением до 2 Ом включительно. Но для достижения высоких выходных мощностей может оказаться необходимым использование строенных оконечных транзисторов. В этом случае резко увеличиваются резистивные потери и выходная мощность при работе на нагрузку 2 Ом может оказаться лишь чуть больше, чем при нагрузке сопротивлением 4 Ом.



**Рис. 5.22.** Зависимость КНИ от частоты усиливаемого сигнала для одиночной пары транзисторов 3281/1302 в оконечном каскаде УМЗЧ (20 Вт/8 Ом; 40 Вт/4 Ом; 60 Вт/3 Ом) при трех различных сопротивлениях нагрузки



**Рис. 5.23.** Зависимость КНИ от частоты усиливаемого сигнала для двоянной пары транзисторов 3281/1302 в оконечном каскаде УМЗЧ (20 Вт/8 Ом; 40 Вт/4 Ом; 60 Вт/3 Ом) при трех различных сопротивлениях нагрузки



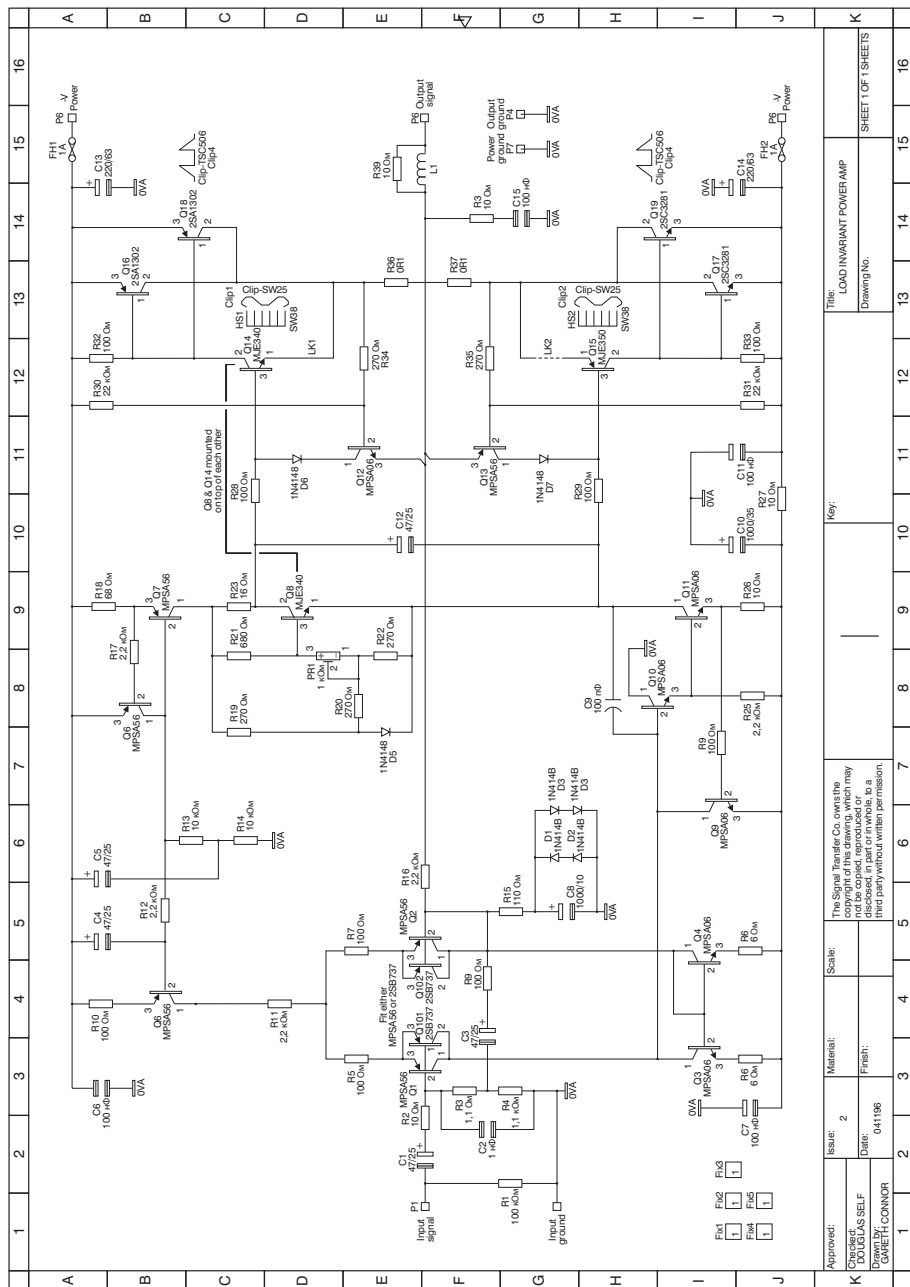


Рис. 5.24. Схема УМЗЧ, инвариантного к сопротивлению нагрузки

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K					
Approved: DOUGLAS SELF										Title: LOAD INVARIANT POWERAMP					
Drawn: GUY CONNOR										Drawing No:					
Issue: 2										Key:					
Material:										Scale:					
Date: 04/198										The Signal Transfer Co. owns the copyright of this drawing, which may not be copied, reproduced, or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, without the prior written permission of the Signal Transfer Co.					

### 5.5.9. Повышение эффективности оконечного каскада при работе на нагрузку 8 Ом

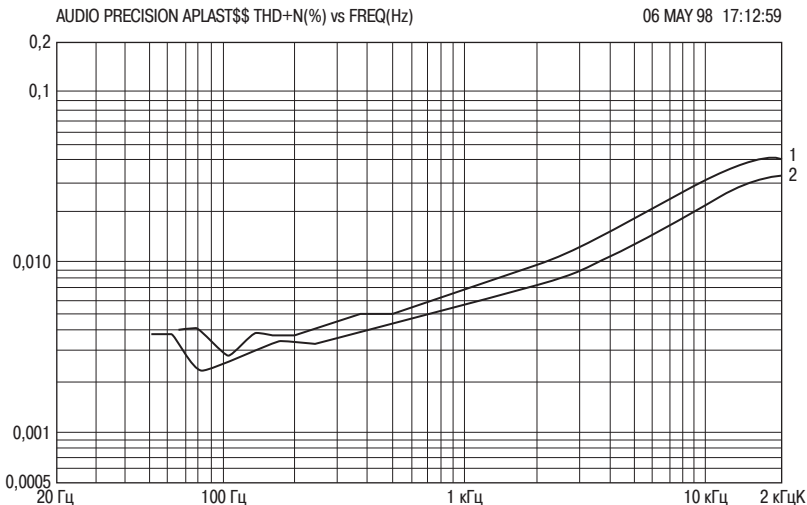
Может показаться неожиданным, но при использовании транзисторов с улучшенной зависимостью коэффициента передачи тока базы от тока коллектора понижается не только уровень искажений большого сигнала, но также и переходные искажения «ступенька».

График на рис. 5.23 показывает достигаемое снижение уровня шумов (ср. с графиком на рис. 5.14). Видно, что на частоте 10 кГц при сопротивлении нагрузки 8 Ом величина КНИ уменьшена с 0,003% до 0,002%. При данном сопротивлении нагрузки и тщательно подобранном начальном смещении на частоте 1 кГц практически не заметно влияние искажений типа «ступенька» (оно проявляется только при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом).

### 5.5.10. УМЗЧ, инвариантный к сопротивлению нагрузки

На рис. 5.24 изображена схема УМЗЧ, инвариантного к сопротивлению нагрузки (при ее снижении до 4 Ом и номинальном значении 8 Ом). Графики зависимости коэффициента нелинейных искажений от частоты для данного усилителя при использовании двояных и одиночных выходных транзисторов 3281/1302 показаны на рис. 5.21 и 5.22. При проведении экспериментов напряжение питания составляло от  $\pm 20$  до  $\pm 40$  В.

Помимо инвариантности к сопротивлению нагрузки, приведенная схема имеет еще две особенности, которые будут обсуждаться в главе 12. Первая из них связана с уменьшением инерционности работы схемы термокомпенсации (для этого транзистор Q8 схемы смещения установлен не на теплоотводе, а прямо на корпусе транзистора Q14 предоконечного каскада), а вторая – с тем, что здесь используется специальная схема источника смещения, обладающая повышенным



**Рис. 5.25.** Зависимость КНИ от частоты при шунтировании эмиттерных резисторов диодами и без них (УМЗЧ 270 Вт/2,7 Ом)

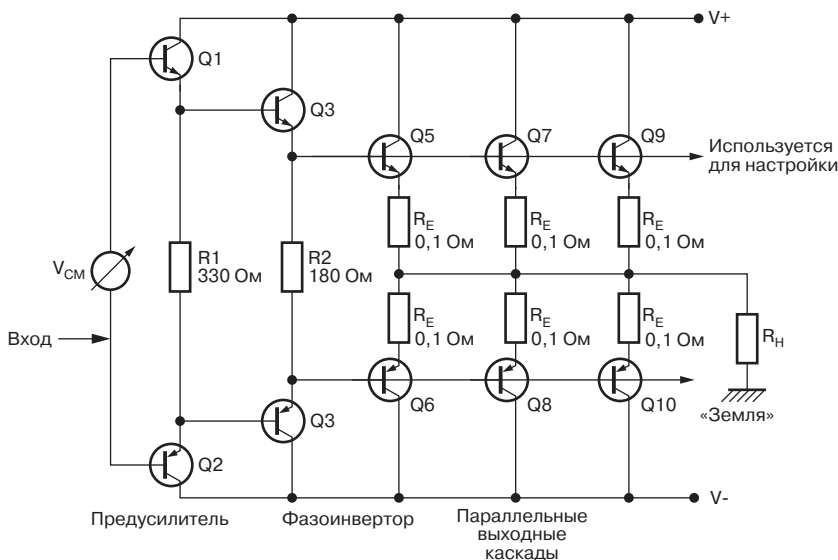
температурным коэффициентом ( $-4,0 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ ), что позволяет скорректировать статическую погрешность, обусловленную тепловыми потерями в датчике температуры, установленном на транзисторе предоконечного каскада.

Мы не будем подробно комментировать все схемотехнические решения, поскольку приведенная схема близка к той, что обсуждается в главе 6 при рассмотрении «безупречного усилителя» класса В. Исполнение контура ООС взято из схемы трехрежимного усилителя, описываемого в главе 9. Защита от перегрузки выполнена на транзисторах Q12 и Q13. Коэффициент передачи контура общей ООС на частоте 20 кГц равен тем же 30 дБ.

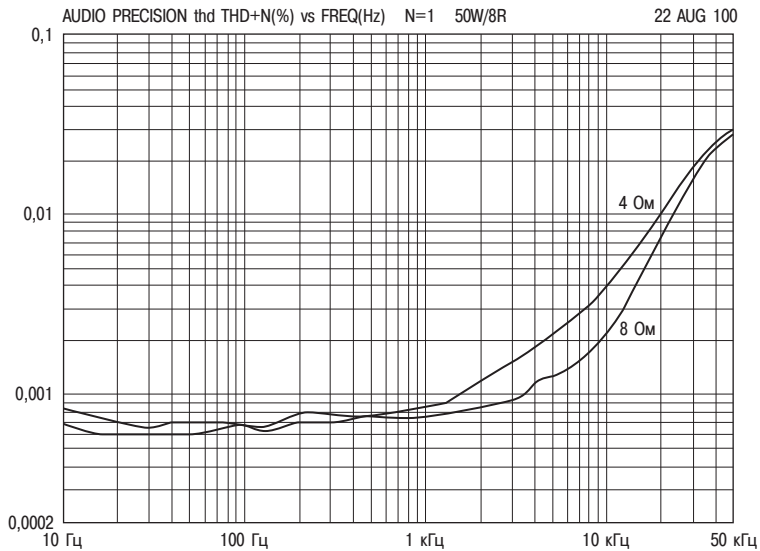
### 5.5.11. Последние находки

Недавно автор провел серию экспериментов со схемами оконечных каскадов, в которых используются три, четыре, пять или шесть параллельно соединенных выходных транзисторов 2SC2922/2SA1612. Использовался двух- и трехкаскадный УМЗЧ (рис. 5.26).

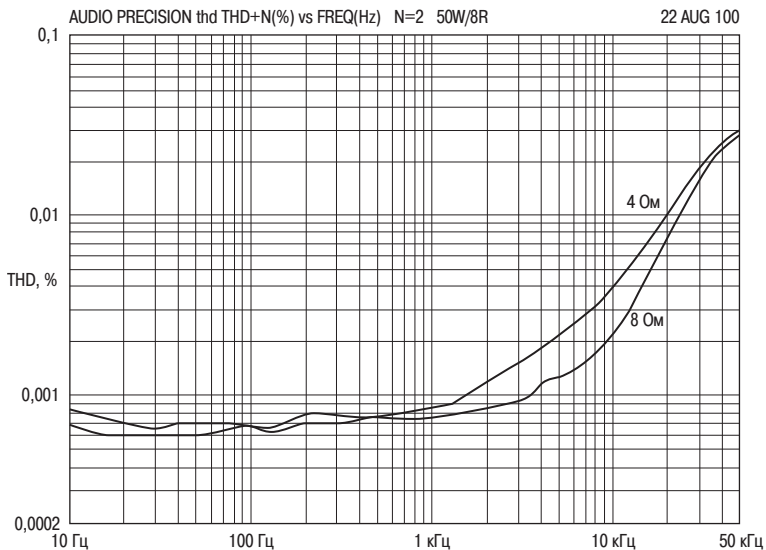
При большом количестве параллельных ветвей приходится уделять особое внимание тому, чтобы общий ток распределялся между ними примерно поровну, поэтому каждый из выходных транзисторов должен иметь собственный эмиттерный резистор. При этом подтвердилось, что изложенная в данной книге теория формирования искажений большого сигнала работает как при использовании в схеме оконечного каскада эмиттерных повторителей, так и для комплементарных пар с обратной связью, как в схемах с дополнительным предоконечным каскадом, так и без него.



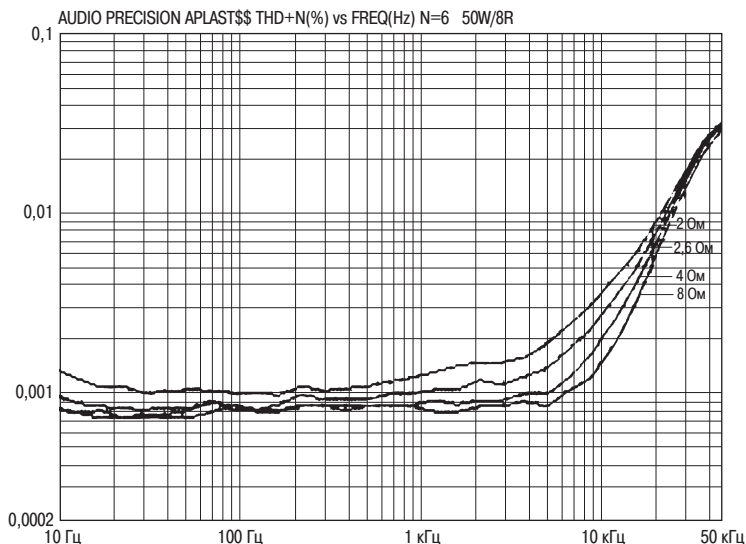
**Рис. 5.26.** Трехкаскадный УМЗЧ с тремя параллельно соединенными выходными транзисторами



**Рис. 5.27.** Зависимость величины КНИ от частоты для УМЗЧ с оди-  
ночными выходными транзисторами (50 Вт/8 Ом, 100 Вт/4 Ом)



**Рис. 5.28.** Зависимость величины КНИ от частоты для УМЗЧ со  
сдвоенными выходными транзисторами (50 Вт/8 Ом, 100 Вт/4 Ом).  
Заметно существенное улучшение характеристик



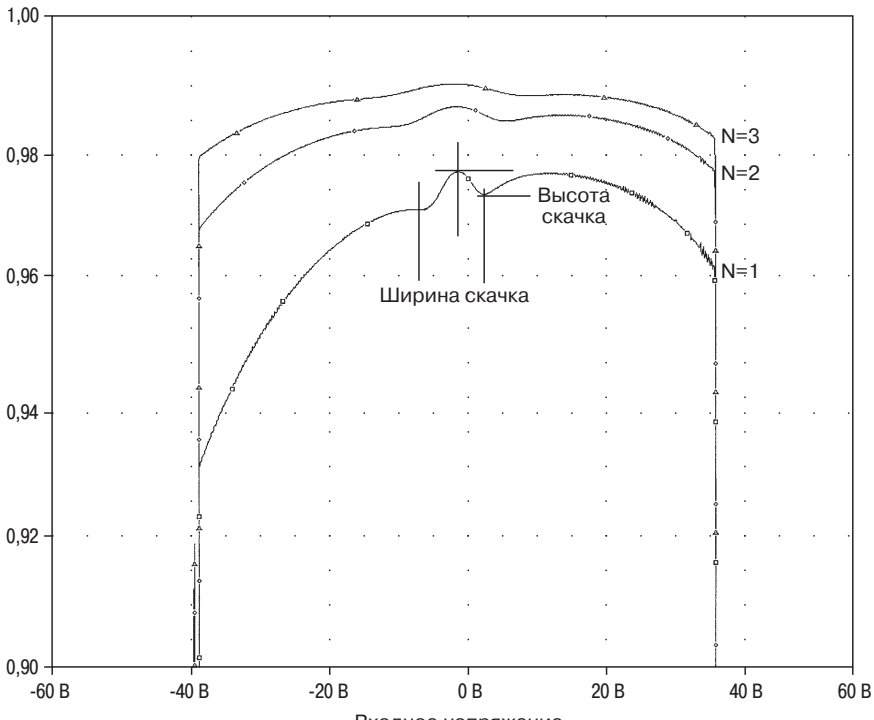
**Рис. 5.29.** Зависимость величины КНИ от частоты для шести параллельно соединенных выходных транзисторов (УМЗЧ 50 Вт/8 Ом, 100 Вт/4 Ом, 200 Вт/2 Ом). Весьма низкий уровень искажений при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом

На рис. 5.27 показан график зависимости величины КНИ от частоты для одиночной комплементарной пары выходных транзисторов. Как видно, уровень искажений несколько выше, а шумовой порог немного ниже, чем для типовой схемы (см. рис. 4.2). Это объясняется большей выходной мощностью (50 Вт/8 Ом).

В случае использования сдвоенных выходных транзисторов тот же график показан на рис. 5.28. Видно, что уровень искажений уменьшен вдвое как для нагрузки сопротивлением 8 Ом, так и 4 Ом. Рис. 5.29 иллюстрирует ту же зависимость в случае использования шестью параллельно соединенных выходных транзисторов: почти устранены искажения для 8-омной нагрузки, результат для 4-омной нагрузки также неплох. Только при уменьшении сопротивления нагрузки до 2 Ом нелинейные искажения становятся заметны на фоне шумов. Для схемы с шестью параллельно соединенными выходными транзисторами искажения практически не заметны даже для 2-омной нагрузки.

Чем большее количество выходных транзисторов соединяется параллельно, тем труднее устранить возможность паразитных колебаний в оконечном каскаде (даже в случае разомкнутой общей ООС).

Моделирование в системе Spice зависимости коэффициента передачи от уровня выходного сигнала показывает, что увеличение количества параллельно соединенных выходных транзисторов не только снижает амплитуду колебаний в переходной области, но также несколько увеличивает ширину последней (рис. 5.30). Это означает, что генерируются дополнительные гармоники низкого порядка,



**Рис. 5.30.** Зависимость коэффициента усиления оконечного каскада от амплитуды выходного сигнала (результат моделирования в системе Spice)

с которыми контур ООС справляется достаточно эффективно. Причем двухкаскадная схема имеет более узкую переходную область, чем трехкаскадная.

Наблюдаемые эффекты легко объяснить. Как мы знаем, при снижении сопротивления нагрузки увеличиваются токи, текущие в оконечном каскаде (при сохранении уровня напряжений). Поэтому нас не должен удивлять тот факт, что параллельное соединение нескольких выходных транзисторов, т.е. снижение текущего через них тока, приводит к тому же результату, что и увеличение сопротивления нагрузки. Интересным результатом проведенных экспериментов является то, что для снижения уровня нелинейных искажений до шумового порога потребовалось параллельное соединение не такого уж большого числа выходных транзисторов.

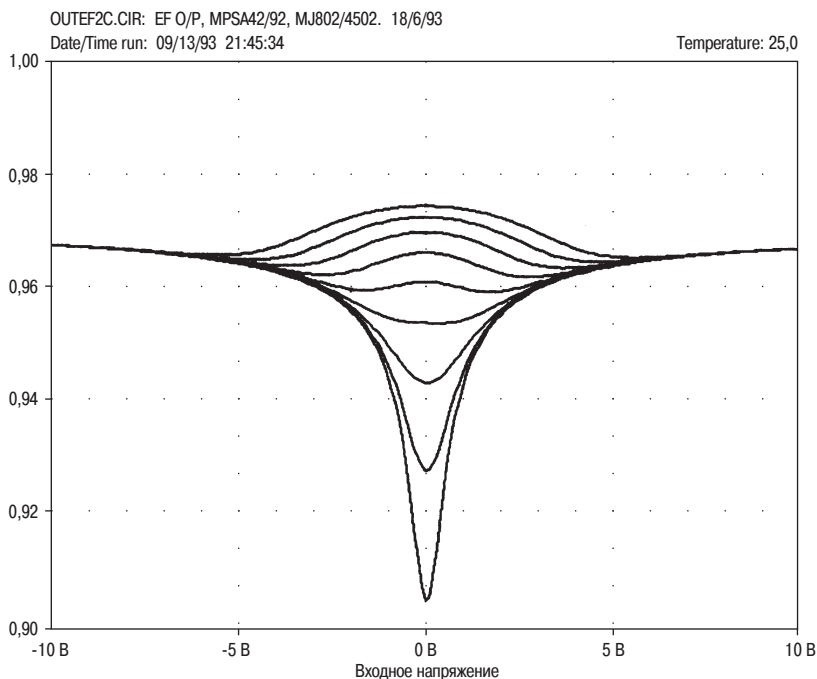
### 5.5.12. Выводы

В типовой схеме УМЗЧ снижение сопротивления нагрузки с 8 до 4 Ом сопровождается увеличением коэффициента нелинейных искажений в 2–3 раза. У описываемого УМЗЧ этот показатель равен всего 1,2 и может быть снижен почти до 1 с помощью параллельного соединения трех выходных транзисторов.

### 5.5.13. Переходные искажения «ступенька» (искажение 3б)

В аудиотехнике, где мнения разных специалистов по одному и тому же вопросу очень редко совпадают, единодушное согласие вызывает утверждение о том, что искажения типа «ступенька» являются худшей из всех проблем, присущих усилителям класса В. Речь идет об искажениях, которые обусловлены переключением плеч двухтактного выходного каскада при смене полярности выходного сигнала. При этом генерируются гармоники высокого порядка, причем следует ожидать, что их амплитуда в процентном отношении при снижении уровня усиливаемого сигнала только увеличивается.

Принято считать, что транзисторный эффект звучания полупроводниковых УМЗЧ вызывается именно благодаря переходным искажениям типа «ступенька», хотя это, насколько известно автору, никогда не проверялось с помощью тестирования «вслепую» на качественной аппаратуре.

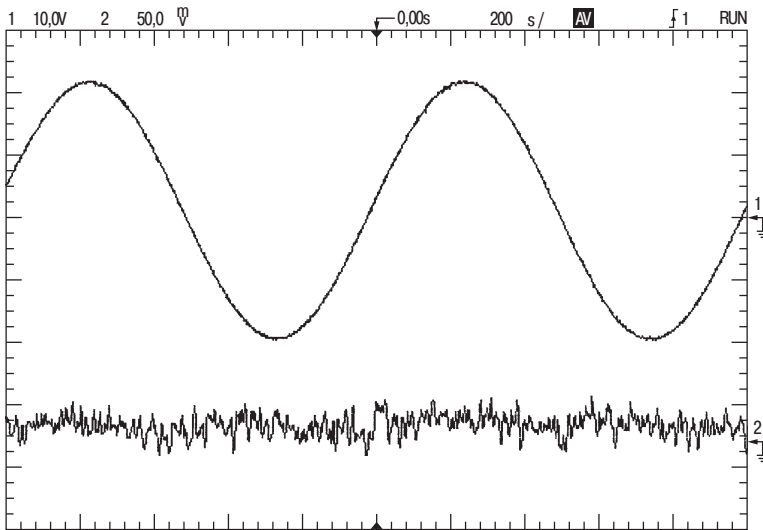


**Рис. 5.31.** Зависимость коэффициента усиления от уровня выходного сигнала для оконечного каскада на основе схемы эмиттерного повторителя при напряжении смещения, изменяемом с шагом 25 мВ в диапазоне от 2,75 до 2,95 В (первое напряжение соответствует слишком малому току покоя транзистора, а второе – слишком большому). Видно, что суммарная передаточная характеристика двухтактного каскада, образованная действием двух комплементарных транзисторов, не может быть спрямлена ни при каком напряжении смещения

Зависимость тока коллектора от база-эмиттерного напряжения у биполярного транзистора имеет экспоненциальную начальную область, которая плавно переходит в линейную зависимость, когда начинает преобладать влияние резистора  $R_e$  в эмиттерной цепи. Питер Бломлей (Blomley) показал [12], что в результате какого бы то ни было смешивания двух этих механизмов (т.е. при любом начальном смещении) нет возможности получить суммарную линейную характеристику. Это легко показать с помощью моделирования в системе Spice (рис. 5.31).

На первый взгляд, единственное, что остается делать в такой ситуации разработчику, – это найти оптимальное напряжение смещения, при котором величина переходных искажений будет как можно меньше, и довольствоваться достигнутым результатом (выбор оптимального с этой точки зрения напряжения смещения – довольно сложная задача, обсуждение которой заслуживает отдельной книги; более подробно мы обсудим данный вопрос в главе 12).

Следует заметить, что для «безупречного усилителя» уровень переходных искажений вплоть до частоты 1 кГц может быть чрезвычайно мал, так что их весьма трудно выделить на фоне шумов, и измерения могут быть проведены только с помощью спектроанализатора. Визуально на экране осциллографа эффект практически не наблюдаем. Искажения 4, 5, 6 и 7-го типов в области смены знака выходного сигнала могут быть ошибочно приняты за переходную «ступеньку», хотя они обусловлены действием совершенно других механизмов. Но при увеличении частоты сигнала переходные искажения становятся более заметными, так как гармоники высокого порядка плохо подавляются контуром ООС.



**Рис. 5.32.** Выходной сигнал и добавка, обусловленная нелинейными искажениями, на выходе сигнала 1 кГц, выходная мощность усилителя 25 Вт при нагрузке 8 Ом. Как видно, искажения представляют собой практически белый шум. Переходные искажения типа «ступенька» (малые всплески в районе перехода выходного сигнала через 0) еле заметны и не поддаются строгому измерению



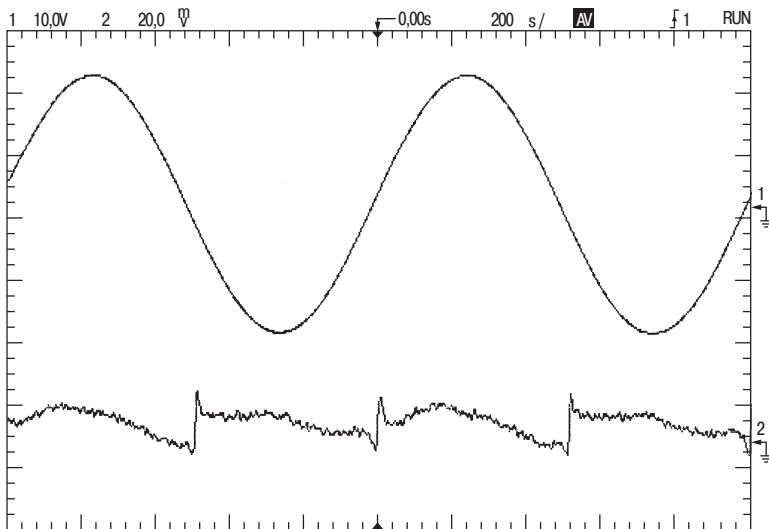
Как будет показано ниже, в «безупречном усилителе» именно переходные искажения определяют общую линейность УМЗЧ, даже при оптимальном выборе напряжения смещения оконечного каскада.

На рис. 5.32 приведена форма сигнала частотой 1 кГц на выходе «безупречного усилителя» (25 Вт/8 Ом; 50 Вт/4 Ом) с оптимальным смещением, а также отдельно показана добавка, обусловленная нелинейными искажениями. Здесь мы не проводили усреднение по нескольким измерениям – показана осциллограмма для одиночного сигнала, поэтому нелинейные искажения почти не видны на фоне шумов.

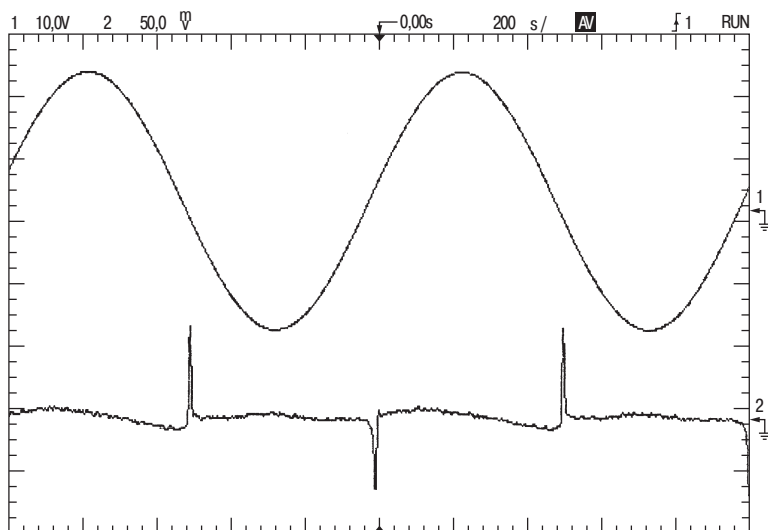
На рис. 5.33 проведено усреднение сигнала по 64 измерениям, поэтому нелинейные искажения видны намного лучше. Кроме высокочастотных составляющих, обусловленных действием переходных искажений типа «ступенька», на графике заметны гармоники низкого порядка, по всей видимости, вызванные небольшим вкладом искажений 6-го типа (последние не видны, если разводка схемы выполнена правильно).

На рис. 5.34 показаны те же сигналы, но для меньшего напряжения смещения выходных транзисторов. Здесь всплески, соответствующие смене знака выходного сигнала, имеют намного большую амплитуду, которая сильно зависит от частотного диапазона, в котором производились измерения.

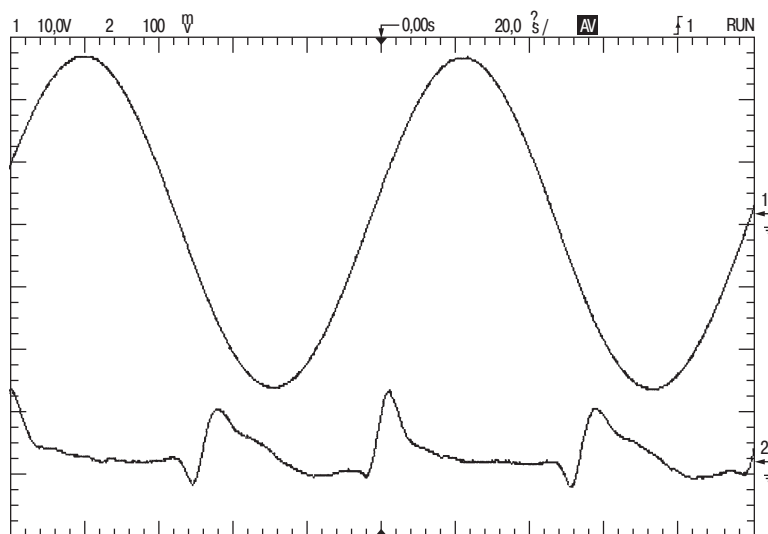
В случае оптимального выбора начального смещения выходной сигнал выглядит, как показано на рис. 5.35. Здесь частота сигнала выбрана равной 10 кГц.



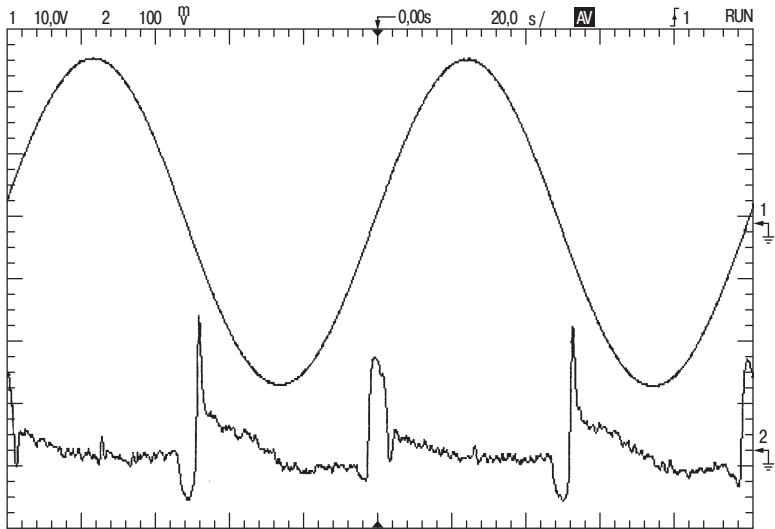
**Рис. 5.33.** Сигналы, изображенные на рис. 5.32, но усредненные по серии из 64 экспериментов, в результате чего уровень шумов снижен на 18 дБ. Для большей наглядности добавка, обусловленная нелинейными искажениями, увеличена по амплитуде в 2,5 раза (по сравнению с рис. 5.32)



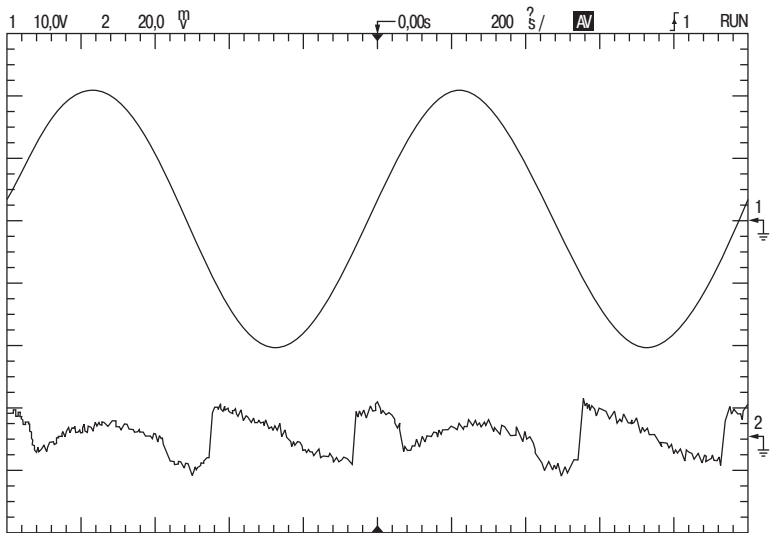
**Рис. 5.34.** Результат небольшого уменьшения напряжения смещения выходных транзисторов



**Рис. 5.35.** Сигнал частотой 10 кГц на выходе «безупречного усилителя» с оптимальным смещением выходных транзисторов. Проведено усреднение по 8 экспериментам. Величина КНИ составляет примерно 0,004% (частотный диапазон 80 кГц)



**Рис. 5.36.** Тот же сигнал, что и на рис. 5.35, но для частотного диапазона 500 кГц



**Рис. 5.37.** Выходной сигнал и добавка, обусловленная действием нелинейных искажений для оконечного каскада класса АВ. Переходные «ступеньки» увеличились и сосредоточены теперь не только в области смены знака выходного сигнала, но также и по обе стороны от данной области

Величина коэффициента нелинейных искажений возросла до 0,004% (при коэффициенте передачи контура ООС, равном 20 дБ на частотах меньше 1 кГц). Благодаря большей частоте усиливаемого сигнала переходные «ступеньки» имеют большую ширину, чем на рис. 5.34. Поскольку уровень нелинейных искажений здесь больше, то для выделения их на фоне шумов было достаточно провести усреднение всего по 8 экспериментам. Диапазон измерения составлял 80 кГц, поэтому гармоники выше восьмой были потеряны. На рис. 5.36 показан тот же сигнал, но для частотного диапазона 500 кГц. Здесь проявляются более мелкие детали искажений.

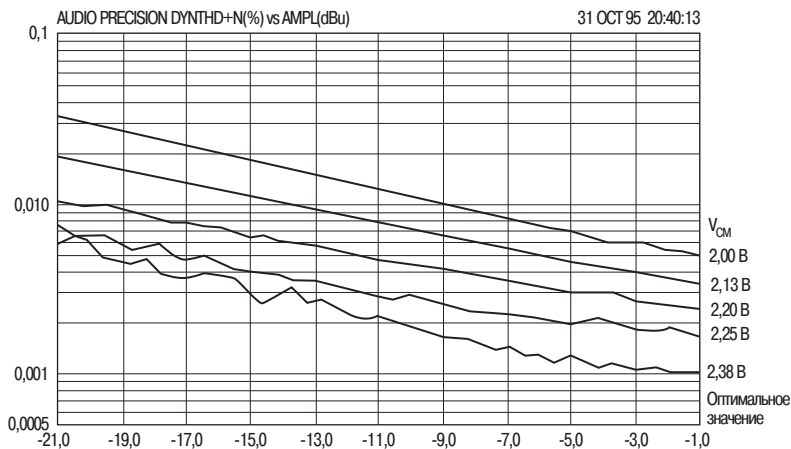
На рис. 5.37 показано, как изменяется форма выходного сигнала при небольшом увеличении напряжения смещения выходных транзисторов, то есть при их работе в режиме класса АВ. Никакого усреднения не проводилось, поскольку результат действия нелинейных искажений и так хорошо виден на фоне шумов. Дальнейшее обсуждение искажений, обусловленных работой оконечного каскада в режиме класса АВ, ждет читателя в главе 9.

Весьма типичным для аудиотехники является тот факт, что на фоне огромного числа публикаций, в которых авторы рассуждают или кричат о проблеме переходных искажений, очень малое количество работ посвящено их действительному изучению. Поэтому автор провел собственное небольшое исследование.

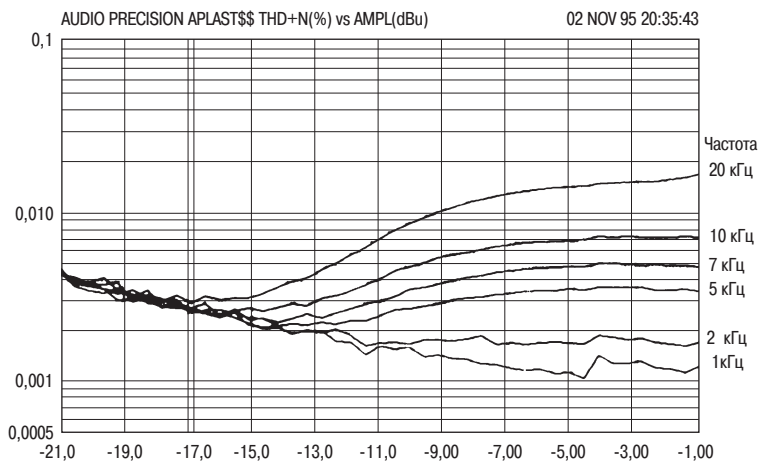
Во-первых, хорошо бы проверить, действительно ли уровень переходных искажений увеличивается при снижении амплитуды сигнала на выходе «безупречного усилителя»? Здесь серьезной проблемой является тот факт, что величина КНИ «безупречного УМЗЧ» на частоте 1 кГц настолько мала (менее 0,001%), что переходные искажения практически не различимы на фоне шумов. Поэтому амплитуда добавки к усиливаемому сигналу, которая представляет собой сумму шумов и нелинейных искажений, в процентном отношении при снижении амплитуды усиливаемого сигнала должна, вероятно, возрасти, поскольку уровень шумов остается неизменным (см. нижнюю кривую на рис. 5.38). Чтобы обойти это препятствие, напряжение смещения выходных транзисторов было уменьшено, чтобы амплитуда переходных «ступенек» возросла и превысила уровень шумов.

Выводом из полученных результатов, показанных на рис. 5.38, является заключение, что величина переходных искажений действительно возрастает при снижении амплитуды сигнала на выходе УМЗЧ, но это происходит весьма медленно. И двухтактный эмиттерный повторитель, и комплементарные пары с обратной связью в оконечном каскаде дают примерно одинаковую зависимость: при любом начальном смещении величина КНИ увеличивается примерно в 1,6 раз при двухкратном снижении выходной мощности. Таким образом, при уменьшении мощности сигнала на выходе УМЗЧ с 25 Вт до 250 мВт, коэффициент нелинейных искажений возрастает всего в 6 раз. Напомним, что речь идет об относительном уровне искажений – их абсолютная амплитуда медленно убывает вместе с уровнем выходного сигнала и при выходной мощности 250 мВт нелинейные искажения уже трудно разглядеть на экране осциллографа, они теряются на фоне шумов.

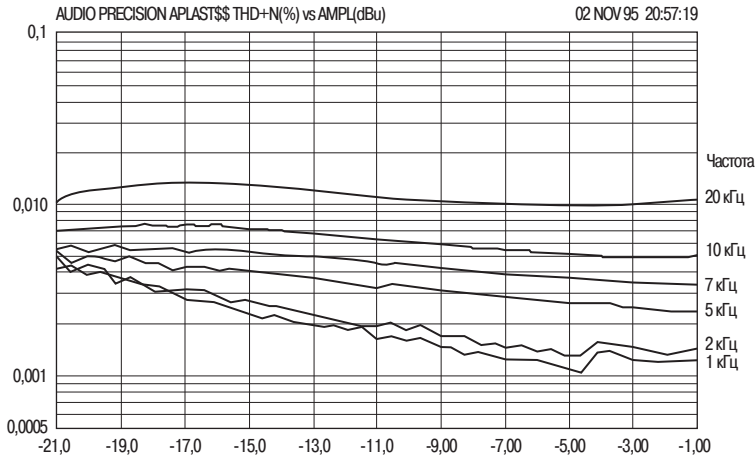
Измерения были также повторены при более высоких частотах усиливаемого сигнала. На рис. 5.39 показано, как при изменении частоты меняется зависимость КНИ от амплитуды сигнала на выходе двухтактного эмиттерного повторителя.



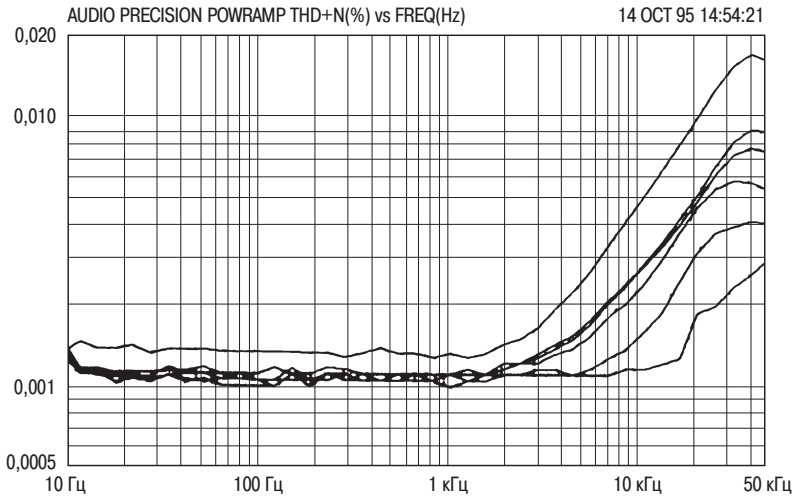
**Рис. 5.38.** Зависимость КНИ от амплитуды выходного сигнала (дБ) при различных напряжениях смещения выходных транзисторов. Переходные искажения типа «ступенька» медленно возрастают при снижении выходной мощности с 25 Вт до 250 мВт (при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом). В оконечном каскаде использовался двухтактный эмиттерный повторитель. Диапазон измерения 22 кГц



**Рис. 5.39.** Зависимость КНИ от амплитуды выходного сигнала (дБ) при различной его частоте. Выбрано оптимальное начальное смещение. В оконечном каскаде использовался двухтактный эмиттерный повторитель. Диапазон измерения 80 кГц



**Рис. 5.40.** Зависимость КНИ от амплитуды выходного сигнала (дБ) при различной его частоте. Выбрано оптимальное начальное смещение. В оконечном каскаде использовались комплементарные пары с ОС. Диапазон измерения 80 кГц



**Рис. 5.41.** Зависимость КНИ от частоты сигнала (Гц) при различном сопротивлении нагрузки. Использовался УМЗЧ мощностью 20 Вт при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом. Диапазон измерения 80 кГц

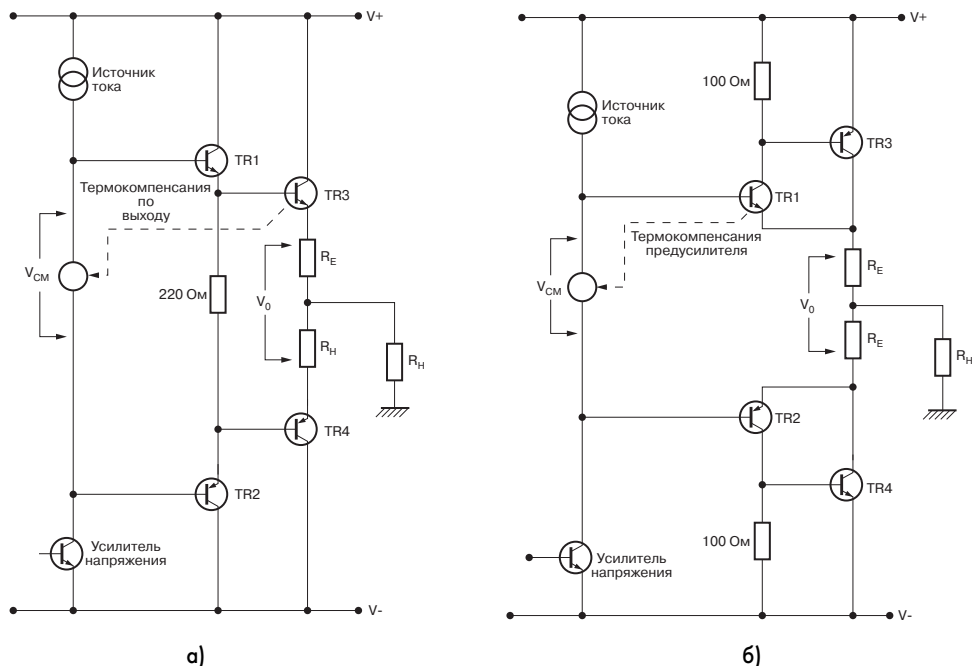
На рис. 5.40 приведена та же зависимость, но для случая использования в оконечном каскаде комплементарных пар с обратной связью. Здесь уже нельзя говорить о том, что уровень искажений существенно увеличивается при снижении амплитуды выходного сигнала, а в случае использования эмиттерного повторителя вообще наблюдается обратный эффект: на высоких частотах при выходной мощности выше 1 Вт величина КНИ растет вместе с амплитудой сигнала.

Из графиков, приведенных на рис. 5.41, видно, что на высоких частотах при увеличении сопротивления нагрузки уровень искажений падает. Это лишний раз доказывает, что при 8-омной нагрузке на выходе УМЗЧ преобладают именно переходные искажения типа «ступенька».

Поскольку уровень переходных искажений существенно зависит от оптимальности выбора начального смещения, то для их снижения приходится позаботиться об эффективной схеме термокомпенсации. Мы обсудим вопросы, связанные с тепловыми эффектами, в главе 12, а здесь поговорим о выборе напряжения смещения.

#### 5.5.14. Выбор точки покоя транзисторов оконечного каскада

На рис. 5.42 приведены две типовые схемы оконечных каскадов: на основе эмиттерного повторителя и на комплементарных парах с обратной связью. Здесь мы пока не будем обсуждать схемы настроенных транзисторах, хотя они также пользуются большой популярностью.



**Рис. 5.42.** Два наиболее популярных вида оконечных каскадов: двухтактный эмиттерный повторитель и комплементарные пары с обратной связью

**Таблица 5.2.** Сравнение параметров оконечных каскадов на основе двухтактного эмиттерного повторителя и на комплементарных парах с обратной связью

	Эмиттерный повторитель	CFP
$V_{см}$	2,930 В	1,297 В
$V_q$	50 мВ	5 мВ
$I_q$	114 мА	11 мА
$P_q$	4,6 Вт	0,44 Вт
Среднее значение усиления	0,968	0,971
Отклонение усиления от среднего значения	0,48%	0,13%
Ширина области с переходными искажениями	+/-12 В	+/-0,6 В

В приведенных схемах используется небольшое число элементов и имеется не так уж много возможностей для снижения уровня переходных искажений.

В табл. 5.2 приведены результаты экспериментов по измерению основных параметров оконечного каскада на основе двухтактного эмиттерного повторителя и на комплементарных парах с обратной связью. Здесь через  $V_{см}$  обозначено напряжение между базами транзисторов предоконечного каскада (для режима класса В оно составляет 1–3 В);  $V_q$  – это напряжение, падающее на обоих эмиттерных резисторах  $R_e$  в режиме покоя, то есть в отсутствие входного сигнала (оно может лежать в диапазоне 5–50 мВ);  $I_q$  – ток, текущий через транзистор оконечного каскада в режиме покоя (ток транзисторов предоконечного каскада сюда не включается).

Как видно, в случае использования эмиттерного повторителя ширина области, где заметны переходные искажения, в 20 раз больше, чем для схемы с комплементарными парами, но амплитуда колебаний коэффициента усиления в последнем случае в 4 раза меньше. Не так-то просто сказать, какой из сравниваемых УМЗЧ будет обеспечивать меньшее значение КНИ на высоких частотах, особенно если принять во внимание, что коэффициент передачи контура ООС падает с ростом частоты.

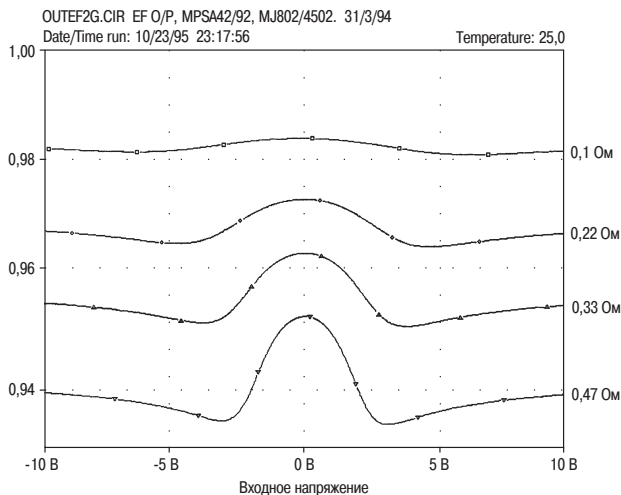
Отметим, что из результатов экспериментов замечен один малоизвестный недостаток, присущий оконечным каскадам на основе эмиттерного повторителя: потребляемая ими мощность в режиме покоя довольно высока.

### 5.5.15. Экспериментальное исследование переходных искажений

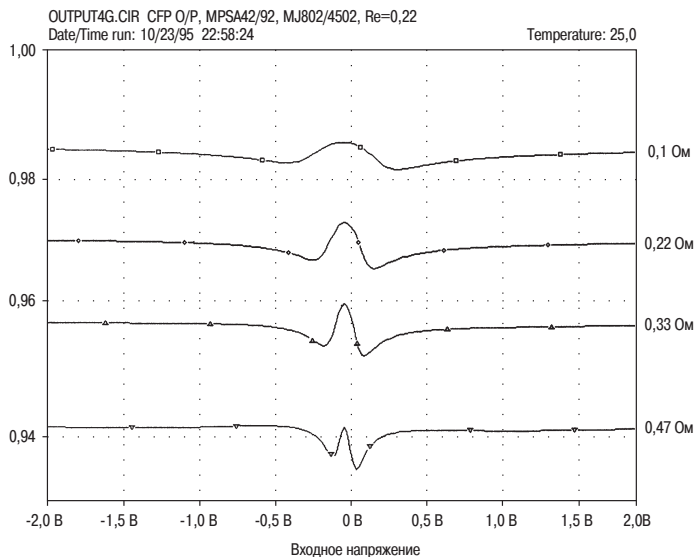
Нетрудно догадаться, что резисторы, установленные в эмиттерной цепи выходных транзисторов, должны существенно влиять на работу оконечного каскада. Обычное их сопротивление лежит в диапазоне от 0,1 до 0,47 Ом. Автор провел серию экспериментов, изменяя номинал эмиттерных резисторов в указанном диапазоне, на каждом шаге подбиралось свое оптимальное напряжение смещения (хотя его значение изменялось не очень сильно, особенно в случае использования комплементарных пар с ОС).

На рис. 5.43 приведена полученная в результате экспериментов зависимость коэффициента усиления от амплитуды выходного сигнала для эмиттерного повторителя, а на рис. 5.44 – для схемы на комплементарных парах.





**Рис. 5.43.** Зависимость коэффициента усиления оконечного каскада на основе двухтактного эмиттерного повторителя от амплитуды выходного сигнала при различных сопротивлениях эмиттерных резисторов  $R_e$



**Рис. 5.44.** Зависимость коэффициента усиления оконечного каскада на комплементарных парах с обратной связью от амплитуды выходного сигнала при различных сопротивлениях эмиттерных резисторов  $R_e$

**Таблица 5.3.** Параметры оконечного каскада на основе эмиттерного повторителя (сопротивление нагрузки 8 Ом)

Re, Ом	Оптимальное значение $V_{cm}$ , В	Оптимальное значение $V_q$ , мВ	$I_q$ , мА	Ширина области, В	Среднее значение усиления
0,1	2,86	42,6	215	18	0,982
0,22	2,87	46,2	107	12	0,968
0,33	2,89	47,6	74	9	0,955
0,47	2,93	54,8	59	7	0,939

**Таблица 5.4.** Параметры оконечного каскада на комплементарных парах с обратной связью (сопротивление нагрузки 8 Ом)

Re, Ом	Оптимальное значение $V_{cm}$ , В	Оптимальное значение $V_q$ , мВ	$I_q$ , мА	Ширина области, В	Среднее значение усиления
0,1	1,297	3,06	15,3	1,0	0,983
0,22	1,297	4,62	11,5	0,62	0,971
0,33	1,297	5,64	8,54	0,40	0,956
0,47	1,298	7,18	7,64	0,29	0,941

Как видим, при уменьшении номинала  $R_e$  коэффициент усиления оконечного каскада приближается к единичному значению, а ширина области, где заметны переходные искажения, при этом увеличивается. Последнее объясняется тем, что при снижении сопротивления эмиттерных резисторов требуется больший ток для того, чтобы создать падение напряжения, достаточное для запирающего противоположного выходного транзистора. Таким образом, при уменьшении номинала  $R_e$  снижается порядок, а следовательно, и частота генерируемых гармоник, поэтому они с большей эффективностью могут быть подавлены контуром обратной связи, в результате чего величина КНИ на высоких частотах будет меньше.

Как мы уже обсуждали в разделе 5.3, при сужении области переходных искажений энергия генерируемых гармоник смещается в область высоких частот, а при расширении – в область низких частот, которые могут быть эффективно подавлены контуром отрицательной обратной связи. Однако, если при расширении области искажений амплитуда колебаний коэффициента усиления не изменяется, то суммарная энергия гармоник увеличивается.

Можно было бы предположить, что большее сопротивление  $R_e$  обеспечивает заметно лучшую линейность оконечного каскада, благодаря большей глубине местной ООС, но в каскаде с общим коллектором и так уже действует сто-процентная ООС по напряжению. Поэтому видимая со стороны эмиттера

нагрузка при увеличении  $Re$ , а вместе с ней и линейность каскада, изменяется не слишком сильно<sup>1</sup>.

Первым неожиданным выводом, следующим из проведенных экспериментов, является то, что выбор тока покоя транзисторов оконечного каскада не является определяющим параметром. В это трудно поверить, к тому же такое заключение плохо согласуется с ранее приведенным утверждением автора о том, что правильный выбор точки покоя весьма важен для оконечного каскада, работающего в режиме класса В. Тем не менее, оба этих утверждения верны. Эксперименты как с эмиттерным повторителем, так и с комплементарными парами показывают, что при изменении номинала эмиттерных резисторов изменяется текущий через них ток  $I_q$ , но оптимальные значения напряжения смещения  $V_{см}$  и падение напряжения на обоих эмиттерных резисторах  $V_q$  остаются практически теми же. Такие параметры, как падение напряжения на база-эмиттерных переходах транзисторов и на эмиттерных резисторах, может быть, представляют какой-то интерес, но не так уж важно, какой ток в результате течет через эти элементы цепи. Однако выбор напряжения смещения остается определяющим для минимизации уровня нелинейных искажений.

Утверждение о том, что значение тока покоя транзисторов оконечного каскада не является определяющим параметром, подтверждается также экспериментами с трехрежимным усилителем, который мы опишем ниже. Здесь только отметим, что изменение сопротивления эмиттерных резисторов в 5 раз не повлияло на величину оптимального напряжения смещения, при котором уровень переходных искажения является минимальным.

Определяющим фактором является напряжение, падающее на элементах оконечного каскада. И эксперименты, и моделирование показывают, что если при нагревании элементов напряжение смещения изменять соответствующим образом, обеспечивая минимальный уровень искажений, то напряжение  $V_q$  остается практически неизменным. Это подтверждает необходимость принятия достаточных мер для компенсации изменения база-эмиттерного напряжения при нагревании транзисторов. К счастью, оптимальное значение  $V_q$  не зависит от температуры, иначе схемы термокомпенсации были бы намного более сложными.

### 5.5.16. Выбор оптимального значения $V_q$

Падение напряжения  $V_q$  на обоих эмиттерных резисторах в режиме покоя является наиболее важным параметром, влияющим на работу оконечного каскада. Это утверждение имеет интересное следствие. А не можем ли мы осуществить выбор оптимального режима работы выходных транзисторов (при котором уровень искажений минимален) с помощью дешевого цифрового вольтметра, вместо того, чтобы использовать дорогостоящий измеритель нелинейных искажений? Напомним, что

---

<sup>1</sup>Речь идет о линейности каждого плеча двухтактного оконечного каскада, взятого в отдельности; на рис. 5.43 и 5.44 при увеличении  $Re$  несколько снижается наклон боковых ветвей графика. – *Прим. ред.*

даже прямое измерение тока покоя выходных транзисторов – не такая уж простая задача. Ведь миллиамперметр требуется включать в разрыв цепи, а не многие УМЗЧ просто так перенесут столь грубое вторжение (усилитель должен иметь близкое к нулю смещение постоянной составляющей выходного напряжения). Измерение общего тока, потребляемого усилителем от источника питания, в данном случае не приемлемо, так как ток, текущий через малосигнальные каскады, а также ток предоконечного каскада (по крайней мере, в схемах на комплементарных парах с обратной связью) слишком велики, чтобы ими можно было пренебречь по сравнению с током покоя оконечного каскада. Можно определить ток  $I_q$  косвенно, путем измерения напряжения  $V_q$ , поскольку сопротивления резисторов  $R_e$  известны (при этом мы опять-таки полагаем, что смещение постоянной составляющей выходного напряжения равно нулю). Но в таком случае измерение не будет достаточно точным, так как резисторы с малым номиналом имеют допуск не лучше  $\pm 10\%$ .

Но раз нам нужно знать только параметр  $V_q$ , то точное значение сопротивления  $R_e$  нас уже не интересует. Разумеется, это еще не означает, что мы научились просто измерять значение коэффициента нелинейных искажений. Требуется еще выяснить, насколько точно уровень переходных искажений определяется величиной  $V_q$ .

К тому же надо принять во внимание, что в действительности смещение постоянной составляющей напряжения на выходе УМЗЧ не равно строго нулю, хотя эта сложность может быть устранена путем отключения нагрузки на время измерений. Но следует понимать, что без анализатора нелинейных искажений, а также без визуального наблюдения выходного сигнала на экране осциллографа трудно быть уверенным в том, что в УМЗЧ отсутствуют паразитные колебания и что сам он обеспечивает качественное звуковоспроизведение.

Как уже говорилось ранее, характер нелинейных искажений в типичном УМЗЧ при работе на нагрузку сопротивлением 4 Ом отличается от того, что проявляется при 8-омной нагрузке. Это связано с тем, что при большем токе нагрузки оконечного каскада начинает заметно падать значение коэффициента передачи тока базы выходных транзисторов, в результате также возрастает нагрузка на транзисторы предоконечного каскада и возрастает уровень третьей гармоники усиленного сигнала. Надо заметить, что большинство громкоговорителей имеют ощутимые провалы полного сопротивления при изменении частоты сигнала.

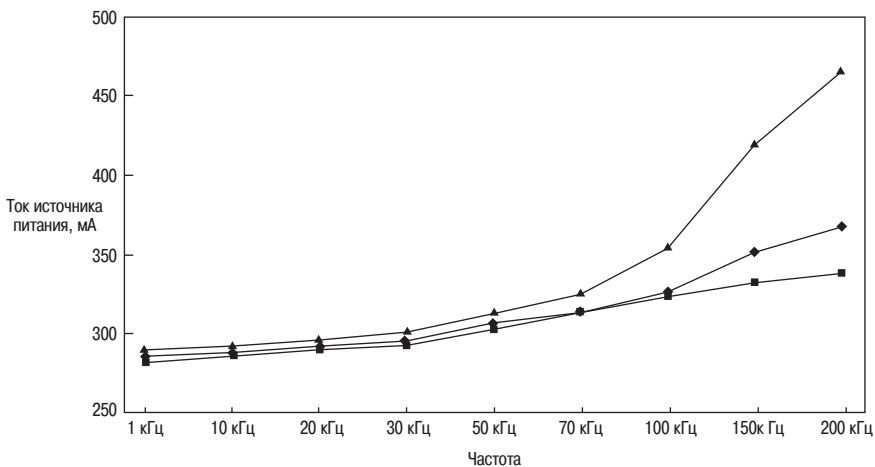
Как это ни прискорбно, но попытки как-то изменить номиналы элементов оконечного каскада не могут привести к заметному снижению уровня переходных искажений. При этом следует иметь в виду, что:

- определяющим с точки зрения уровня искажений является значение напряжения  $V_q$ , ток  $I_q$  не столь важен;
- для поддержания стабильности напряжения  $V_q$  требуется наличие схемы термокомпенсации, при этом нет необходимости в знании какой-либо другой информации, кроме температуры р-п-переходов транзисторов предоконечного и оконечного каскадов. Печально, но эта температура не может быть измерена непосредственно.

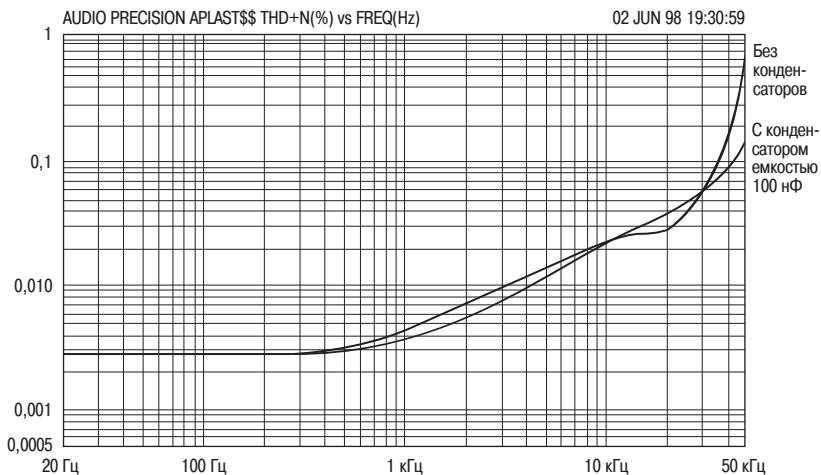
### 5.5.17. Инерционность переключения (искажение 3в)

Скорость переключения зависит от многих параметров, главными из них являются скоростные характеристики выходных транзисторов и топология выходной цепи. Если оставить в стороне физические процессы, происходящие в полупроводниках, и сосредоточиться на схемотехнике, то определяющим фактором является то, может ли база-эмиттерное напряжение смещения, подаваемое на транзисторы окончательного каскада, принимать при работе усилителя отрицательные значения. Среди распространенных вариантов исполнения окончательных каскадов УМЗЧ только в схеме, приведенной на рис. 5.46, база-эмиттерные р-п-переходы транзисторов могут оказаться смещенными в обратном направлении.

Вторым фактором является номинал резисторов в коллекторной и эмиттерной цепи транзисторов предоконечного каскада: чем их сопротивление меньше, тем быстрее рассасываются носители заряда и тем быстрее переключаются транзисторы. Применение этого правила позволяет заметно снизить уровень искажений на высоких частотах усиливаемого сигнала. Следует иметь в виду, что при снижении сопротивления этих резисторов также уменьшается длительность периода времени, в течение которого оба плеча двухтактного окончательного каскада находятся в проводящем состоянии (при работе на высоких частотах), что снижает эффективность работы и катастрофически увеличивает ток, потребляемый от источника питания [13]. Чтобы показать справедливость этого утверждения, на рис. 5.45 показан график зависимости тока потребления от частоты усиливаемого сигнала для различных значений сопротивления резистора, установленного в коллекторную цепь транзистора предоконечного каскада (использовалась схема на комбинированных парах с обратной связью).



**Рис. 5.45.** Зависимость тока потребления (мА) от частоты усиливаемого сигнала (кГц) при различных номиналах резистора в коллекторной цепи транзистора предоконечного каскада в схеме на комбинированных парах с обратной связью



**Рис. 5.46.** Зависимость КНИ от частоты сигнала при наличии ускоряющего конденсатора, включенного параллельно общему резистору, установленному в эмиттерной цепи транзисторов предоконечного каскада, и в отсутствие этого конденсатора (см. схему на рис. 5.46)

При использовании схемы, приведенной на рис. 5.46, подключение ускоряющего конденсатора параллельно общему эмиттерному резистору транзисторов предоконечного каскада позволяет заметно снизить величину КНИ на высоких частотах (рис. 5.46). На низких частотах эффект от установки конденсатора мало заметен, но при частотах выше 40 кГц величина КНИ снижается почти вдвое, что объясняется повышением скорости переключения транзисторов. Кроме этого, немного заметно улучшение в частотном диапазоне от 300 Гц до 8 кГц.

### 5.5.18. Тепловые искажения

Тепловые искажения усиленного сигнала вызываются циклическим изменением температуры элементов схемы УМЗЧ, происходящим с той же частотой, что и у сигнала, в результате чего изменяются параметры этих элементов. Для интегральных операционных усилителей это, и правда, является довольно серьезной проблемой, так как в них входные и выходные цепи расположены на одном кристалле полупроводника очень близко друг к другу. Но для УМЗЧ в дискретном исполнении тепловые искажения совершенно не заметны. Некоторые авторы говорят об их существовании, но исследования автора позволяют утверждать, что тепловые искажения в УМЗЧ на дискретных компонентах никак не проявляются. Пока что никто не привел объяснений того, как тепловые эффекты могут влиять на работу элементов УМЗЧ, какой примерно уровень имеют соответствующие искажения сигнала и с помощью какой схемы измерения можно было бы зафиксировать их наличие.

Если предположить, что какое-то влияние циклического изменения температуры элементов с частотой усиленного сигнала все-таки имеет место, то

соответствующие искажения проявлялись бы на очень низких частотах в виде второй или третьей гармоники. Но данный эффект не обнаруживается при измерениях. Наибольшего влияния следовало бы ожидать в оконечном каскаде, поскольку там элементами рассеивается наибольшая энергия, но и там тепловые искажения обнаружить не удастся.

Одно из объяснений отсутствия теплового эффекта заключается в большой тепловой инерционности р-п-переходов транзисторов (несколько секунд работы с молотком и зубилом – и читатель может воочию убедиться, что площадь кристалла полупроводника, расположенного внутри корпуса транзистора МJE340, в 4 раза больше, чем у TLO72). Из-за большой тепловой массы полупроводника его параметры не могут изменяться очень быстро, поэтому эти изменения не проявляются даже при частоте сигнала 10 Гц. Кроме того, на очень низких частотах коэффициент передачи контура ООС обычно велик – вполне возможно разработать УМЗЧ, у которого на частоте 10 Гц этот параметр будет достигать 100 дБ – хотя даже много меньших значений будет вполне достаточно, чтобы уменьшить уровень искажений ниже порога измерения на частотах до 1 кГц или около того.

Описанная в этой книге методика проектирования «безупречного усилителя» позволяет разработать УМЗЧ, величина КНИ которого на частоте 10 Гц достигает 0,0006% или даже меньше. Если бы тепловые искажения проявлялись, столь низкие значения коэффициента нелинейных искажений на малых частотах были бы недостижимы.

Довольно редко можно увидеть график зависимости КНИ от частоты, у которого имеется всплеск на очень низких частотах, но даже когда автору приходилось иметь дело с подобными УМЗЧ, всегда удавалось понизить низкочастотный уровень искажений заменой конденсатора, установленного между каскадами или в цепи обратной связи.

Тем не менее, автор проделал эксперимент, надеясь обнаружить хоть какие-то следы тепловых искажений. Для этого использовалась схема УМЗЧ класса В, сходная с той, что изображена на рис. 6.16 (за исключением того, что в оконечном каскаде были установлены комплементарные пары с обратной связью). Генератор входного сигнала, использовавшийся в эксперименте, обладал высокой точностью, но необходимо все же учесть конечную ширину спектра входного сигнала, поэтому в табл. 5.5 приведено сравнение амплитуд гармоник на входе и выходе УМЗЧ. Анализатор спектра, участвовавший в измерениях, имел частотный диапазон шириной 1 Гц (для частоты сигнала 10 Гц) и 4,5 Гц (для 1 кГц), чтобы отфильтровать широкополосный шум.

Эксперимент подтвердил две вещи: что генератор сигнала, и правда, является очень качественным и что исследовавшийся УМЗЧ обладает высокой линейностью. Никаких признаков тепловых искажений обнаружить не удалось.

Наконец, приведем еще одно доказательство. Рассмотрим УМЗЧ с оконечным каскадом на комплементарных парах с обратной связью, напряжение смещения в котором выбрано ниже оптимального, чтобы температура р-п-переходов выходных транзисторов не оказывала влияния на ток, текущий через них в режиме покоя – в этом случае положение рабочей точки покоя определяется только температурой транзисторов предоконечного каскада.

Таблица 5.5. Относительный уровень гармоник на входе и выходе УМЗЧ

	Частота 10 Гц	Уровень гармоник	Частота 1 кГц	Уровень гармоник
Основная	0,00013%	0,00031%	0,00012%	0,00035%
Вторая	0,00033%	0,00092%	0,00008%	0,00060%
Третья	0,00035%	0,00050%	0,000013%	0,00024%
Четвертая	<0,000002%	0,00035%	<0,000008%	0,00048%
Пятая	<0,00025%	<0,00045%	0,000014%	0,00024%
Шестая	<0,000006%	0,00030%	0,000008%	0,00021%
Седьмая	<0,000006%	<0,00008%	0,000009%	0,00009%
Восьмая	<0,000003%	0,00003%	0,000008%	0,00016%
Девятая	<0,000004%	0,00011%	0,000007%	<0,00008%
КНИ (Полоса пропускания 80 кГц )	0,00046%	0,00095%	0,00060%	0,00117%

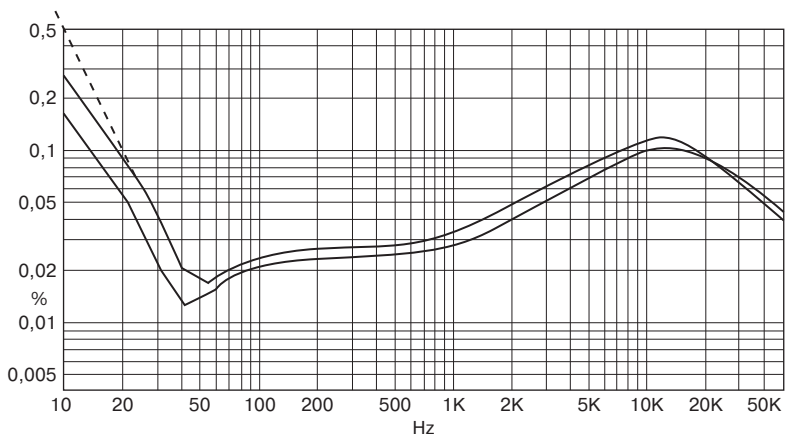
### 5.5.19. Тепловые искажения, возникающие в интегральных микросхемах усилителей мощности

Время от времени авторы, пишущие на тему низкочастотных усилителей, делают различного рода предположения о «тепловых искажениях». Очень часто предполагается, что причиной их возникновения являются циклические температурные изменения с частотой сигнала, вызывающие модуляцию параметров транзисторов. Без всяких сомнений, подобная проблема реально существует в мощных интегральных микросхемах, в которых как между входными, так и выходными полупроводниковыми приборами существует достаточно сильная тепловая связь, так как они располагаются в непосредственной близости на одном и том же микрокристалле кремния (чипе); однако, для усилителя мощности, выполненного на дискретных компонентах, подобная тепловая связь отсутствует, в силу чего также отсутствуют и подобные тепловые искажения.

Тепловые нелинейности в основном проявлялись бы в виде искажений второй или третьей гармоники, приобретая весомость на низких частотах, а явственнее всего данный эффект проявлялся бы в выходных каскадах Класа В, в которых тепловое рассеяние сильно изменяется на протяжении всего периода. В усилителях же мощности, выполненных на дискретных компонентах, такой эффект совершенно не наблюдался бы.

Но тепловые искажения, без всяких сомнений, действительно присутствуют в усилителях мощности, выполненных на интегральных микросхемах. На рис. 5.47 приводится частотная зависимость искажений для интегральной микросхемы усилителя мощности TDA 1522Q компании Филипс [Philips], которая, как уверен автор данной книги, подтверждает наличие эффекта. Уровень мощности при работе на нагрузку 8 Ом составлял 4,4 Вт, при нагрузке 4 Ом он составлял 8 Вт. Как и бывает в случае подобных усилителей уровень искажений обычно высок, однако, он резко проваливается (снижается) в районе частоты 40 Гц; единственное правдоподобное объяснение этого V-образного провала





**Рис. 5.47.** Частотная зависимость искажений для интегральной микросхемы усилителя мощности TDA 1522Q компании Филипс [Philips]. Уровень мощности составлял 4,4 Вт среднеквадратического значения при работе на нагрузку 4 Ом. Пунктирная линия показывает ход зависимости для скорости спада 12 дБ/октаву

заключается во взаимной компенсации искажений, причиной возникновения которых являются два совершенно различных источника. В области более низких частот относительно этого V-образного спада существуют искажения второй гармоники, нарастающие со скоростью 12 дБ/октаву с уменьшением частоты. НЧ разностная характеристика выглядит совершенно иначе по сравнению с искажениями в середине диапазона, которая представляет собой смесь второй и третьей гармоник, дополненную пиками перехода сигнала через нулевой уровень.

Частотная зависимость коэффициента суммарных нелинейных искажений снижается выше частоты 10 кГц из-за ограничения полосы пропускания частотой 80 кГц на разностной частотной характеристике и более высокого порядка гармонических составляющих, которые ответственны за искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень.

Все остальные возможные источники увеличения НЧ искажений такие, например, как несоразмерная развязка, были исключены. Для исключения возникновения нелинейности в схеме отсутствовал выходной конденсатор.

Представляется достаточно очевидным, что резкое возрастание в данном случае обязано своим происхождением тепловым искажениям, являющихся результатом обратной связи между выходным каскадом усилителя мощности и предшествующими каскадами усилителя, вероятнее всего, входным каскадом. Как следовало бы ожидать, данный эффект должен проявляться сильнее при увеличении нагрузки, так как это вызывает более интенсивный разогрев; в действительности, уменьшение нагрузки вдвое двукратно увеличивает значение измеряемого суммарного коэффициента нелинейных искажений в области частот ниже V-образного провала на частоте 40 Гц.

### 5.5.20. Выбор выходного каскада

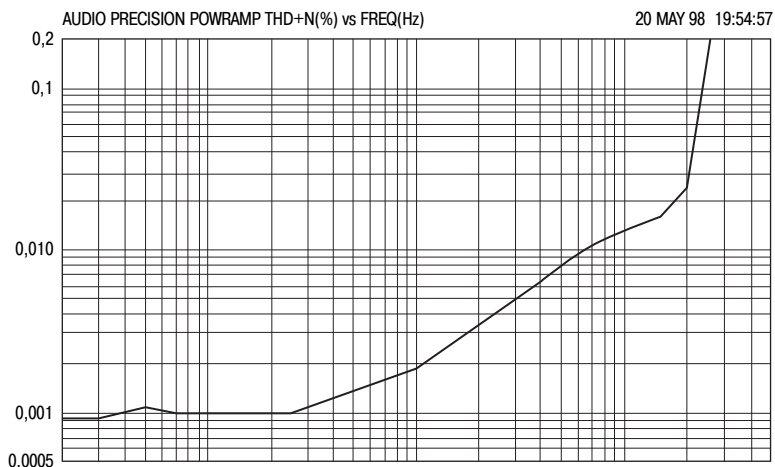
Даже если мы и придерживаемся какого-то наиболее подходящего типа выходного каскада, все равно перед нами остается слишком сложный, и часто затруднительный, выбор конкретного варианта. Стоимость пары комплементарных мощных полевых транзисторов, по крайней мере, вдвое превышает в настоящее время стоимость приблизительно аналогичной по характеристикам пары биполярных транзисторов, а с учетом плохой линейности характеристик и низкой эффективности этих приборов мотивационным побуждением их применения могут оказаться скорее стоимостные, а не технические характеристики.

Остановив свой взгляд на биполярных транзисторах, автор данной книги пришел к выводу, что для создания самого лучшего по характеристикам выходного каскада наиболее подходящими являются следующие кандидаты:

1. Выходной каскад, собранный по схеме эмиттерного повторителя Типа II, является наилучшим с точки зрения противостояния искажениям, вызванным процессом выключения полупроводниковых приборов, однако, обеспечение стабильности тока в рабочей точке ВАХ может оказаться достаточно проблематичным.
2. Топология схемы на паре, охваченной компенсационной (дополняющей, комплементарной) обратной связью, СФР, обеспечивает хорошую стабильность тока в рабочей точке ВАХ и низкое значение LSN (малосигнального шума - ?); ее наихудшей отрицательной стороной является то, что оказывается невозможной подача отрицательного смещения на базы выходных транзисторов для их быстрого выключения без использования дополнительных шин высоковольтного питания.
3. Выходной квази-комплементарный каскад с диодом Бэксандалла [Baxandall] достаточно близко имитирует по своей линейности каскады на эмиттерных повторителях, при этом сохраняя потенциальную перспективу сэкономить на полупроводниковых приборах выходного каскада. Но стабильность тока в рабочей точке ВАХ, не так хороша, как для каскадов на паре, охваченной дополняющей обратной связью, СФР.

### 5.5.21. Замыкание контура обратной связи: искажения, возникающие в полной схеме усилителя

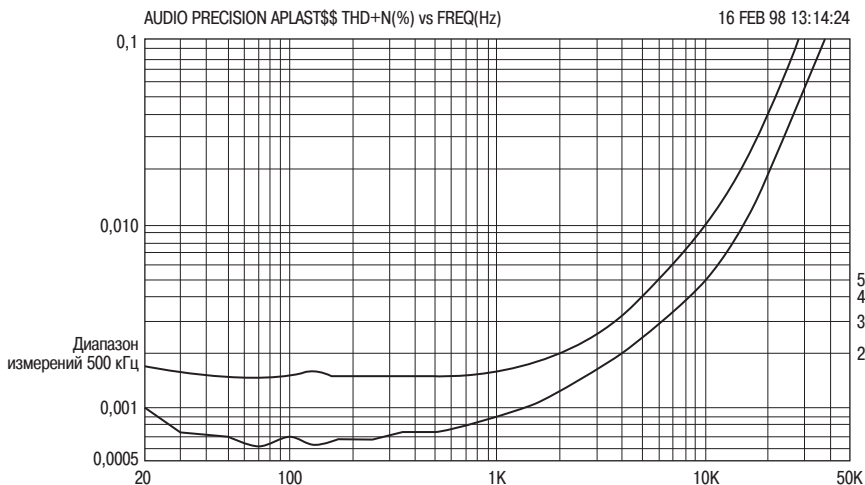
В Главе 4 данной книги было показано, как сравнительно простые правила расчета схемы могут обеспечить условия, при которых суммарный коэффициент нелинейных искажений одних только малосигнальных каскадов может быть снижен в акустическом диапазоне вплоть до значения менее 0,001 %, причем, с совершенно воспроизводимым результатом и без использования пугающе большого количества обратных связей. Объединяя эти подсистемы с



**Рис. 5.48.** Частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя с замкнутой цепью обратной связи, в выходном каскаде которого использована схема эмиттерных повторителей. Развиваемая мощность составляет 100 Вт при работе на нагрузку 8 Ом

одним из выходных каскадов, имеющим наибольшую линейность характеристики и описанным в Главе 4 данной книги, таким, например, как версия выходного каскада на паре с дополняющей обратной связью, CFP, который обеспечивает суммарный коэффициент нелинейных искажений в режиме разомкнутой цепи обратной связи в 0,014 %, а также имея в уме, что всегда возможно применение простой отрицательной обратной связи, нам начинает казаться, что у нас есть в наличии все условия для создания усилителя мощности, теоретически полностью избавленного от каких бы то ни было нелинейных искажений. Однако реальная жизнь очень редко оказывается такой простой...

(Следует обратить внимание, что АР зависимости (amplifier performance – рабочие характеристики усилителя), приведенные на рис. 5.5 - 5.7, были получены при среднеквадратической мощности усилителя 100 Вт, развиваемой при работе на нагрузку 8 Ом, от усилителя, имеющего погрешность на входе -70 дБ на частоте 10 кГц и усиление (в режиме замкнутой цепи - с/л) в 27 дБ, обеспечивающие коэффициент усиления обратной связи на этой частоте, равный 48 дБ. Эта точка находится гораздо выше частоты основного (доминантного) полюса и поэтому коэффициент усиления отрицательной обратной связи, снижающийся со скоростью 6 дБ/октаву, уменьшится до значения 37 дБ на частоте 20 кГц. Личный опыт автора позволяет предположить, что данное значение коэффициента усиления обратной связи близко к максимально безопасному значению для применения в большинстве каскадов высококачественной воспроизводящей аппаратуры класса HI-FI, при условии использования выходного дросселя, улучшающего устойчивость

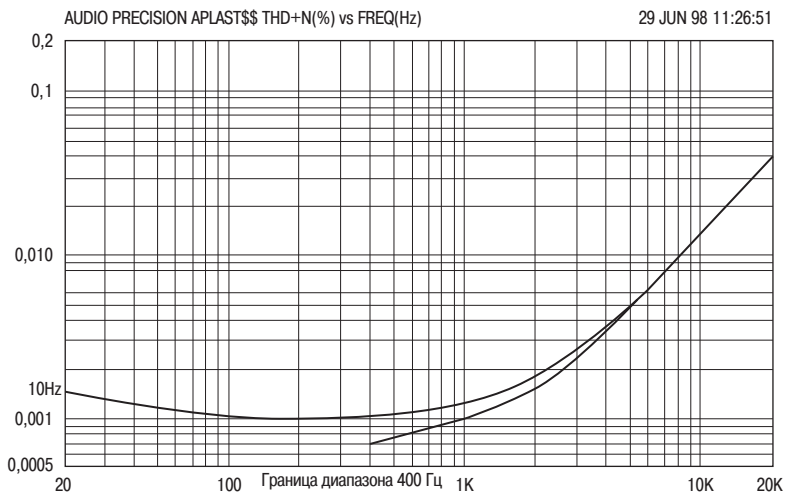


**Рис. 5.49.** Частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя с замкнутой цепью обратной связи с выходным каскадом на паре с комплементарной обратной связью, CFP. Развиваемая мощность составляет 100 Вт при нагрузке 8 Ом

усилителя при емкостном характере нагрузки. К сожалению, представляется, что опубликованных сведений по данному щекотливому вопросу не существует.)

На рис. 5.48 приводится частотная зависимость нелинейных искажений подобного усилителя с замкнутой цепью обратной связи, в выходном каскаде которого используется схема на эмиттерных повторителях, на рис. 5.49 приводятся аналогичная зависимость для усилителя с выходным каскадом на паре, охваченной дополняющей обратной связью, CFP. На рис. 5.50 приводится частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений для квази-комплементарного каскада с диодом Бександалла (Baxandall) [14]. В каждом случае искажения типа 1 и типа 2, а также искажения типов 4 – 7 были исключены методами, описанными как в последующих, так и предыдущих Главах книги, с целью сделать усилитель Безупречным во всех отношениях.

С одного взгляда будет видно, что все эти усилители вовсе не являются таковыми, в которых полностью отсутствуют искажения, хотя их характеристики значительно лучше, если провести сравнению с представителями обычного коммерческого оборудования. Суммарный коэффициент нелинейных искажений в области средних частот очень мал, значительно ниже минимального уровня шума 0,0007 %, при этом обычный подъем в области частот ниже 100 Гц очень незначителен. Однако, выше частоты 2 кГц суммарный коэффициент нелинейных искажений возрастает с частотой со скоростью, находящейся между значениями 6 и 12 дБ/октаву, а разностная характеристика искажений в этой области совершенно очевидно связана во времени с областью искажений, вызванных перехода сигнала через



**Рис. 5.50.** Частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя с замкнутой цепью обратной связи; использован квази-комплементарный выходной каскад с диодом Бександалла. Мощность усилителя составляет 100 Вт при работе на нагрузку 8 Ом

нулевой уровень, и состоит из гармоник более высокого порядка, а не из гармоник второго или третьего порядка. Абсолютно интригующим является обстоятельство, что квази-комплементарный выходной каскад с диодом Бександалла обеспечивает почти то же самое значение суммарного коэффициента нелинейных искажений в ВЧ области, что и топология каскада на эмиттерных повторителях, что является доказательством утверждения, приведенного на стр. 119 книги, что добавление в схему диода Бександалла самым действенным образом превращает обычный квази-комплементарный каскад, характеризующийся явно выраженной асимметрией искажений перехода сигнала через нулевой уровень, в достаточно приемлемое подражание комплементарному каскаду на эмиттерных повторителях. Самый наименьший уровень суммарных нелинейных искажений в ВЧ области характерен для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР; это обстоятельство не может быть связано с нелинейностью в области большого сигнала, так как влияние этого фактора незначительно при использовании нагрузки 8 Ом для всех трех приведенных типов выходных каскадов, и поэтому происходящее должно быть обязано произведению (результату взаимодействия) гармоник высоких порядков искажений перехода сигнал через нулевой уровень.

Приведенные в данной книге количественные значения величины искажений, как правило, гораздо ниже, чем приводящиеся обычно. Автору книги хотелось бы особо подчеркнуть, что они вовсе не являются какими-то необычными или невоспроизводимыми числами; они являются результатом самого внимательного отношения ко всем без исключения основным источникам искажений, а не

**Таблица 5.6.** Итоговые значения, характеризующие рабочую характеристику усилителя с замкнутой цепью обратной связи

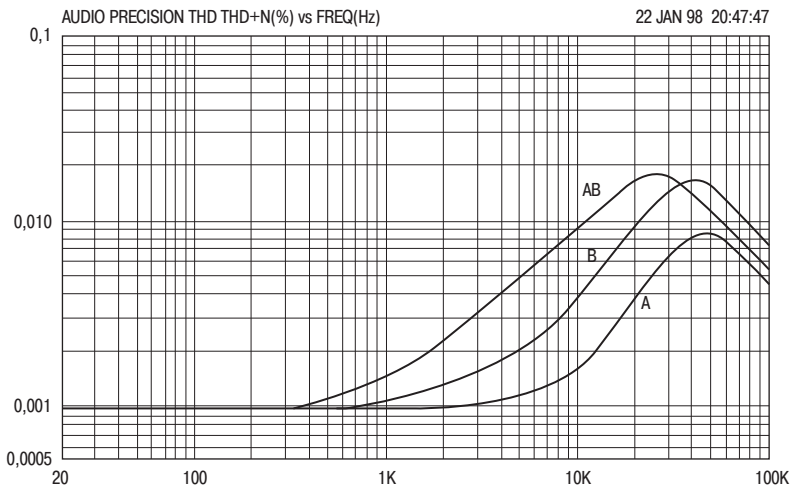
	1 кГц	10 кГц
Эмиттерный повторитель, EF	0,0019%	0,0013%
Пара с комплементарной ОС, CFP	0,0008%	0,005%
Квази-комплементарная схема Бакстрейна	0,0015%	0,015%

только к одному или двум. Автор книги во время ее написания самолично изготовил 12 моделей версии усилителя с каскадом, охваченным комплементарной обратной связью, CFP, все их характеристики в ходе экспериментирования изменялись незначительно.

Искажения при введении режима замкнутой цепи обратной связи намного больше по сравнению с теми, которые возникают при работе только одного малосигнального каскада; однако, если входная пара плохо спроектирована, ее ВЧ искажения могут легко превысить те, которые вызваны работой выходного каскада.

Используемый нами коэффициент усиления цепи обратной связи является минимум 70-кратным на всей полосе пропускания (будучи значительно больше в НЧ области), и все выходные каскады, исследованные выше, по большей части способны обеспечить в режиме разомкнутой цепи значение суммарного коэффициента нелинейных искажений менее, чем 0,1 %. Представляется, что их комбинация могла бы обеспечить в режиме замкнутой цепи семидесятикратное улучшение показателей нелинейности, т.е. ниже 0,001 % в диапазоне частот от 10 Гц до 20 кГц. Этот счастливый результат, к сожалению, не достигается, и нам в действительности важнее установить причины, почему такое все же не происходит...

Прежде всего, когда усилитель с зависимым от частоты коэффициентом усиления отрицательной обратной связи генерирует искажения, его фактическим уменьшением является не то значение, которое связано с коэффициентом усиления отрицательной ОС в области фундаментальной частоты, а та величина, которая оказывается фактически достижимой на частоте рассматриваемой гармоники. Стандартный усилитель, имеющий снижение коэффициента усиления в режиме разомкнутой цепи ( $\alpha \setminus l$  gain) в 6 дБ/октаву, будет вдвое менее эффективным при уменьшении искажений четвертой гармоники, чем, если бы это было при уменьшении искажений второй гармоники. LSN (малосигнальный шум -?) представляет, в основном, третью (или, возможно) вторую гармонику, и поэтому отрицательная ОС будет воздействовать на них весьма эффективно. Однако, как при искажениях перехода сигнала через нулевой уровень, так и при искажениях, возникающих при переключении (полупроводниковых приборов), генерируются гармоники высоких порядков, причем их порядок может оказаться весьма существенным, вплоть, по крайней



**Рис. 5.51.** Усилитель на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, в режиме замкнутой цепи. Установка тока в рабочей точке ВАХ для режима работы в классе АВ обеспечивает более высокое значение суммарного коэффициента нелинейных искажений в ВЧ области по сравнению с режимами работы усилителя в Классах А или В

мере, до девятнадцатого порядка; на них влияние процесса линеаризации значительно меньше. Если фундаментальная частота смещается вверх, частоты гармоник смещаются также в сторону увеличения частоты, и преимущество будет достигнуто от использования более слабой обратной связи. Это является основной причиной для дифференцированного подхода к анализу большого числа разностных характеристик; гармоникам более высоких порядков придается особое значение при скорости спада в 6 дБ/октаву.

Здесь приводится реальный пример невозможности отрицательной обратной связи «вылечить» все возможные болячки усилителя. Чтобы уменьшить ВЧ искажения, нам необходимо уменьшить отклонения коэффициента усиления в точке кроссовера (точке перехода сигнала через нулевой уровень) выходного каскада до того, как будет замкнута цепь обратной связи. Представляется, что не существует реальных и очевидных возможностей выполнить это минимальными изменениями в любом из обычных выходных каскадов; мы можем только оптимизировать величину тока в рабочей точке ВАХ.

Как указывал автор книги на стр. 33, усилитель Класса АВ не представляет собой лучший вариант, так при его работе возникают более высокие искажения по сравнению с усилителем Класса В, (точнее было бы сказать, что скорее, даже весьма существенные), поэтому его применение не может дать существенной выгоды. На рис. 5.51 это видно очень отчетливо для случая с замкнутой цепью ОС; у усилителя Класса АВ очевидно самые плохие характеристики. (Как и

---

ранее, для тока в рабочей точке усилителя Класса АВ было задано соотношение 50:50 м/с из-за удвоения значения крутизны  $g_m$  на разностной характеристике.)



## 5.6. Заключение

1. Следует избегать применения в оконечных каскадах УМЗЧ режимов класса АВ, поскольку уровень нелинейных искажений в этом случае выше, чем при использовании режимов класса А или В.

2. Мощные полевые транзисторы в оконечных каскадах позволяют избежать некоторых проблем, присущих биполярным транзисторам, но при этом ухудшается линейность и существенно повышается стоимость усилителя.

3. Уровень нелинейных искажений на выходе «безупречного усилителя» при работе на нагрузку сопротивлением 8 Ом в основном определяется переходными искажениями типа «ступенька» и инерционностью переключения выходных транзисторов на высоких частотах. При уменьшении сопротивления нагрузки до 4 Ом и ниже возрастает амплитуда третьей гармоники, обусловленной действием искажений большого сигнала, возникаемых из-за снижения коэффициента передачи тока базы при увеличении тока выходных транзисторов.

## Глава 6. Выходной каскад II

---

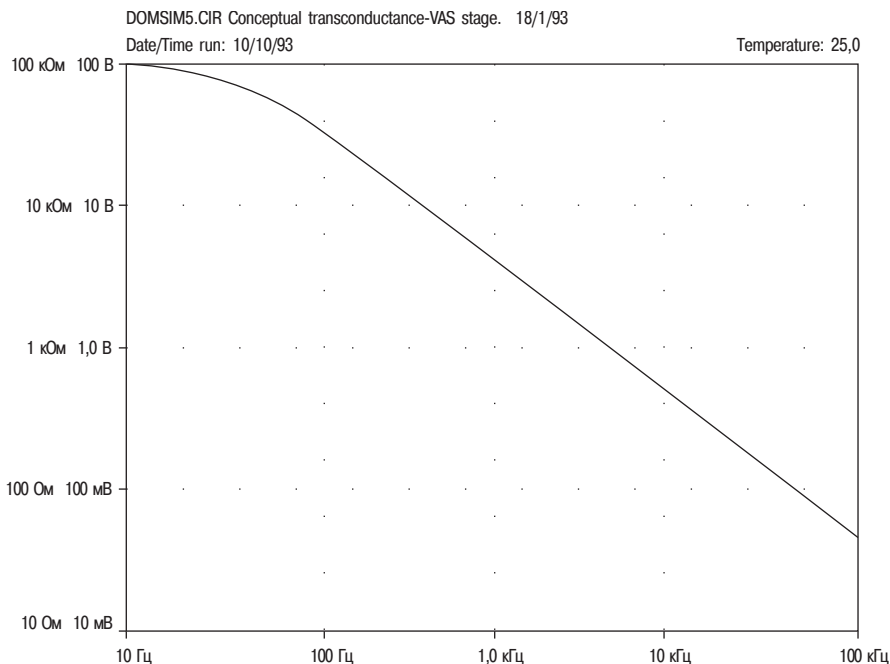
### 6.1. Искажения № 4: искажения, вызванные нагрузкой каскада усилителя напряжения

Под искажениями, обозначенными под порядковым номером 4, понимаются такие искажения, которые обусловлены характером нагрузки каскада усилителя напряжения, т.е. обусловлены сугубо нелинейным характером входного полного комплексного сопротивления (импеданса) выходного каскада класса В. Данная проблема уже рассматривалась в главе 4 с точки зрения каскада усилителя напряжения, где было показано, что в силу того, что каскад усилителя напряжения предназначен для усиления по напряжению, то его коллекторное полное комплексное сопротивление стремится иметь высокое значение. А это делает его весьма уязвимым со стороны нелинейной нагрузки, за исключением тех случаев, если только не используется либо буферный каскад, либо иные меры защиты.

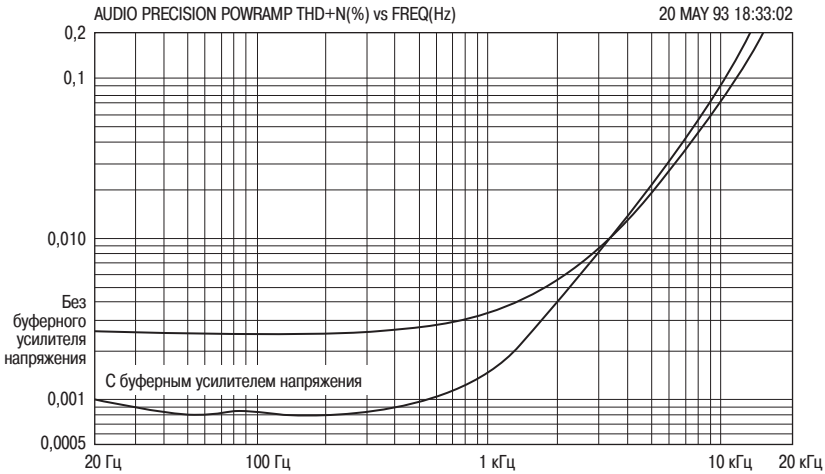
Каскад усилителя напряжения в повседневной практике линеаризуется (зачастую даже без осознания этого факта) введением местной отрицательной обратной связи посредством *dominant-pole* конденсатора Миллера,  $C_{dom}$ , что является достаточно весомым аргументом против использования еще каких-нибудь методов компенсации. Если искажения каскада усилителя напряжения продолжают вносить значительную долю в общий уровень искажений усилителя, то тогда коэффициент усиления разомкнутой локальной цепи каскада усилителя напряжения может быть увеличен для того, чтобы усилить влияние цепи локальной обратной связи. Достаточно очевидным способом является увеличение полного комплексного коллекторного сопротивления каскада усилителя напряжения, а следовательно, и усиления за счет использования каскодной схемы. Однако, если этот метод используется без применения буфера, каскод практически не будет оказывать никакого влияния на нагрузку выходного каскада. Использование же буфера каскада усилителя напряжения устраняет данную проблему.

Как уже объяснялось в главе 4, полное комплексное сопротивление на коллекторе каскада усилителя напряжения, оставаясь на низких частотах по сравнению с остальными модами достаточно высоким, начинает снижаться с увеличением частоты по мере того, как все больше проявляется влияние  $S_{dom}$ . По этой причине искажения номер 4 обычно могут наблюдаться на низких частотах. Помимо этого, они достаточно часто маскируются увеличением в выходном каскаде искажений свыше *dominant-pole* частоты  $P1$  по мере того, как уменьшается общая отрицательная обратная связь.

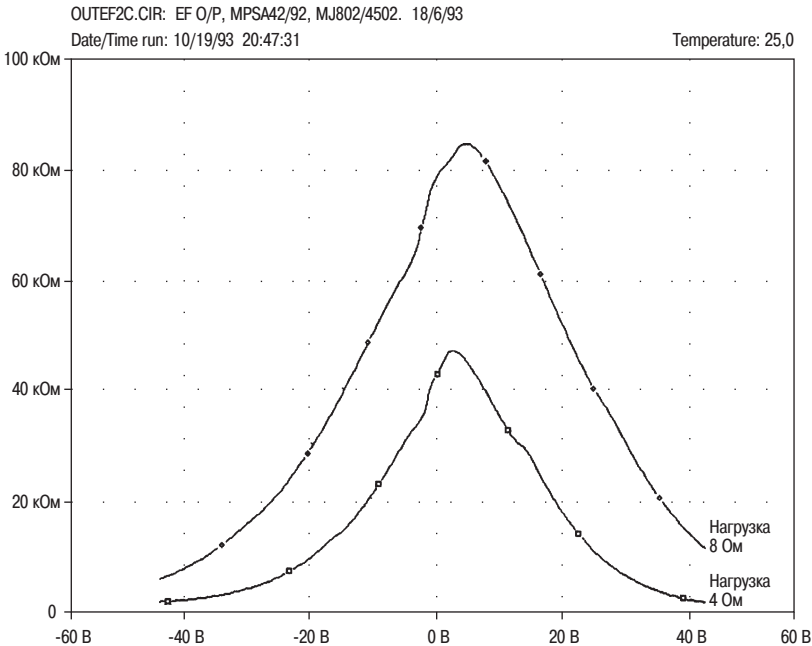
Характер снижения полного комплексного сопротивления каскада усилителя напряжения с увеличением частоты приведен на рис. 6.1, зависимость получена с использованием абстрактной модели Спайса (Spice) в главе 4, для которой использованы реально применяемые на практике значения параметров. Основной вклад в значение коллекторного сопротивления каскада усилителя напряжения дает НЧ полное комплексное сопротивление, но оно уменьшается наполовину с каждой октавой после достижения значения частоты  $P1$ . При достижении значения частоты 3 кГц полное комплексное сопротивление снижается до величины 1 кОм, продолжая снижаться с увеличением частоты. Тем не менее, оно обычно остается достаточно высоким относительно входного полного комплексного сопротивления выходного каскада усилителя класса В, чтобы внести заметные искажения в линейность; реальное влияние продемонстрировано на рис. 6.2.



**Рис. 6.1.** Искажения №4: полное комплексное коллекторное сопротивление каскада усилителя напряжения снижается с увеличением частоты на величину 6 дБ/октаву



**Рис. 6.2.** Проявление влияния искажений №4: нижняя кривая показывает влияние буферного каскада усилителя напряжения



**Рис. 6.3.** Искажения №4 и их основная причина: нелинейное входное полное комплексное сопротивление эмиттерного повторителя выходного каскада Класса В

В главе 4 было показано, что в противовес каскодированию эффективным средством улучшения линейности каскада усилителя напряжения является добавление эмиттерного повторителя в контуре локальной обратной связи каскада усилителя напряжения, увеличивающего коэффициент усиления отрицательной обратной связи за счет увеличения эффективного значения бета по сравнению с величиной коллекторного полного комплексного сопротивления. Наряду с достижением хорошей линейности характеристики каскада усилителя напряжения, это позволяет получить значительно меньшее значение коллекторного полного комплексного сопротивления в диапазоне акустических частот, а также значительно увеличивает сопротивляемость влиянию искажений номер 4 по сравнению с использованием каскодного метода. В этом случае отпадает необходимость использования буферного каскада усилителя напряжения, следовательно, в этом методе используется меньшее количество элементов. Единственный недостаток заключается в возросшей склонности к паразитным осцилляциям в области отрицательного среза при использовании в выходном каскаде комплементарной (парной дополняющей) обратной связи (CFP).

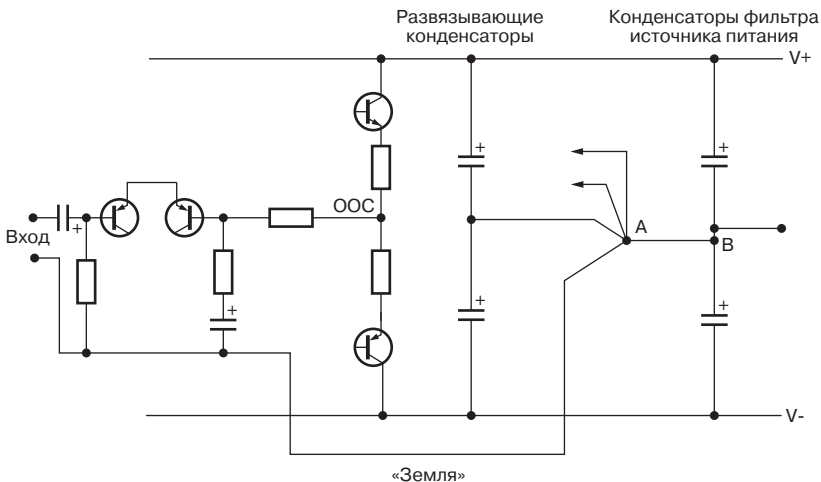
Зависимости на рис. 6.3 подтверждают, что входное полное комплексное сопротивление обычного выходного каскада на эмиттерном повторителе типа I является крайне нелинейным; расчетные кривые получены методом моделирования, имеющим оптимальное значение  $I_q$  (тока в рабочей точке ВАХ) работы выходного каскада Spice. Даже при использовании очень нетребовательной нагрузки величиной 8 Ом полное комплексное сопротивление изменяется в отношении 10:1 при полном размахе амплитуды выходного напряжения. У выходного каскада на эмиттерном повторителе типа II (использующего совместное управляющее эмиттерное сопротивление) имеется большее на 50% полное комплексное сопротивление в точке перехода через нулевое значение (точке изменения полярности сигнала, точке кроссовера), однако, диапазон изменения величин достигает еще большего значения. В выходных каскадах с комплементарной (парной дополняющей) обратной связью, CFP, наблюдается еще более сложный характер изменения, который включает резкое снижение до значения, меньшего, чем 20 кОм в точке перехода через нулевое значение (кроссовера). Во всех случаях недостаточное смещение приводит к дополнительным резким изменениям полного комплексного сопротивления в точке перехода через нулевое значение (кроссовера).

## 6.2. Искажения № 5: искажения развязывающих (элементов) шин (питания)

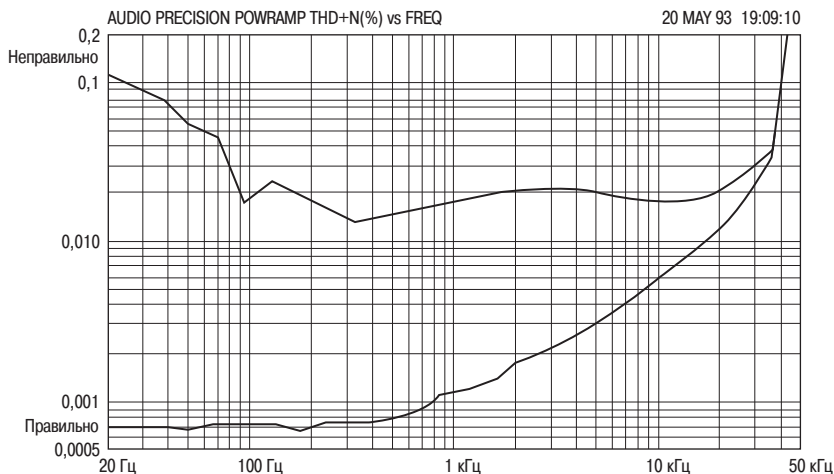
Практически во всех усилителях в разном виде шины питания имеют развязывающие элементы, расположенные отдельно от накопительных конденсаторов сети питания; они обычно необходимы, чтобы гарантировать стабильность по высокой частоте. Стандартные меры по развязке включают использование от небольших до средних по величине емкости электролитических конденсаторов (например, от 10 до 470 мкФ), подключенных между каждой из шин и землей, однако, неизбежным последствием этого является то, что изменение напряжения на шинах питания вызывает протекание тока в точку, избранную в качестве заземления. Этот способ

является именно тем, который определяет коэффициент подавления источника питания усилителя (PSRR), но он также является тем фактором, который может серьезно нарушить линейность.

При использовании нестабилизированного источника питания (как будет показано далее в Главе 8, для использования именно такого источника питания существует почти безграничный ряд причин), включающего в свой состав трансформатор, мостовой выпрямитель и накопительные конденсаторы, для шин питания такого источника характерно не равное нулю полное комплексное сопротивление по переменной составляющей, при этом изменения в напряжении будут обязаны своим происхождением токам нагрузки в усилителях, а также напряжению пульсаций с частотой 100 Гц. В усилителях класса В форма токов, протекающих по шинам питания, представляет однополупериодное выпрямленное синусоидальное напряжение, характеризующееся повышенным содержанием высших гармоник, которые при попадании в сигнал вносят значительные искажения. Обычным способом взаимодействия является использование развязывающей земли, совместной для входной цепи и цепи обратной связи, а использование отдельной развязки по земле обычно обеспечивает окончательное решение проблемы. Данному факту очень легко не придать должного значения, а попытки улучшить линейность усилителя, сосредоточившись на входной паре, каскаде усилителя напряжения и т.п., могут оказаться обреченными на тщетность до тех пор, пока механизм этих искажений прежде не будет устранен. В качестве простого и обязательного правила необходимо использовать развязывающую землю отдельно от общей точки разветвления цепей заземления, как показано на рис. 6.4. (Следует обратить особое внимание что общая точка разветвления земли А выбрана на короткой отпайке от массивного проводника, соединяющего накопительные



**Рис. 6.4.** Искажения №5: корректный метод подведения развязывающего заземления к общей точке разветвления цепей заземления



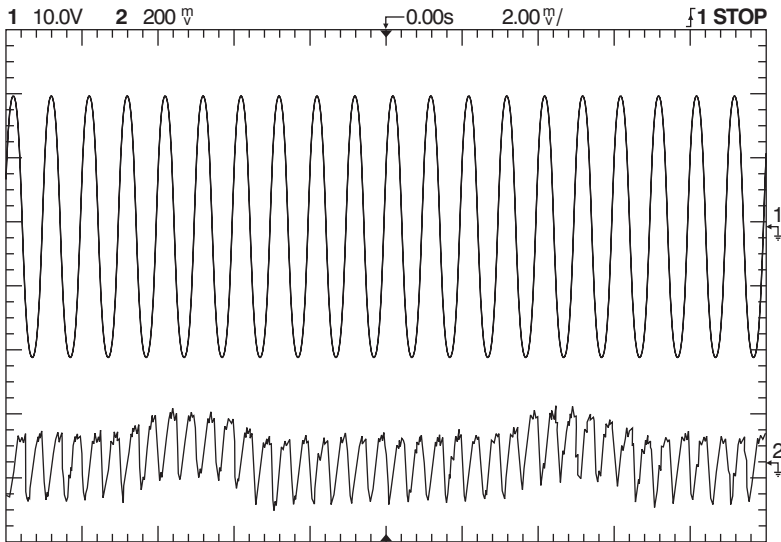
**Рис. 6.5.** Проявление искажений № 5: верхняя кривая на частотной зависимости получена простым переключением точки развязывающей земли от общей точки разветвления заземляющих контуров к контуру заземления по входу

конденсаторы; попытка использовать точку В в качестве общей точки разветвления цепей заземления будет приводить к дополнительным пульсациям из-за больших по величине импульсных токов заряда накопительных конденсаторов, протекающих по этой точке.)

На рис. 6.5 продемонстрировано влияние этого эффекта на совершенный во всех отношениях усилитель Blameless (60 Вт, 8 Ом), имеющий развязывающий конденсатор шины питания емкостью 220 мкФ; на частоте 1 кГц уровень искажений возрастает более чем в 10 раз, результат, который следует признать более, чем плохим. Однако на частоте 20 Гц суммарный коэффициент нелинейных искажений возрос стократно, превратив очень хороший усилитель в крайне посредственный за счет всего лишь одного неверно выполненного соединения.

При исследовании формы сигнала на шине питания обычно будет наблюдаться пульсирующий сигнал с частотой 100 Гц, амплитуда которого будет превышать амплитуду сигнала усилителя класса В, поэтому часть искажений на верхней кривой будет на самом деле определяться пульсациями. На эту мысль наводит провал на частоте 100 Гц, когда пульсации частично нейтрализуют сигнал во время проведения измерений. Ниже частоты 100 Гц кривая опять возрастает по мере того, как большая по величине нагрузка прикладывается к накопительным конденсаторам, напряжение сигнала на шине увеличивается, и ток с более высоким уровнем искажений попадает в контур заземления.

На рис. 6.6 демонстрируются типичные остаточные искажения номер 5, полученные при сознательном подключении развязывающего конденсатора отрицательной шины питания к входной земле вместо правильного выполнения соединения его собственного обратного провода к дальней точке разветвления заземляющего контура. Суммарный коэффициент нелинейных искажений возрос



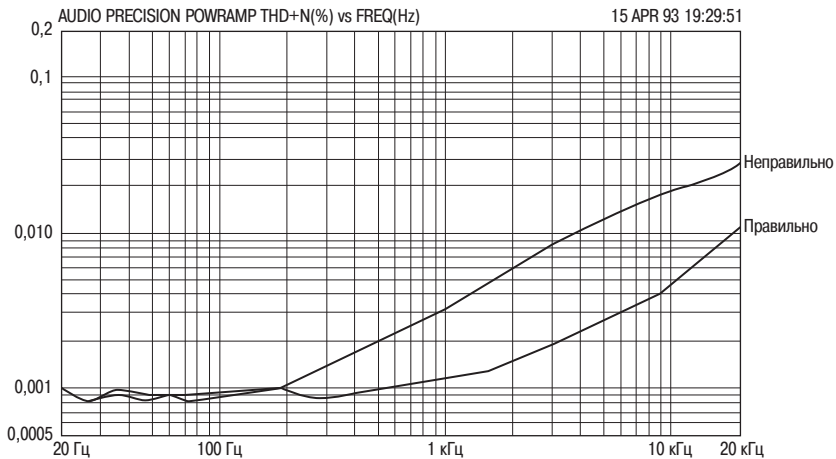
**Рис. 6.6.** Остаточные искажения №5

с 0,00097 % до 0,008 %, основной вклад в которые дала вторая гармоника. Искажения номер 5 легко идентифицировать, так как они характеризуются пульсациями второй гармоники напряжения питания (имеющими частоту 100 Гц). Искажения же номер 6 и номер 7 не проявляются в виде дополнительных пульсаций. Ухудшение характеристики за счет пульсаций в данном случае – два горба на нижней кривой – достаточно значительное и дает существенный вклад в величину суммарного коэффициента нелинейных искажений.

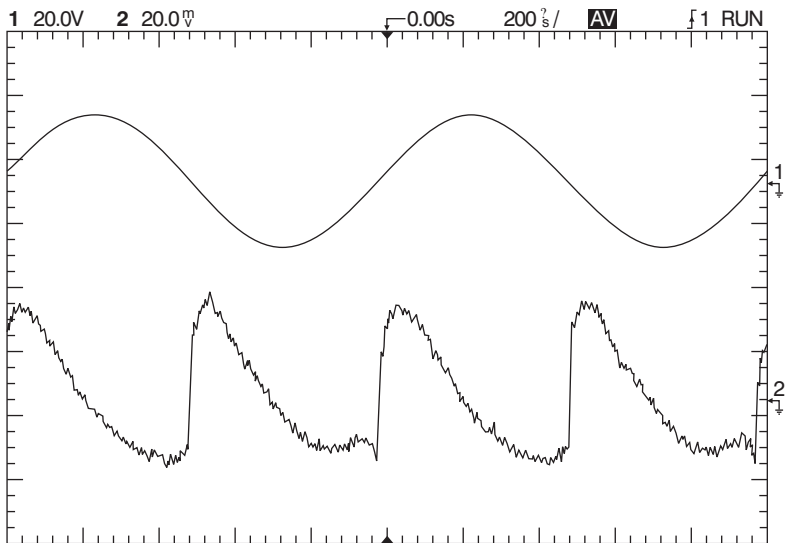
В качестве основного правила можно считать, что если в усилителе удалось освободиться от пульсаций в режиме возбуждения (*drive conditions*), которые выявляются с использованием частотной зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений, на которой на остаточной кривой отсутствуют элементы пульсации, то это значит, что будут отсутствовать искажения, вносимые шинами питания, а значит, совершенно отсутствует необходимость использовать сложные и неэффективные мощные стабилизаторы питания.

Сравнительно недавно в литературе велась обширная дискуссия относительно искажений, вызываемых коэффициентом подавления источника питания, см., например, работу Грегга Болла (Greg Ball) [11]. Автор справочника частично согласен с высказываемой рядом авторов точкой зрения, в которой они считают, что, возможно, усилитель мощности может иметь значение коэффициента подавления 25 дБ, делая единственным ответом на это целый набор из дорогих высоковольтных стабилизаторов. Помимо этого Грег Болл в самом начале работы принимает, что усилитель мощности имеет точно такие же характеристики коэффициента подавления источника питания, что и операционный усилитель, т.е.





**Рис. 6.7.** Воздействие искажений № 6. На верхней кривой демонстрируется влияние наводок в цепях прохождения сигнала от шины питания в усилителе Класса В



**Рис. 6.8.** Искажения № 6. Наводки в цепи отрицательной обратной связи, вызванные током, проходящим по отрицательной шине источника питания с однополупериодным выпрямлением, увеличивают суммарный коэффициент нелинейных искажений до величины 0,0021 %. Результат 64 кратного усреднения.

характеризуется постоянным снижением со скоростью порядка 6 дБ/октаву. Однако совершенно нет никакой необходимости считать, что дело обстоит именно так в результате введения развязывающей RC-цепи (с малой постоянной времени), помимо этого Болл в конце его статьи утверждает, что гораздо более элегантно решение «... должно зависеть от высокого значения коэффициента подавления источника питания в собственно усилителе». Более детально данная проблема будет обсуждаться в главе 8.

### 6.3. Искажения № 6: наведенные искажения

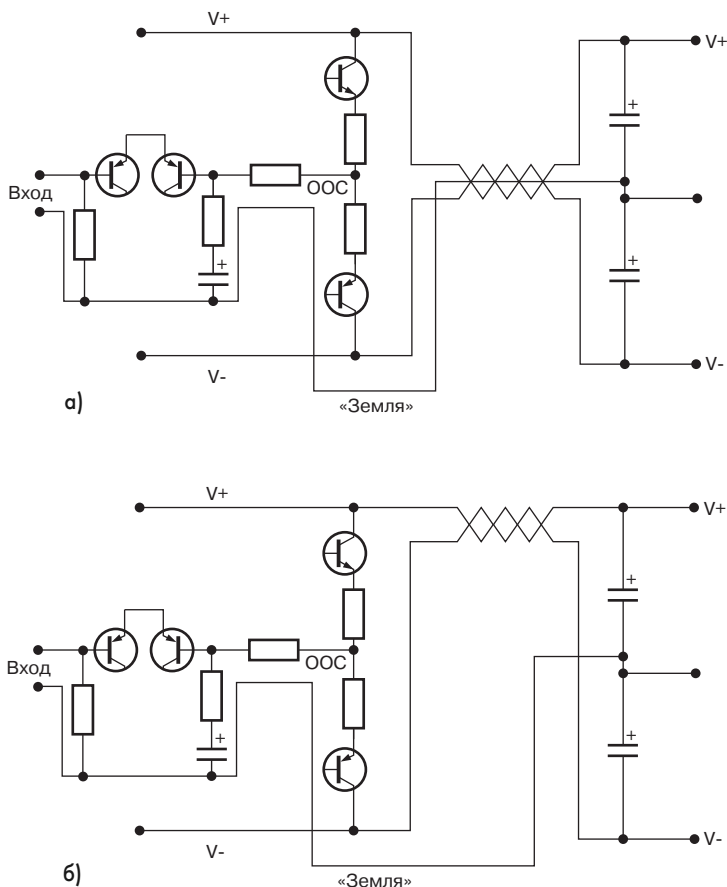
Наличие данного вида искажений, точно так же, как и искажений Номер 5, определяется непосредственно самой природой выходного каскада класса В. Если на входе присутствует сигнал синусоидальной формы, то на выходе однозначно также будет сигнал с хорошей синусоидальной формой, однако, токи, протекающие по шинам питания, имеют форму однополупериодновыпрямленных синусоидальных сигналов, которые будут создавать за счет индукции паразитные сигналы в чувствительных цепях схемы. Это проявляется в значительном увеличении искажений, что демонстрируется на рис. 6.7.

Сигналы помех могут индуцироваться во входных цепях, контуре обратной связи и даже кабеле, идущем на выходные клеммы. Результатом является возникновение ярко выраженного зубца различного вида на разностной (остаточной, в чистом виде) характеристике искажений и большие дополнительные элементы искажений, которые нарастают со скоростью 6 дБ/октаву с увеличением частоты.

Разностная характеристика искажений номер 6 приводится на рис. 6.8. Для получения данной характеристики шина питания от источника напряжения была проложена параллельно цепи отрицательной обратной связи. Коэффициент суммарных нелинейных искажений увеличился более, чем вдвое, оставаясь при этом все-таки достаточно низким (достигнув значения 0,0021 %). Использован метод 64-кратного усреднения. Искажения номер 6 определяются чрезвычайно просто в том случае, если имеется возможность перемещения кабеля источника питания постоянного тока: при изменении трассы его прокладки величина генерируемых помех будет существенно изменяться.

Проявление такого типа наводок было впервые отмечено в работе Шерри (Sherri) [2], которая заслуживает большего внимания. В конце концов эффект был признан, и в течение многих лет некоторое количество практиков старались избежать его проявления [3]. Тем не менее, автор данной книги на основе исследования большого количества усилителей мощности, имеющих различную степень совершенства, понял, что данный эффект, оставаясь практически неизвестным для широкого круга разработчиков, является, скорее всего, наиболее широко распространенной причиной дополнительных искажений.

Вклад искажений номер 6 может быть уменьшен ниже порога измерений за счет принятия особых мер при выборе места расположения кабелей питания относительно сигнальных цепей, а также мер, предусматривающих отсутствие петель, способствующих излучению или приему электромагнитного излучения. Автор надеется, что он был бы в состоянии предложить несколько достаточно простых и



**Рис. 6.9.** Искажения № 6. Меры по противодействию наводкам от шин питания. Метод, приведенный на рис. 6.9б на практике оказывается более эффективным.

точных правил, следуя которым при трассировке шин питания можно было бы полностью избежать данной проблемы, однако, у каждого усилителя имеется своя собственная схема, что необходимо учитывать при физическом расположении токопроводящих шин питания. Тем не менее, основные правила можно изложить следующим образом.

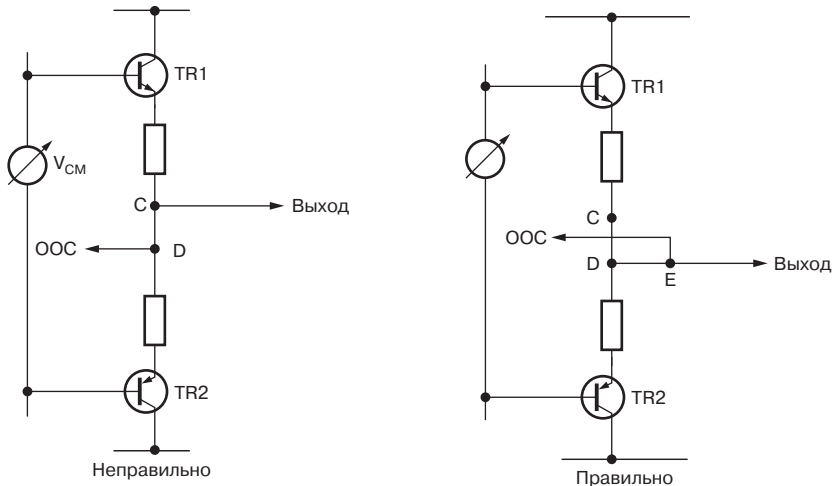
Прежде всего необходимо обеспечивать скрупулезное сведение к минимуму площади, охватываемой при изгибе проводниками (витками) входных цепей и цепей обратной связи; прокладывать каждую сигнальную цепь как можно ближе к заземляющему обратному проводу. Во-вторых, необходимо прежде всего свести к минимуму способность проводов питания излучать магнитные поля; в третьих, оставлять как можно большее пространство между этими двумя обла-

стями. Обычный воздушный промежуток по ценовым затратам всегда превосходит любое экранирование.

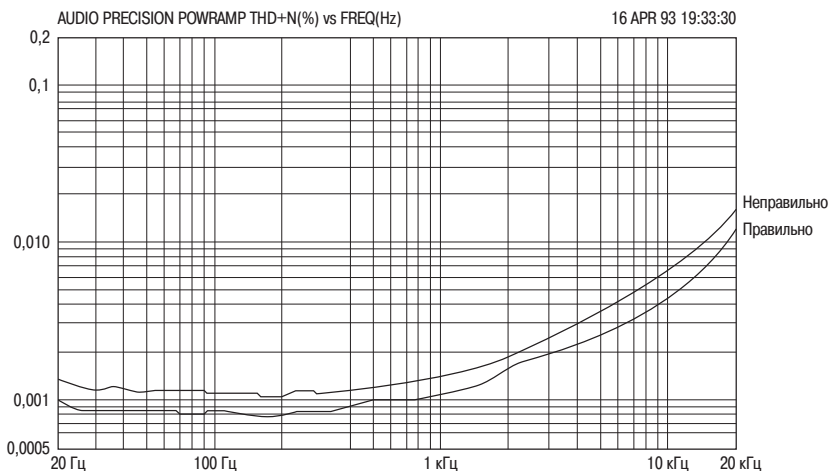
На рис. 6.9 продемонстрирован простой, что называется в лоб, способ решения проблемы. Провода источника питания и земли для того, чтобы уменьшить излучение, плотно перекручены вместе. На практике такой метод не представляется таким уж и эффективным по той причине, что не кажется вполне очевидным, однако, при этом включает в себя очевидные проблемы, связанные с обеспечением совершенно точного взаимодействия между тремя перекрученными проводниками. На рис. 6.9 показано, что провода источника питания свиты вместе, однако, проложены на достаточно большом расстоянии от земляного провода. При этом способе будет происходить излучение, однако, если токи в двух проводниках от источника питания компенсируют друг друга, обеспечивая хорошую синусоидальную форму сигнала на входе, то они будут вести себя точно так же в отношении генерируемых магнитных излучений. При использовании данного приема в стереофонических усилителях существует определенный риск возникновения перекрестных помех между каналами, однако, он действительно оказывается весьма эффективным в ряде случаев для решения проблемы наведенных искажений.

#### 6.4. Искажения № 7: искажения, связанные с точкой подключения обратной отрицательной обратной связи

Мнение, что отрицательная обратная связь является мощнейшим техническим приемом, уже стало избитой, старой банальностью, однако, подобно остальным сильнодействующим средствам, должна применяться с известной осторожностью, если необходимо избежать ВЧ нестабильности, сопровождаемой шипящими звуками в ВЧ динамике.



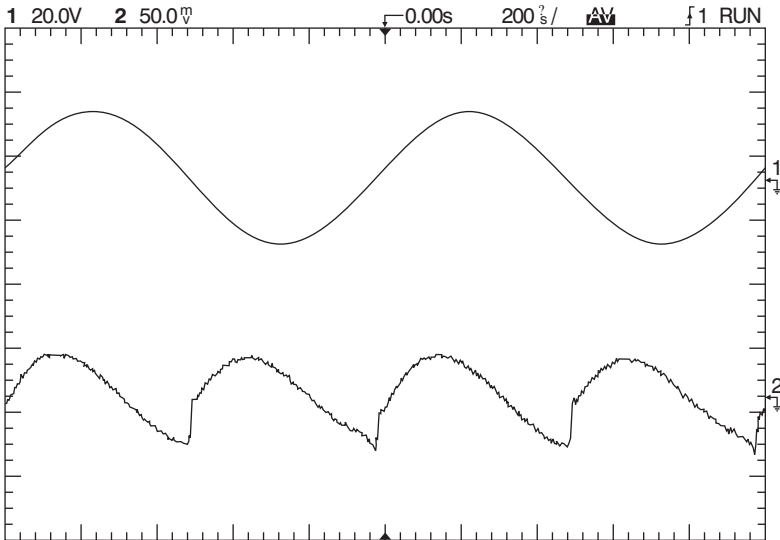
**Рис. 6.10.** Искажения № 7. Неправильный и верный способ выбора точки подключения критической обратной связи



**Рис. 6.11.** Искажения № 7: наглядное проявление. Верхняя кривая (помеченная как «Неправильно») демонстрирует результат последовательного подключения дополнительного проводника (имеющего большое поперечное сечение и всего-навсего длину 6 мм) между точками выхода и точкой, в которой подключается отрицательная обратная связь

Однако существует другая, и более изощренная, ловушка, связанная с применением общей отрицательной обратной связи. Выходной каскад Класса В представляет собой целый водоворот высокоамплитудных токов, претерпевших однополупериодное выпрямление, и если точка, в которой осуществляется ответвление обратной связи, выбрана слегка некорректно, то эти токи будут «отравлять» сигнал обратной связи, превращая его в весьма искаженную версию выходного напряжения, внося, таким образом, весьма существенные искажения. Данная проблема проиллюстрирована на рис. 6.10. При рассматриваемых уровнях токов все провода и токопроводящие дорожки печатных плат должны рассматриваться в качестве элементов, обладающих конечным сопротивлением, откуда следует, что всякий раз, когда бы ни был открыт транзистор TR1, точка С не будет находиться под точно таким же потенциалом, что и точка D. Если ответвление обратной связи производится в точке D, то в этой точке будет получен чистый сигнал, однако, сигнал, полученный в точке С, будет иметь составляющую однополупериодно выпрямленного синусоидального сигнала благодаря наличию конечного сопротивления на участке цепи между точками С и D. Действительный выходной сигнал будет искажен, но цепь обратной связи ничего не может изменить, так как не в состоянии произвести коррекцию данной ошибки.

На рис. 6.11 приводятся полученные на практике результаты для усилителя, передающего мощность 100 Вт в нагрузку 8 Ом, на котором дополнительные искажения достаточно любопытно затеняют первоначальную кривую по мере ее подъема с увеличением частоты. Участок с увеличенным значением сопротивления между точками С и D на схеме, который и определял полученные искажения, пред-



**Рис. 6.12.** Искажения № 7, вызванные выбором альтернативной точки подключения отрицательной обратной связи внутри выходного каскада класса В вместо выходного проводника. Суммарный коэффициент нелинейных искажений возрастает от значения 0,00097 % до 0,0027 %, когда точка подключения отрицательной обратной связи выбиралась всего лишь на расстоянии 10 мм от места подключения достаточно массивного вывода резистора. Результат представляет 64-кратное усреднение

ставлял собой всего лишь проводник большого сечения, имеющий длину 6 мм и используемый при производстве проволочных резисторов.

На рис. 6.12 представлена разностная характеристика суммарного коэффициента нелинейных искажений (в чистом, остаточном виде) для искажений номер 7, которые вносились за счет неправильного выбора точки подключения отрицательной обратной связи. Суммарный коэффициент нелинейных искажений возрастал от значения 0,00097 % до 0,0027 % просто потому, что сигнал отрицательной обратной связи брался от ненадлежащего места одного из выходных эмиттерных резисторов. Следует обратить внимание, что полученный результат не являлся выбором ненадлежащей стороны резистора, так как искажения в этом случае могли бы быть значительно больше, отвод делался всего лишь на расстоянии 10 мм от достаточно массивного вывода резистора, расположенного в действительно выходной точке.

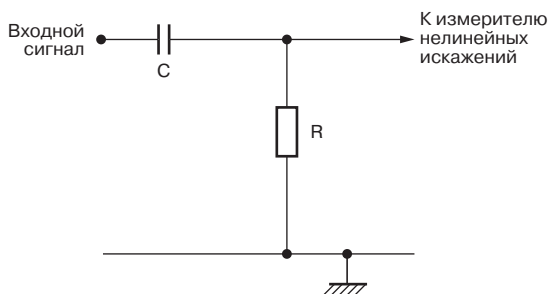
Из всех искажений, которым подвержено все семейство усилителей мощности класса В, искажения под номерами 5, 6 и 7 выглядят достаточно похожими, если судить по тому, как они проявляются на разностной характеристике суммарного коэффициента нелинейных искажений, что скорее всего, не является удивительным, так как все они являются результатом добавления однополупериодных (полуволновых) искажений в сигнал.

Устранить данный вид искажений достаточно легко, особенно после того, как возникла озабоченность их появлением. Отвод сигнала отрицательной обратной связи от точки D не является вполне рекомендуемым, так как точка D не представляет собой точку в чисто математическом понимании этого слова, а имеет определенные пространственные размеры, внутри которых токовые искажения не вполне определены. Поэтому точка E на выходном проводе представляется гораздо предпочтительнее, так как однополупериодно выпрямленные токи не протекают по этому участку цепи.

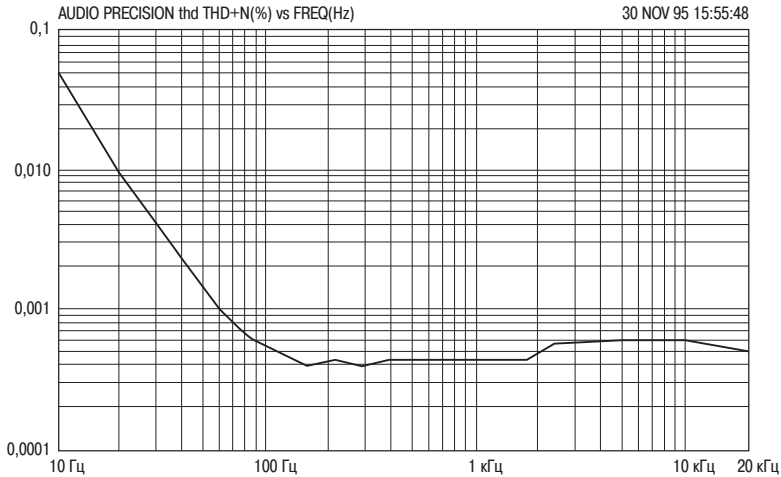
## 6.5. Искажения № 8: емкостные искажения

Когда автор данной книги писал первоначальную серию статей, посвященную искажениям в усилителях [4], он указал семь типов искажений, которые определяют линейность характеристики усилителя. Однако их количество возросло до восьми из-за добавления искажений, вызванных применением электролитических конденсаторов. Это увеличение не имеет никакого отношения к субъективистской теории относительно мистических и неподдающихся измерениям эффектов, и хотя рассматриваемое явление и является вполне реально существующим, создается впечатление, что по ряду причин оно остается почти неизвестным среди разработчиков звуковоспроизводящей аппаратуры.

Стандартные электролитические конденсаторы в алюминиевых корпусах являются источниками искажений вне зависимости от того, где они применяются, так как на них возникают значительные по величине напряжения переменного тока. Это обычно происходит при их использовании в качестве развязывающих и блокирующих элементов по постоянной составляющей при возбуждении значительных по величине резистивных нагрузок. На рис. 6.13 приводится тестовая схема, а на рис. 6.14 приводятся результаты измерений результирующих искажений для конденсатора емкостью 47 мкФ и рабочим напряжением 25 В, передающего +25 дБм (7,75 В среднеквадратического значения) в нагрузку 680 Ом, тогда как на рис. 6.15 показан тот участок характеристики, где только-только начинается низкочастотный ее спад. Искажения представляют собой смесь второй и третьей гармони-



**Рис. 6.13.** Очень простая схема, демонстрирующая искажения, вызываемые электролитическим конденсатором. Измеряемый уровень искажений начинается с частоты 100 Гц



**Рис. 6.14.** Зависимость уровня искажений от частоты, демонстрирующая резкое увеличение суммарного коэффициента нелинейных искажений после достижения порогового значения

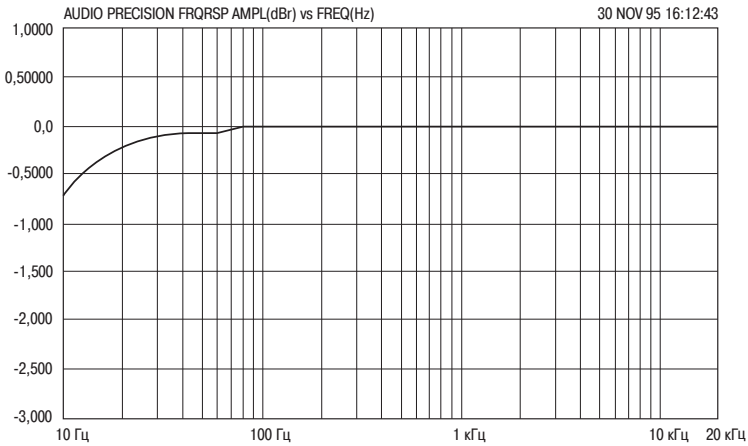
ки, они резко возрастают с уменьшением частоты, в среднем увеличение составляет величину между 12 и 18 дБ/октаву.

Наибольшая опасность этого механизма заключается в том, что наиболее серьезные искажения начинаются тогда, когда спад частотной характеристики только может начать измеряться. В данном случае суммарный коэффициент нелинейных искажений достигает значения 0,01 %, когда спад частотной характеристики только достигает 0,2 дБ. Напряжение на конденсаторе достигает 2,6 В амплитудного значения, и это значение напряжения является гораздо более весомым предупреждением об опасности, чем степень спада характеристики.

Дальнейшие тесты показали, что искажения увеличиваются примерно втрое при удвоении напряжения, это значение слегка изменяется для конденсаторов, имеющих различные рабочие напряжения.

Механизм возникновения этих искажений в конденсаторе не вполне ясен. Диэлектрические потери, скорее всего, могут быть исключены, так как они неизменно (и следовательно, преимущественно успешно) моделируются путем введения линейных элементов, в виде резисторов и конденсаторов, в эквивалентную схему замещения конденсатора. Обратное смещение не представляет серьезной проблемы; для конденсаторов, смещение на которых достигало +15 В, наблюдалось слабое увеличение, а не снижение искажений. В электролитических конденсаторах с неполяризованным диэлектриком проявляется точно такой же эффект, только при более высоких переменных напряжениях, давая, как правило, точно такую же величину искажений на частоте, составляющей примерно одну десятую значения, характерного для обычного конденсатора, имеющего такую же постоянную времени; стоимость же и размеры этих компонентов обычно исключают вариант их непри-





**Рис. 6.15.** Ничтожно малый НЧ спад, связанный с увеличением искажений, приведенных на рис. 6.11

менения, способный воспрепятствовать данному эффекту. Обычно наилучшим решением является просто поддержание увеличенного значения емкости до тех пор, пока НЧ подъем искажений не исчезнет с левой части зависимости для суммарного коэффициента нелинейных искажений. Незначительный спад амплитудно-частотной характеристики в акустическом диапазоне не является в данном случае достаточным критерием.

Электролитические конденсаторы лучше всего подходят для систем фильтрации постоянного тока, а также в качестве элементов связи для сигналов, когда переменное напряжение на них будет пренебрежительно мало. Если на конденсаторе связи действительно присутствует переменное напряжение и при этом он работает на обычную резистивную нагрузку, то в этом случае он должен выступать в качестве фильтра верхних частот. Такое решение никогда не представлялось идеальным для разработчика-практика, так как у электролитических конденсаторов всегда очень большие допуски на величину емкости, что не позволяет создать точные фильтры, к тому же как стало понятно, они также являются достаточно сильными источниками искажений.

Следовательно, становится крайне нежелательным задавать нижнюю границу полосы пропускания, просто ориентируясь на работу в качестве фильтра верхних частот электролитического конденсатора и соответствующих резисторов схемы. Эта функция должна выполняться с использованием неэлектролитического конденсатора, имеющего настолько большую емкость, насколько это оказывается экономически целесообразным для того, чтобы максимально снизить величину связанного с ним сопротивления и за счет этого уменьшить полное комплексное сопротивление схемы, сводя к минимуму, таким образом, опасность возникновения шумов и перекрестных помех.

Искажения, вызванные применением конденсаторов в усилителях мощности, возникают с наибольшей вероятностью в блокирующих конденсаторах цепей

обратной связи (при условии, что рассматривается усилитель со связью по постоянной составляющей). Входной блокирующий конденсатор обычно работает на высокое полное комплексное сопротивление, однако, плечо обратной связи должно иметь как более возможно низкое сопротивление для того, чтобы свести к минимуму как шумы, так и смещение постоянной составляющей. Конденсатор обратной связи, следовательно, должен иметь с одной стороны сравнительно большую величину и, с другой, не быть достаточно большим для того, чтобы на частотной характеристике суммарного коэффициента искажений усилителя не появился характерный подъем на НЧ участке. Пример данной ситуации подробно рассматривается в разделе 4.11.

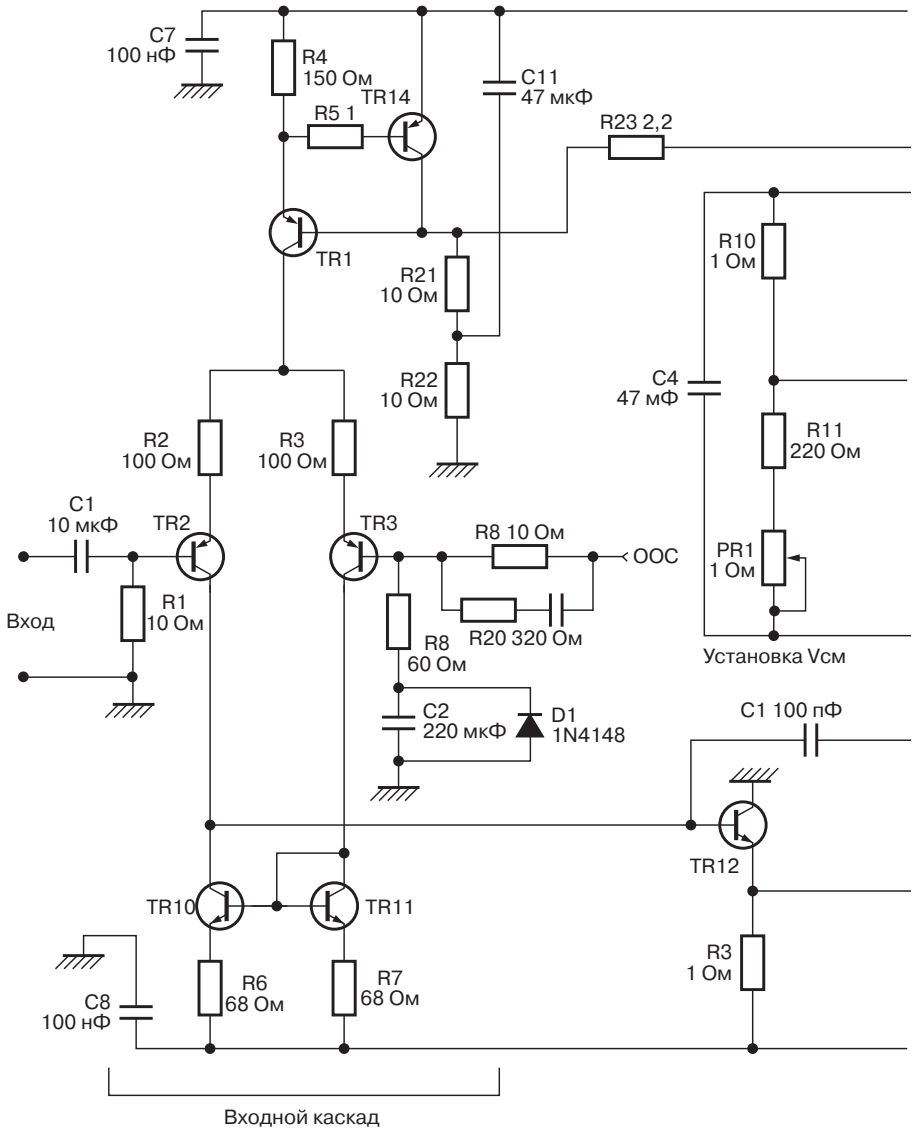
Считается обычным показывать для усилителя увеличение искажений в конце НЧ области, однако, не существует причины, почему такое явление наблюдается. Искажения, связанные с конденсаторами, обычно считаются такой причиной, однако, искажения номер 5 (искажения развязок шин питания) также могут давать свой вклад. Эти искажения могут быть разделены, так как искажения номер 5 обычно нарастают со скоростью только 6 дБ/октаву с увеличением частоты, в отличие от скорости увеличения 12 – 18 дБ/октаву.

Усилители, у которых связь по выходу осуществляется по переменной составляющей, в настоящее время достаточно редки, возможно, из-за того, что искажения в выходном конденсаторе представляют весьма серьезную проблему, встречающуюся в середине диапазона, а также на НЧ участке. Более подробно данная проблема рассматривается в разделе 2.5.

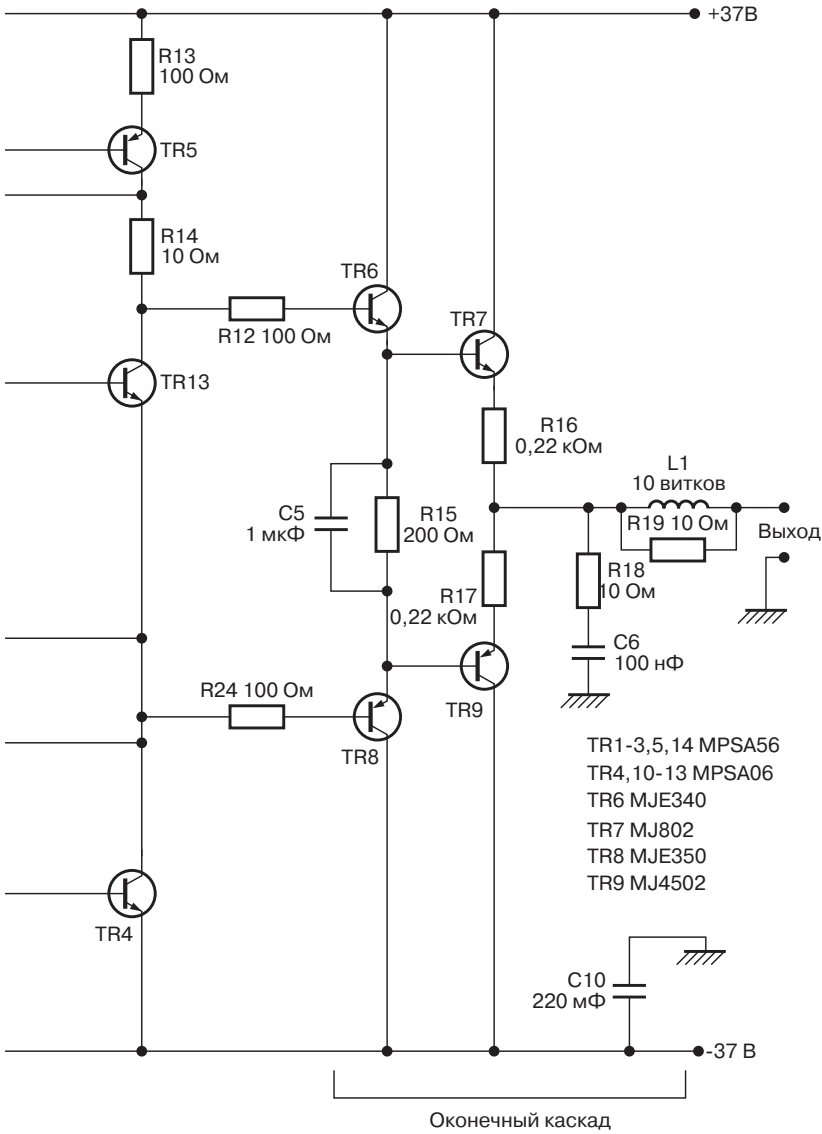
## 6.6. Пример конструкции: усилитель мощностью 50 Вт класса В

На рис. 6.16 приводится пример разработки схемы усилителя класса В, предназначенного для высококачественного воспроизведения в домашних условиях. Вопреки своему относительно заурядному виду выбранные параметры схемы обеспечивают гораздо более высокие характеристики по уровню искажений по сравнению с обычными характеристиками. Потенциально данная схема является безупречной, но такой результат будет достигнут только в том случае, если будут предприняты особые меры при прокладывании проводов и выполнении монтажных работ.

При использовании значений напряжений питания и при значениях номиналов, указанных на принципиальной схеме, усилитель развивает мощность 50 Вт при работе на нагрузку 8 Ом и при входном сигнале, составляющем 1 В среднеквадратического значения. В предыдущих главах книги автор использовал термин «безупречный» в отношении усилителя, в котором воздействия всех механизмов искажений, за исключением тех, которые неизбежно присущи усилителю Класса В, были бы сведены к минимуму. Данная схема соответствует всем условиям, чтобы претендовать на звание безупречной (к каковой категории относимся, без всяких сомнений, и мы все), однако, достижение такого результата зависит от той тщательности, с которой будут выполнены все проводные соединения и выполнен монтаж схемы. При этом все рекомендации не являются точной рецептурой, наподобие той, которая приводится в кулинарных рецептах; в частности, меры по защите от превышения токов и смещения по постоянной составляющей попросту опущены.



**Рис. 6.16.** Принципиальная схема усилителя класса В мощностью 50 Вт. Номера транзисторов совпадают с номерами, использованными для обозначения на схеме исходного усилителя в главе 3



В главе 11 рассматриваются варианты топологии выходных каскадов, также там делается вывод, что мощные полевые транзисторы являются неутешительно дорогостоящими, неэффективными и вдобавок обладающими большой нелинейностью. Следовательно, используются биполярные транзисторы. Лучшей схемой в случае использования биполярных транзисторов является схема эмиттерного повторителя типа II, обеспечивающего наименьшие выходные характеристики искажений при выключении, дополненная комплементарной (взаимодополняющей) обратной связью, обеспечивающей наилучшую исходную линейность.

Выбранная конфигурация схемы представляет эмиттерный повторитель типа II, который обладает преимуществом снижения нелинейности характеристик при переходе в закрытое состояние (искажения номер 3с) благодаря действию резистора R15 при подаче обратного смещения на выходные эмиттерно-базовые переходы при их запираии. Возможное неудобство заключается в том, что стабильность статического режима может оказаться хуже по сравнению с вариантом выходной топологии, в которой используется комплементарная обратная связь, так как отсутствует местная обратная связь, призванная играть вспомогательную роль для изменений напряжения база-эмиттер  $V_{be}$  в выходных приборах под нагрузкой. Изменения температуры при эксплуатации в домашних условиях будут незначительными, поэтому могут применяться соответствующие методы обеспечения стабильности за счет использования соответствующих тепловых радиаторов и термокомпенсаторов.

Была выбрана общая (глобальная) отрицательная обратная связь с коэффициентом (уровнем) 30 дБ на частоте 20 кГц, которая должна будет обеспечить отличные границы ВЧ стабильности. Входной каскад (источник тока на транзисторе TR1 и дифференциальная пара TR2, TR3) является явно (сильно) вырожденным за счет резисторов R2, R3, чтобы препятствовать появлению искажений номер 3, обусловленных третьей гармоникой, поэтому с целью обеспечить таковой эффект применяется сведение к минимуму вклада от собственных изменений параметров транзистора за счет использования необычно высокого значения остаточного тока 4 мА[V.N.3]. Транзисторы TR11, TR12 образуют (схему стабилизации) типа «токовое зеркало», которая обеспечивает точный баланс коллекторных токов транзисторов TR2, TR3, предотвращая, таким образом, возникновение искажений второй гармоники. Транзисторы оконечного источника питания TR1, TR14 обеспечивают базисный коэффициент подавления источника питания, PSRR, на 10 дБ выше по сравнению с обычным вариантом на двух диодах, несмотря на то, что он является классическим при соответствующем подборе величины конденсатора C11.

Входной резистор R1 и резистор ответвления обратной связи R8 имеют равные сопротивления, и настолько низкие, насколько это возможно, исходя из требований обеспечить высокое входное полное комплексное сопротивление. По этой причине рассогласование базовых токов, вызванное отклонениями в величине коэффициентов усиления бета, будут приводить к минимальному смещению постоянной составляющей; это не повлияет на рассогласование напряжений  $V_{be}$  транзисторов TR2–TR3, которое проявляется непосредственно на выходе, однако, их влияние гораздо меньше, чем влияние токов  $I_b$ . Даже в том случае, когда транзисторы TR2, TR3 являются высоковольтными с низким значением коэффициента усиления бета, выходное смещение должно быть в пределах  $\pm 50$  мВ, что

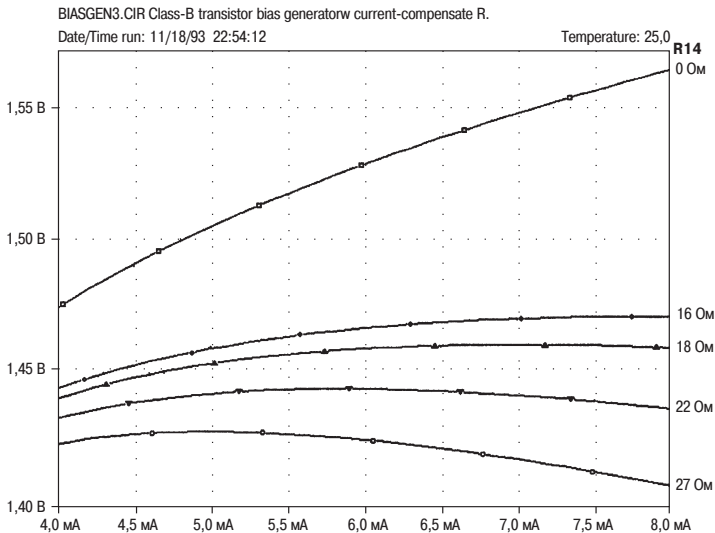
является весьма неплохим результатом, и устраняет необходимость предварительной установки баланса и схемы слежения (автоматического управления и слежения) постоянного смещения. Малая величина сопротивления резистора R8 определяет также малое значение сопротивления для резистора R9, который улучшает шумовые характеристики.

Приведенное значение емкости C2 (220 мкФ) совместно с величиной резистора R9 определяет спад характеристики по низкой частоте, который составляет – 3 дБ на частоте 1,4 Гц. Целью является не неоправданно сильно растянутая характеристика в области сверхнизких частот, а предотвращение НЧ подъема искажений, вызванных нелинейностью характеристики конденсатора. Конденсатор с емкостью 100 мкФ ухудшает значение суммарного коэффициента нелинейных искажений на частоте 10 Гц с менее чем 0,0006 % до значения 0,0011 %, что автор считает неприемлемым эстетически, если даже такие искажения и не воспринимаются на слух. Ограничение по полосе было выполнено ранее, без использования электролитических конденсаторов. Защитный диод D1 предотвращает повреждение конденсатора C2 в случае, если усилитель окажется подверженным неисправности, которая заставит его перейти в режим насыщения; хотя такое развитие событий и кажется маловероятным, но вызывает искажения, которые не могут быть измерены [5]. Конденсатор C7 обеспечивает некоторую стабилизацию опережения по фазе и ограничивает ширину полосы пропускания при замкнутой цепи; резистор R20 предотвращает это, переключая транзистор TR3.

Характеристики каскада усилителя напряжения улучшаются за счет использования эмиттерного повторителя в цепи компенсации Миллера; таким образом, действие местной отрицательной обратной связи, обеспечивающей линейность каскада усилителя напряжения, усиливается, прежде всего, за счет увеличения общего коэффициента усиления по току, а не за счет увеличения полного комплексного сопротивления коллектора при использовании каскодной схемы. Эта дополнительная местная отрицательная обратная связь эффективно снижает искажения номер 2 (нелинейность каскада усилителя напряжения). Дальнейшие исследования показали, что увеличение таким способом коэффициента усиления по току в каскаде усиления напряжения обеспечивает гораздо меньшее значение коллекторного полного комплексного сопротивления по сравнению с использованием каскодной схемы благодаря использованию более сильной местной обратной связи, в силу чего отпадает необходимость использования буферного каскада для каскада усилителя напряжения с целью снижения искажений номер 4 (использование в качестве коллекторной нагрузки каскада усилителя напряжения нелинейного входного комплексного сопротивления выходного каскада). Емкость C<sub>dom</sub> достигает сравнительно большого значения, равного 100 пФ, чтобы подавлять собственные емкости транзистора и паразитные емкости схемы, позволяя сделать расчет схемы предсказуемым. Рассчитанное значение скорости нарастания выходного напряжения составляет 40 В/мкс. Коллекторная нагрузка каскада усилителя напряжения представляет стандартный источник тока для того, чтобы избежать неопределенности автоматической установки системы в исходное состояние (самонастройки).

Так как практически вся величина коэффициента нелинейных искажений безупречного усилителя определяется процессами, возникающими при переходе через

нулевое значение (точку кроссовера), очень важное значение приобретает поддержание для рабочей точки оптимальных условий. Стабильность рабочей точки требует использования генератора смещения, позволяющего исключить влияние изменений напряжения  $V_{be}$  четырех последовательно включенных р-п-переходов; а именно, двух задающих (драйверов) и двух выходных приборов. Генератор смещения на транзисторе TR8 представляет стандартный умножитель напряжения  $V_{be}$ , несколько измененный с целью сделать его напряжение более стабильным при изменениях протекающего через него тока. Такие изменения возникают из-за того, что смещением на TR5 не удается полностью исключить влияние изменений на шинах питания; его выходной ток также первоначально смещается из-за нагрева и изменений эмиттерно-базового напряжения  $V_{be}$  транзистора TR5. Поддерживать стабильной рабочую точку усилителя класса В достаточно сложно даже в самых лучших ситуациях, и поэтому имеет смысл исключить влияние на стабилизацию этих дополнительных факторов. Основная схема умножителя напряжения  $V_{be}$  имеет дифференциальное сопротивление порядка 20 Ом; другими словами, его напряжение изменяется на 1 мВ при изменении тока покоя на 50 мкА. Введение резистора R14 приводит к изменению характеристики к виду со слабо выраженным пиком и которая может оказаться идеально плоской для какого-нибудь определенного значения тока (рис. 6.17). При выборе значения сопротивления R14 равным 22 Ом максимальное значение напряжения (точка экстремума) располагается при значении тока 6 мА, и ток покоя в этом случае должен отклоняться от этого значения более чем на 500 мкА для изменения напряжения смещения на 1 мВ. Величина сопротивления резистора R14 должна изменяться при использовании различных токовых

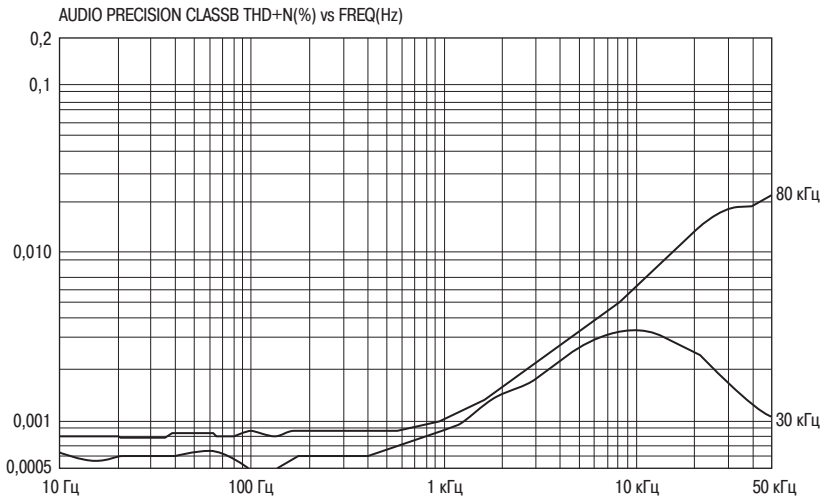


**Рис. 6.17.** Полученные с использованием ИМС-ориентированного метода моделирования зависимости изменения амплитудного значения напряжения тококомпенсированного генератора смещения

режимов транзистора TR15; например, величина сопротивления 16 Ом устанавливает максимальное значение напряжение при токе 8 мА. При использовании на выходе ТОЗ, транзистор генератора смещения должен, скорее, находиться в контакте с доннышком или корпусом одного из выходных приборов, а не с тепловым радиатором, так как этим обеспечивает самый кратчайший и без потерь путь для коррекции по температурной обратной связи.

Выходной каскад представляет стандартный двоянный эмиттерный повторитель, не считая соединения, выполненного резистором R15, между управляющими эмиттерами без подключения к выходной шине. Это обеспечивает более быстрое и с меньшими искажениями отключение выхода на высоких частотах; искажения, возникающие при переключении приборов, могут давать существенный вклад в суммарный коэффициент нелинейных искажений на частотах, начиная с 10 кГц, конкретная величина которых определяется типом транзистора. Конденсатор C4, использующийся для увеличения быстродействия, заметно улучшает характеристики процесса переключения. Конденсатор C6 совместно с резистором R18 образуют цепь Зобеля [Zobel] (которую иногда почему-то называют ячейкой Баучера [Boucherot]), тогда как индуктивность L1, параллельно которой включен резистор R19, изолирует усилитель от емкостной составляющей нагрузки.

На рис. 6.18 демонстрируется влияние искажений на усилитель с мощностью 50 Вт и нагрузкой 8 Ом: они возрастают примерно с 0,001 % на частоте 1 кГц до значения 0,006 % на частоте 10 кГц. Ширина полосы пропускания при измерениях оказывает сильное влияние на частотную зависимость суммарного коэффициента искажений, так как присутствующие малые искажения определяются переходом



**Рис. 6.18.** Усилитель класса В: частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя с мощностью 50 Вт и нагрузкой 8 Ом, полоса пропускания при измерениях составляет 30 и 80 кГц

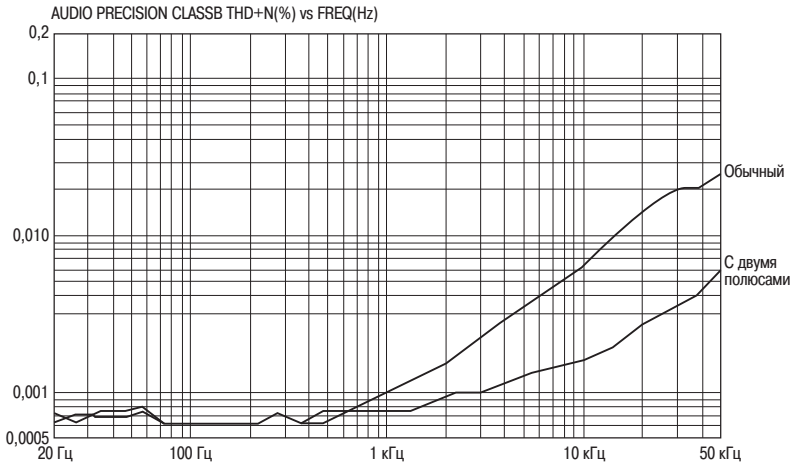


через нулевое значение (точку кроссовера) и поэтому имеют более высокий порядок. Подъем характеристики происходит со скоростью 6дБ/октаву, с частотой коэффициент обратной связи уменьшается, поэтому весьма поучительно наблюдать шумовые всплески, возникающие при переходе через нулевое значение; они подобно звукам музыки Генделя, прорывающимся сквозь военные марши, наблюдаются при увеличении частоты измерений свыше 1 кГц. При этом следует отметить, что не наблюдается безудержного подъема в величине суммарного коэффициента нелинейных искажений в области ультразвуковых частот.

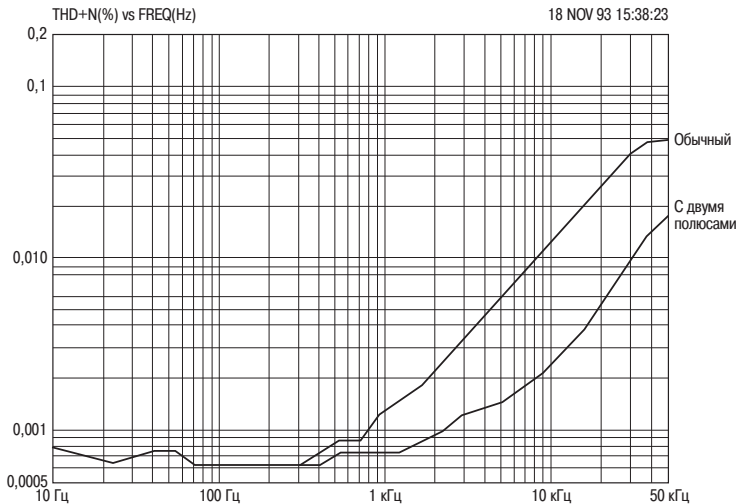
Зигзагообразные выбросы в низкочастотной области зависимости представляют погрешности измерений, несомненно, вызванные высококачественной акустической системой, пытающейся извлечь помехи даже из визуально чистого белого шума. Ниже частоты 700 Гц разностный уровень шума представлял белый шум с уровнем, эквивалентным примерно значению 0,0006 % (да, да, именно так – три нуля после запятой!) при полосе пропускания 30 кГц, действительное значение суммарного коэффициента нелинейных искажений в той области должно быть пренебрежимо (микроскопически) мало.

Совершенству нет предела, поэтому на рис. 6.19 приводятся предварительные результаты применения двухполюсной коррекции в основной схеме усилителя: емкость конденсатора С4 по-прежнему остается равной 100 пФ, тогда как емкость конденсатора СР2 составляла 220 пФ, а сопротивление резистора R<sub>p</sub> – 1 кОм (см. рис. 7.1). Эта дополнительная общая отрицательная обратная связь действует исключительно хорошо: снижение суммарного коэффициента нелинейных искажений на частоте 10 кГц достигает 0,0015 %, тогда как о значении данного параметра на частоте 1 кГц можно только гадать. При этом не возникало никаких необычных признаков, говорящих о возможной нестабильности, однако, как и во всех случаях, необычная схема коррекции требует самой тщательной проверки. В результате было обнаружено, что «безупречный усилитель» с двухполюсной коррекцией почти вплотную позволил приблизиться к долгожданной цели – к усилителю, в котором отсутствуют искажения.

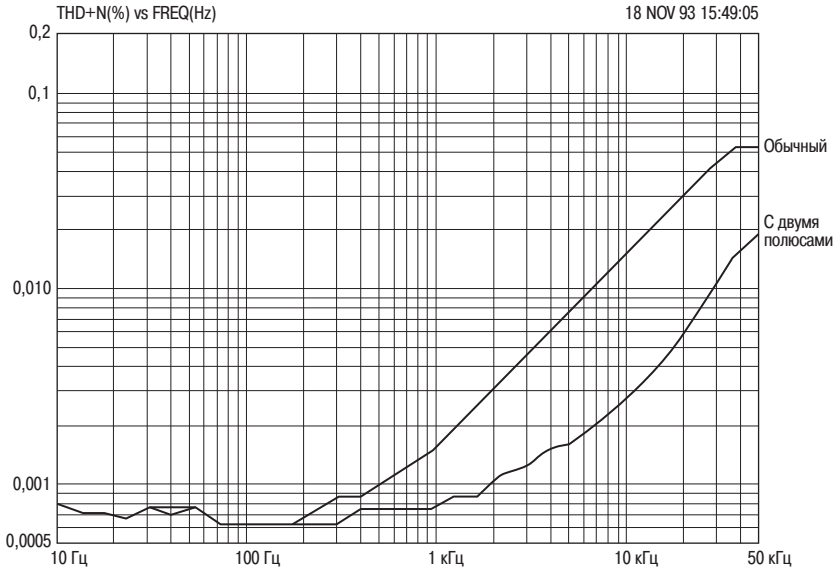
Схема основного «безупречного усилителя», выполненного на основе эмиттерного повторителя, была повторена в трех вариантах с тремя различными выходными каскадами: в виде простого квазикомплементарного, квазисхемы Баксендалла и схемы с комплементарной обратной связью. Результаты как для обычной, так и для двухполюсной коррекции приводятся на рис. 6.20, 6.21 и 6.22. В схеме с простым квазикомплементарным выходом, как и ожидалось, генерируется больше искажений, связанных с переходом через нулевое значение (точку кроссовера), а вариант квазисхемы Баксендалла оказался ненамного лучше, возможно, из-за продолжающей присутствовать асимметричности в области перехода через нулевое значение. Применение комплементарной (дополняющей парной) обратной связи позволило получить даже более низкий уровень искажений по сравнению с исходной схемой выходного каскада на эмиттерном повторителе II, с приведенными на рис. 6.19 результатами для однополюсной коррекции. В этом случае улучшение для случая двухполюсной коррекции было незначительным, поэтому кривые, чтобы не загромождать рисунок, были опущены.



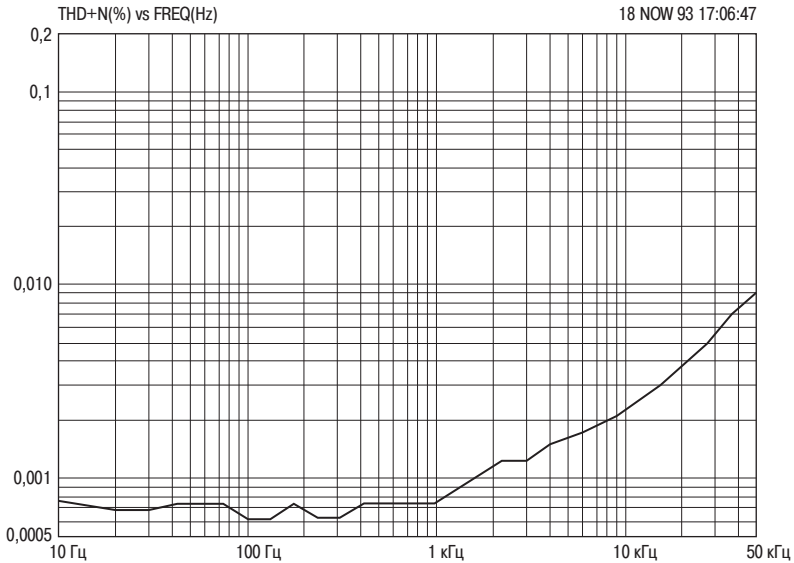
**Рис. 6.19.** Впечатляющее улучшение суммарного коэффициента нелинейных искажений при использовании в усилителе Класса В двухполюсной коррекции, если все семь из рассмотренных механизмов, дающих свой вклад в искажения, правильно интерпретированы: искажения, имеющие порядковые номера с 1 по 4 определяются правильностью расчета параметров схемы, однако, три оставшихся механизма искажений определяются прежде всего факторами физического исполнения, а именно, монтажной схемой и схемой выполнения заземления



**Рис. 6.20.** Усилитель класса В с простым квазикомплементарным выходом. Нижняя кривая относится к случаю применения двухполюсной коррекции



**Рис. 6.21.** Усилитель класса В с квазикомплементарным выходом и дополнительным диодом Баксендала (Baxandall) на выходе. Нижняя кривая относится к случаю применения двухполюсной коррекции



**Рис. 6.22.** Усилитель класса В с выходным каскадом, охваченным комплементарной (дополняющей парной) обратной связью. Используется только обычная коррекция

Таблица 6.1. Характеристики усилителя класса В

<b>Выходная мощность</b>	50 Вт среднеквадратическое значение на нагрузку 8 Ом
<b>Уровень искажений</b>	Менее 0,0006 % на частоте 1 кГц и мощности 50 Вт на нагрузку 8 Ом Менее 0,006 % на частоте 10 кГц
<b>Скорость нарастания выходного напряжения</b>	Приблизительно 35 В/мкс
<b>Уровень шумов</b>	91 дБ на выходе
<b>ЕIN (эффективность по входу)</b>	117 дБ (относительно входа)
<b>Частотная характеристика</b>	+0, -0,5 дБ в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц

(Большая часть АР-зависимостей в данной книге была получена при тестировании усилителя, сходного с приведенным на рис. 6.16, но имеющего более высокие напряжения питания и, следовательно, более высокую мощность. Основные отличия заключались в том, что использовалась каскодная схема каскада усилителя напряжения совместно с буфером, а также выход, охваченный комплементарной (дополняющей парной) обратной связью с целью свести к минимуму отвлекающие (от сути дела) изменения в положении рабочей точки. При выполнении измерений для уровней мощности, превышающих значение 100 Вт и при нагрузке 8 Ом, использовался вариант схемы с двумя параллельно включенными выходными устройствами.)

## 6.7. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Ball, G Distorting Power Supplies Electronics & Wireless World, Dec 1990, стр. 1084
2. Cherry, A New Distortion Mechanism in Class-B Amplifiers Journ. Audio Eng. Soc. May 1981, стр. 327
3. Baxandall, P Private communication, 1995
4. Self, D Distortion In Power Amplifiers Series in Electronics & Wireless World, Aug 93 to March 94.
5. Self, D An Advanced Preamplifier Wireless World, Nov 1976, стр. 43

## Глава 7. Коррекция, скорость нарастания выходного напряжения и устойчивость

---

### 7.1. Частотная коррекция. Общие положения

Процесс коррекции в усилителе представляет подбор таких значений коэффициента усиления разомкнутого контура и фазы, при которых данный усилитель сохранял бы неизменную устойчивость при замкнутом контуре общей обратной связи (ОС).

Сразу необходимо отметить, что используемый термин *коррекция* является несколько сбивающим с толку, если иметь в виду содержание данной главы книги. Обычно термин подразумевает, что результат одного негативного воздействия уравновешивается другим, вызывающим совершенно противоположную реакцию, тогда как на самом деле этот термин означает процесс подгонки коэффициента усиления разомкнутого контура и фазы усилителя таким образом, чтобы его величина оставалась вполне удовлетворительно стабильной, когда будет замкнута цепь общей ОС. Использование этого термина уходит корнями в далекое прошлое, к тем дням, когда все устройства автоматического слежения и контроля были еще механическими и почти наверняка включали в себя устройство в виде регулятора Уайта, представляющего чуть ли не вершину инженерной мысли.

Любой усилитель требует введения коррекции в силу того, что его базовый коэффициент усиления остается высоким на частотах, при которых собственный сдвиг сигнала по фазе достигает значения  $180^\circ$ . В этих условиях на высоких частотах отрицательная ОС превращается в положительную и приводит к возникновению режима генерации, который в усилителях мощности может оказаться просто катастрофическим. Способом предотвращения такого развития событий является обеспечение того, чтобы коэффициент усиления падал до значения, меньшего, чем единица, перед тем, как сдвиг сигнала по фазе достигает значения, равного  $180^\circ$ , в результате чего процесс генерации не сможет развиваться. Коррекция, таким образом, становится существенно необходимой просто потому, что она делает усили-

тель устойчивым. Существует, однако, еще одна причина, так как используемый на практике способ коррекции оказывает сильное влияние на величину искажений в замкнутой цепи ОС.

Уровень искажений в усилителе определяется не только линейностью характеристики разомкнутой цепи ОС, но также коэффициентом усиления действующей отрицательной ОС при условии, что эта цепь замкнута; в подавляющем большинстве практически важных случаев удвоение коэффициента усиления отрицательной ОС вдвое снижает уровень искажений. Поэтому при дальнейшем изложении материала автор книги полагает, что снижение коэффициента усиления разомкнутой цепи ОС происходит со скоростью 6 дБ/октаву благодаря наличию единственного доминантного полюса; при этом значение коэффициента усиления отрицательной ОС в области высоких частот, оставаясь на допустимом уровне, устанавливалась бы из условия ВЧ устойчивости усилителя. Как было ранее показано, это приводит в «безупречном усилителе» к искажениям, возникающим почти целиком из-за эффектов, связанных с пересечением нулевого уровня из-за их более высокого порядка и, следовательно, частоты. Низкочастотные усилители, в которых применяется более совершенная коррекция, встречаются нечасто. Тем не менее, на самом деле для этого существуют определенные технические приемы, которые будут описаны ниже.

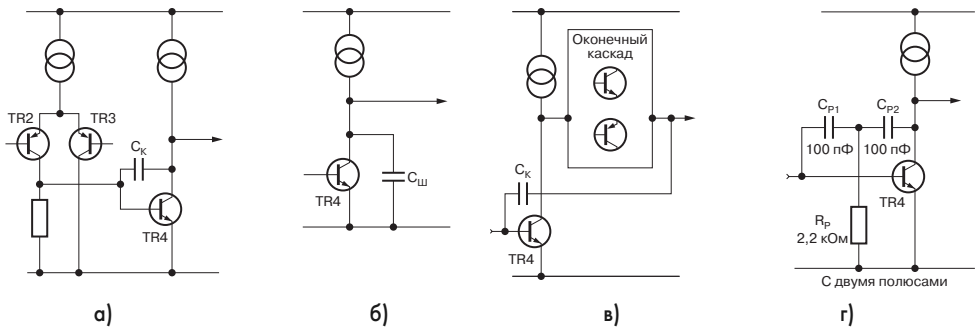
В этой книге постоянно подразумевается ассоциация с традиционными топологическими (принципиальными) схемами, так как не вызывает сомнений, что чаще всего применяемые на практике и общепризнанные схемы доказали всем своим предшествующим опытом, что у них практически отсутствуют неизвестные аспекты в их применении, и они способны обеспечить очень высокую линейность характеристики. А такой подход подразумевает классическое трехкаскадное построение схемы с использованием на входе усилителя тока, управляемого напряжением (-входа с высокой крутизной характеристики), каскада усилителя напряжения, управляемого током, и выходного каскада с единичным коэффициентом усиления. Отрицательная обратная связь является общей для всех каскадов, которая, однако, ненавязчиво передается с использованием конденсатора  $S_{dom}$  таким образом, чтобы с увеличением частоты оказаться локальной ОС исключительно для каскада усилителя напряжения. Также возможны и другие варианты построения схем: двухкаскадный усилитель с использованием на входе усилителя тока, управляемого напряжением, и выходного каскада с единичным коэффициентом усиления также представляется вполне реальным (обычно выполняется на КМОП операционных усилителях), однако он, вероятнее всего, не является полностью соответствующим поставленным целям с точки зрения величины полного комплексного сопротивления усилителя мощности. Другой вариант построения схемы с входным каскадом с усилением по напряжению описывается в главе 11; также можно обратиться к работе Отала (Ota) [1], в которой описан экстраординарный четырехкаскадный усилитель, в котором используется малое значение усиления разомкнутой цепи, равное 52 дБ (благодаря настойчивому использованию локальной ОС), и коэффициент усиления с величиной, равной только 20 дБ для общей ОС. Тем не менее, большая часть этой главы посвящена традиционным трехкаскадным вариантам схемы.

## 7.2. Коррекция доминантного полюса

Коррекция (частоты, положения) доминантного полюса представляет собой простейший случай, хотя ее действие едва различимо. Необходимо просто взять низший (по порядку) полюс (с частотой  $P1$ ) и сделать его доминирующим, т.е. настолько низким по частоте по сравнению со следующим по порядку полюсом  $P2$ , что общее усиление цепи обратной связи (т.е. усиление с разомкнутой обратной связью, которое уменьшилось за счет ослабления в цепи обратной связи) снизилось бы ниже значения, равного единице, до того, как увеличение угла сдвига сигнала по фазе могло бы привести к режиму генерации в ВЧ области. В случае единственного полюса (функции) усиление должно снижаться со скоростью 6 дБ/октаву, соответствуя постоянному фазовому сдвигу, равному  $90^\circ$ . Таким образом, необходимый запас по фазе составит  $90^\circ$ , обеспечивая хорошую устойчивость.

На рис. 7.1 приводится вариант традиционного метода Миллера по формированию доминантного полюса (граничной частоты начала спада характеристики). Граничная частота на коллекторе транзистора TR4 понижается путем добавления внешнего конденсатора Миллера, имеющего емкость  $C_{dom}$ , к той емкости, которая изначально существует как собственная емкость коллекторно-базового перехода  $C_{bc}$  транзистора в каскаде усилителя напряжения. Помимо данного, однако, возникает еще ряд приносящих выгоду эффектов; введение дополнительной емкости  $C_{dom}$  приводит к расщеплению полюса функции, при котором полюс (функции) на коллекторе транзистора TR2 смещается выше по частоте, тогда как значение частоты  $P1$  смещается вниз – более всего необходимый результат для обеспечения устойчивости усилителя. Одновременно с этим местная отрицательная ОС, действующая через конденсатор  $C_{dom}$ , обеспечивает более высокую линейность каскада усилителя напряжения.

Если принять, что крутизна на входе задана вполне правдоподобным значением 5 мА/В, а из соображений устойчивости максимальное значение коэффициента усиления разомкнутой цепи на частоте 20 кГц будет принято равным 50 дБ, то



**Рис. 7.1.** (а) Традиционный метод Миллера создания доминантного полюса. (б) Шунтирующая коррекция является гораздо менее эффективным методом – увеличение коллекторной емкости каскада усилителя напряжения относительно земли. (в) Включающая (инклюзивная) коррекция Миллера. (г) Двухполюсная коррекция

согласно расчету с использованием уравнений 3.1 – 3.3, приведенных в разделе 3.1 книги, величина  $C_{dom}$  будет равна 125 пФ. Этого значения более, чем достаточно, чтобы подавить собственную емкость транзистора каскада усилителя напряжения, более того, на практике достаточно часто используется именно такое значение емкости.

Величина пикового (или амплитудного значения) тока, который поступает и передается из конденсатора на выход при значении напряжения 20 В (среднеквадратичного значения на частоте 20 кГц), будет составлять 447 мкА. Так как входной каскад должен потреблять ток, протекающий через конденсатор  $C_{dom}$  в то время, когда коллекторная нагрузка каскада усилителя напряжения питает его, и, с точностью до наоборот, входной каскад должен питать конденсатор, когда каскад усилителя напряжения выступает в качестве потребителя, существует четыре возможные причины, которыми может быть ограничена скорость нарастания напряжения за счет неадекватной способности потреблять проходящий ток; если входной каскад спроектирован правильно, то обычным лимитирующим фактором будет являться способность отдачи тока каскадом усилителя напряжения. В данном примере совершенно не будет представлять проблем пиковый ток величиной менее 5 мА, а значение максимальной частоты для *unswewed* выхода будет иметь достаточное удобное значение, превышающее 20 кГц.

### 7.3. Коррекция на отставание по фазе

На рис. 7.16 приводится гораздо менее удовлетворительный способ выполнения коррекции – увеличение емкости относительно земли коллектора каскада усилителя напряжения. Такой способ обычно называется методом шунтирующей коррекции или коррекцией на запаздывание (отставание) по фазе, или, как предпочитал характеризовать его Питер Бексендалл (Peter Baxandall) [2]: «Метод, во всех отношениях явно не оптимальный». Как уже было продемонстрировано в разделе 4.20 книги, использование резистивной нагрузки коллектора каскада усилителя напряжения относительно земли является весьма скверным вариантом для снижения низкочастотного коэффициента усиления разомкнутой цепи ОС. Совершенно аналогичные аргументы показывают, что использование емкостной нагрузки относительно земли в целях коррекции представляет собой даже еще худший вариант. Для того чтобы уменьшить коэффициент усиления разомкнутой цепи ОС на частоте 20 кГц до значения 50 дБ, величина емкости шунтирующего конденсатора, как и в предыдущем случае, должна составлять 43,6 нФ, значение, которое является величиной совсем другого порядка по сравнению с величиной емкости 125 пФ. Величина входящего и выходящего тока конденсатора  $C_{lag}$  при величине напряжения 20 В среднеквадратичного значения и частоте 20 кГц составит 155 мА амплитудного (или пикового) значения, что потребует принятия специальных схемных мер для его обеспечения. Этот весьма важный результат получен простыми расчетами, а также подтвержден результатами моделирования с использованием программы SPICE. Входной каскад более не будет создавать ограничения на скорость нарастания, которые будут в данной ситуации зависеть только от каскада усилителя напряжения.



Каскад усилителя напряжения, работающий при таких условиях, будет обладать плохой линейностью характеристики. Изменения коллекторного тока  $I_c$  каскада усилителя напряжения, вызванные дополнительными значительными увеличениями нагрузки, будут вызывать дополнительные искажения, и будет отсутствовать отрицательная ОС, подаваемая через конденсатор Миллера и способная корректировать такие изменения. Что еще может дополнительно ухудшить ситуацию, так это то, что, вероятнее всего, значение частоты доминантного полюса  $P_1$  должно будет быть уменьшено по сравнению с вариантом коррекции Миллера для того, чтобы обеспечить точно такие же границы устойчивости, так как в этом случае будет отсутствовать расщепление полюсов для увеличения значения частоты полюса на коллекторе входного каскада. Следовательно, величина емкости конденсатора  $C_{lag}$  может понадобиться даже еще больше, чем  $43 \text{ нФ}$ , что приведет к еще большим значениям тока.

Такахашаи (Takahashi) [3] опубликовал замечательную работу по данному поводу, указав в ней на один способ генерации ненормального значения корректирующего тока, необходимого для хорошей скорости нарастания. Единственным отсутствующим фактом является объяснение причины того, почему же, собственно говоря, был выбран именно такой способ шунтирующей коррекции.

#### 7.4. Влияние выходного каскада: инклюзивная коррекция Миллера

Метод коррекции с использованием конденсатора Миллера достаточно элегантно решает одновременно несколько проблем, поэтому решение использовать его является естественным. Однако вопрос, включать ли выходной каскад в цепь обратной связи Миллера, является далеко не таким простым. Такое включение каскада (см. рис. 7.1в) предоставляет привлекательную возможность того, чтобы местная ОС могла бы обеспечить линейность как каскада усилителя напряжения, так и выходного каскада, тогда как при этом не оказывалось бы влияния на входной каскад при увеличении частоты и снижении коэффициента усиления общей отрицательной ОС. Такая идея кажется еще более привлекательной, так как она могла бы значительно увеличить общую ОС, способную обеспечить высокую линейность выходного каскада класса В, изначально predisposed иметь высокий уровень искажений.

Без сомнения, в таких рассуждениях есть известная правда, как и показал автор книги в своей работе [4], в которой распространение действия  $S_{dom}$  на выходной каскад, а также и на каскад усилителя напряжения, позволило снизить амплитудное (пиковое) значение (но не среднеквадратичное значение) коэффициента нелинейных искажений на частоте  $1 \text{ кГц}$  со значения  $0,05 \%$  до значения  $0,02 \%$ . Однако, как считает необходимым отметить автор книги, выходной каскад совершенно осознанно находился под меньшим (по сравнению с оптимальным) смещением, чтобы обеспечить возникновение пиков при переходе напряжения через нулевой уровень потому, что при оптимальном значении напряжения смещения улучшения, хотя также вполне реальные, были слишком незначительны для того, чтобы быть либо убедительными, либо быть малозначущими. Другой и весьма существенный момент заключается также в том, что в данной модели усилителя

использовались в качестве выходных транзисторы типа ТО-2, так как по собственному опыту автора книги любая техника совершенно не способна нормально функционировать при использовании реальных мощных биполярных транзисторов, стремящихся настойчиво вызывать ВЧ генерацию. Это является также дополнительным доказательством, что инклюзивная коррекция в тех случаях, когда она может обеспечить устойчивость, все-таки является гораздо менее эффективной, когда имеешь дело с обычными искажениями, вызванными при переходе через нулевое значение, по сравнению с пиками, вполне обдуманно вносимыми в схему за счет меньшего по значению смещения.

Использование местной отрицательной ОС для обеспечения линейности каскада усилителя напряжения требует использования сильной связи с минимальным дополнительным фазовым сдвигом за пределы, которые определяются в доминантном полюсе конденсатором  $C_{dom}$ .

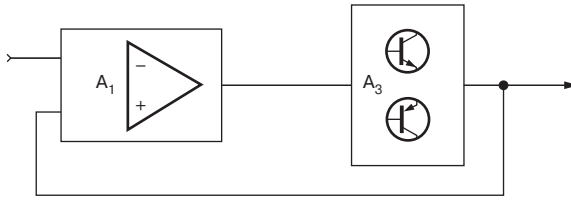
Является допустимым использовать в цепи этой локальной связи каскод или малосигнальный эмиттерный повторитель, однако, представляется, что медлительный выходной каскад начнет отодвигать удачу очень далеко, полюсы выходного каскада оказываются вовлеченными в цепь обратной связи, которая теряет свою зависимую ВЧ устойчивость. Боб Уидлер (Bob Widlar) [5] указал, что поведение выходного каскада в устройствах, которые должны признаваться надежными, должно четко контролироваться на частотах вплоть до 100 МГц, однако, такое требование не представляется вполне реальным в дискретных каскадах усиления мощности с изменяемой величиной нагрузки.

И хотя автор данной книги до сих пор сам не обнаружил полезности применения инклюзивной коррекции Миллера, у других может быть совершенно иное мнение по этому вопросу, и если кому-либо удастся пролить дополнительный свет на этот вопрос, автор книги будет чрезвычайно заинтересован этим.

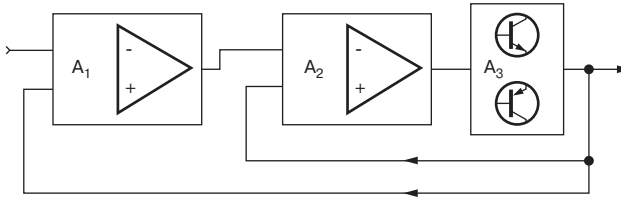
## 7.5. Вложенные петли обратной связи

Вложенная (или гнездовая) обратная связь представляет такую связь, которая позволяет усилить воздействие отрицательной ОС на выходной каскад без увеличения коэффициента усиления общей обратной связи. На выходе имеется дополнительный каскад усиления напряжения и цепь местной обратной связи охватывает два этих каскада. Данная отрицательная ОС, охватывающая такой составной выходной блок, уменьшает искажения в выходном блоке и имеет расширенную частотную характеристику, с тем чтобы обеспечить более безопасное ее включение в цепь общей отрицательной ОС.

Предположим, что блок А1 (рис. 7.2а) представляет малосигнальный усилитель, не имеющий искажений, обеспечивающий полное усиление разомкнутой цепи обратной связи и поэтому включающий в себя доминантный полюс. Блок А3 представляет выходной каскад с единичным усилением со своим собственным доминантным полюсом на частоте 1 МГц и уровнем нелинейных искажений, равным 1 % при данных условиях. Этот доминантный полюс с частотой 1 МГц устанавливает жесткие ограничения на величину общей отрицательной ОС, которая может быть приложена без опасности потери устойчивости. На рис. 7.2б показан вариант



**Рис. 7.2а.** Стандартная одноконтурная общая отрицательная ОС



**Рис. 7.2б.** Вложенная ОС

выполнения вложенной ОС; введен дополнительный блок усиления  $A_2$ , с введением местной обратной связи в выходном каскаде. У блока  $A_2$  коэффициент усиления имеет достаточно скромное значение, равное 20 дБ, поэтому имеется достаточно высокая вероятность сохранения устойчивости, когда эта цепь ОС замыкается, чтобы суммарный коэффициент усиления блоков  $A_3$  и  $A_2$  принимал значение, равное единице. Коэффициент усиления отрицательной ОС блока  $A_2$  принимает значение 20 дБ, уменьшая уровень нелинейных искажений до значения 0,1 % и смещая вверх по частоте положение доминантного полюса к значению 10 МГц, что может позволить использовать более сильную на 20 дБ общую отрицательную ОС в общем контуре, охватывающем также и блок  $A_1$ . Таким способом удалось снизить искажения, которые существовали до приложения общей отрицательной ОС, а также одновременно с этим удалось увеличить величину общей отрицательной обратной связи, которую можно использовать с точки зрения гарантированного сохранения устойчивости, обещая при этом, что окончательная линейность может быть достаточно высокой. Другой теоретический пример приводится в работе Перниччи (Pernici) и др. [7].

Реальный пример использования данного технического приема в усилителях мощности найти не так-то просто, однако он очень широко применяется в операционных усилителях. Кстати, у очень многих разработчиков аппаратуры возникло

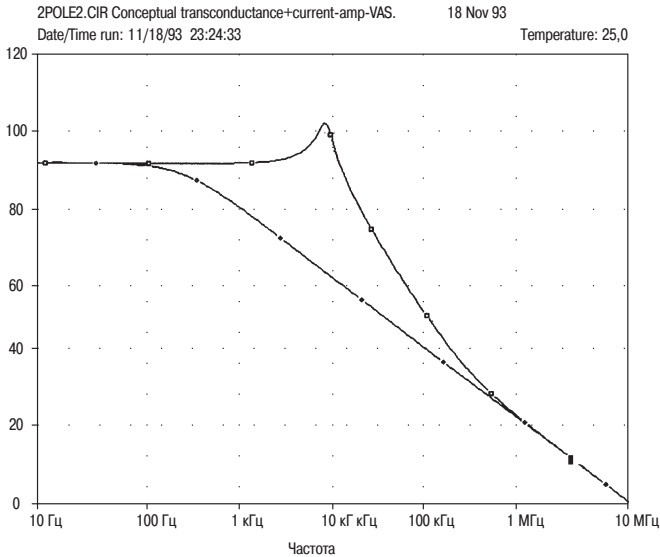
недоумение, что их так горячо любимые (видимо, модели ОУ) 5534 имеют такое низкое значение коэффициента нелинейных искажений вплоть до высоких частот. Изучение его сокровенных внутренностей открыло наличие трех усилительных каскадов с внутренней цепью Миллера, охватывающей третий каскад, и внешней цепью Миллера, охватывающей второй и третий каскады; общая отрицательная обратная связь охватывала все блоки целиком. Прием коррекции Миллера за счет использования вложенной ОС достиг своего апогея в КМОП операционных усилителях – в существующем в настоящее время рекордном варианте [7] используется три вложенных цепи Миллера плюс одна общая отрицательная ОС (настоятельно не рекомендуется пытаться воспроизвести подобное в домашних условиях). Более подробное описание теории вложенной ОС может быть найдено в работе Скотта (Scott) и Спирса (Spears) [8].

## 7.6. Двухполюсная коррекция

Двухполюсная коррекция хорошо известна в качестве приема, позволяющего «выжать» наилучшие характеристики из операционного усилителя [9], [10], однако, он достаточно редко используется в усилителях мощности; единственный известный автору книги пример найден в работе Уидлера (Widlar) [5]. Дополнительная ВЧ постоянная времени вводится в цепь с конденсатором  $C_{dom}$ , обеспечивая, тем самым, ход зависимости усиления, характерной для разомкнутой цепи ОС, для которой сначала наблюдается скорость спада характеристики, равная почти 12 дБ/октаву, однако, которая, по мере увеличения частоты, постепенно возвращается к значению 6 дБ/октаву. Это изменение подбирается так, чтобы происходить как раз перед тем, как достичь линии единичного коэффициента усиления. Поэтому устойчивость может быть точно такой же, как и в случае обычной схемы с доминантным полюсом, но с увеличенным значением коэффициента отрицательной обратной связи на части рабочего частотного диапазона. Более быстрый спад коэффициента усиления означает, что максимальная по силе обратная связь может быть приложена до области более высоких частот. На частотной характеристике замкнутой обратной связи в середине полосы отсутствует пик, который можно было бы зафиксировать приборными методами.

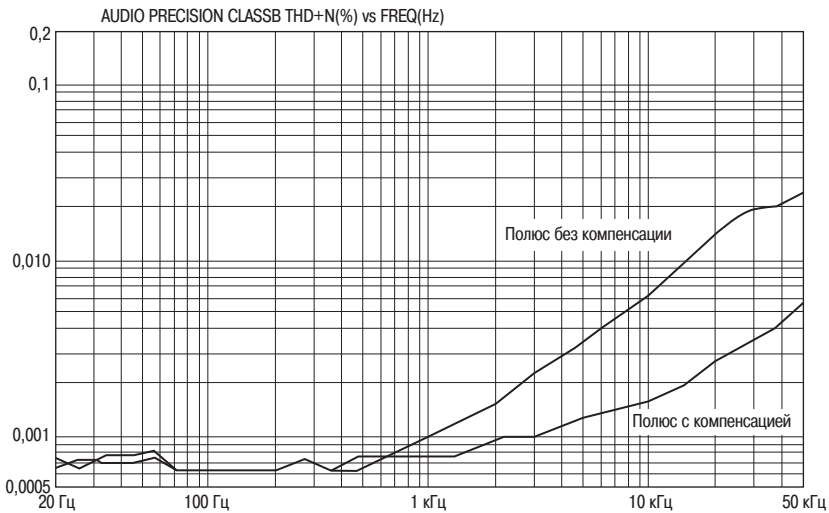
Для любого разработчика было бы совершенно справедливо ощущать беспокойство относительно любых шагов, которые могли бы увеличить коэффициент отрицательной ОС; усилители мощности работают при различных условиях, поэтому трудно быть уверенным, что схема всегда будет оставаться устойчивой при любых обстоятельствах. Это заставляет разработчика быть несколько консервативным в отношении действия коррекции, а автор книги всегда относится к решению данной проблемы с неким внутренним трепетом. Однако результаты чаще всего оказывались просто превосходными без заметного снижения устойчивости. Например, на рис. 7.4 приводится достаточно хороший результат от использования данного приема в отношении усилителя класса В, схема которого приводится на рис. 7.5.

Простейший способ использовать двухполюсную коррекцию приводится на рис. 7.1г, там же приводятся стандартные значения величин элементов схемы. Конденсатор  $C_{p1}$  должен иметь точно такую же величину емкости, какая была бы необходима для обеспечения устойчивой двухполюсной коррекции, а емкость конденсатора  $C_{p2}$  должна была бы быть, по крайней мере, вдвое больше; величина



**Рис. 7.3.** Зависимость коэффициента усиления разомкнутой цепи для двухполюсной коррекции при реальных значениях номиналов элементов схемы

сопротивления резистора  $R_p$  обычно лежит в пределах 1-10 кОм. В области средних частот полное комплексное сопротивление конденсатора  $C_{p2}$  сравнимо с величиной сопротивления  $R_p$ , и дополнительная постоянная времени заставляет местную локальную связь, охватывающую каскад усилителя напряжения, нарастать с частотой более быстро, снижая усиление разомкнутой обратной связи почти со скоростью 12 дБ/октаву. В ВЧ области полное комплексное сопротивление резистора  $R_p$  становится высоким по сравнению с этим же параметром конденсатора  $C_{p2}$ , наклон зависимости коэффициента усиления постепенно приближается к значению 6 дБ/октаву, после чего поведение становится совершенно аналогичным поведению в случае коррекции с доминантным полюсом, при которой величина емкости  $S_{dom}$  становится раной емкости последовательно включенных конденсаторов. До тех пор пока наклон продолжает возвращаться к значению 6 дБ/октаву и до того, пока не произойдет пересечение с линией единичного усиления, представляется достаточно вероятным, что не существует очевидных причин, чтобы нарушалось условие устойчивости Найквиста (Nyquist). На рис. 7.3 приводится результат моделирования двухполюсного усиления при разомкнутой цепи для используемых на практике номиналов элементов схемы. Величина емкости конденсатора  $C_{p2}$  должна, по крайней мере, вдвое превышать величину емкости конденсатора  $C_{p1}$ , поэтому скорость снижения коэффициента усиления уменьшается обратно до линии 6 дБ/октаву до того, как будет пересечена линия единичного значения коэффициента усиления. Потенциальное значение коэффициента



**Рис. 7.4.** Снижение искажений при двухполюсной коррекции

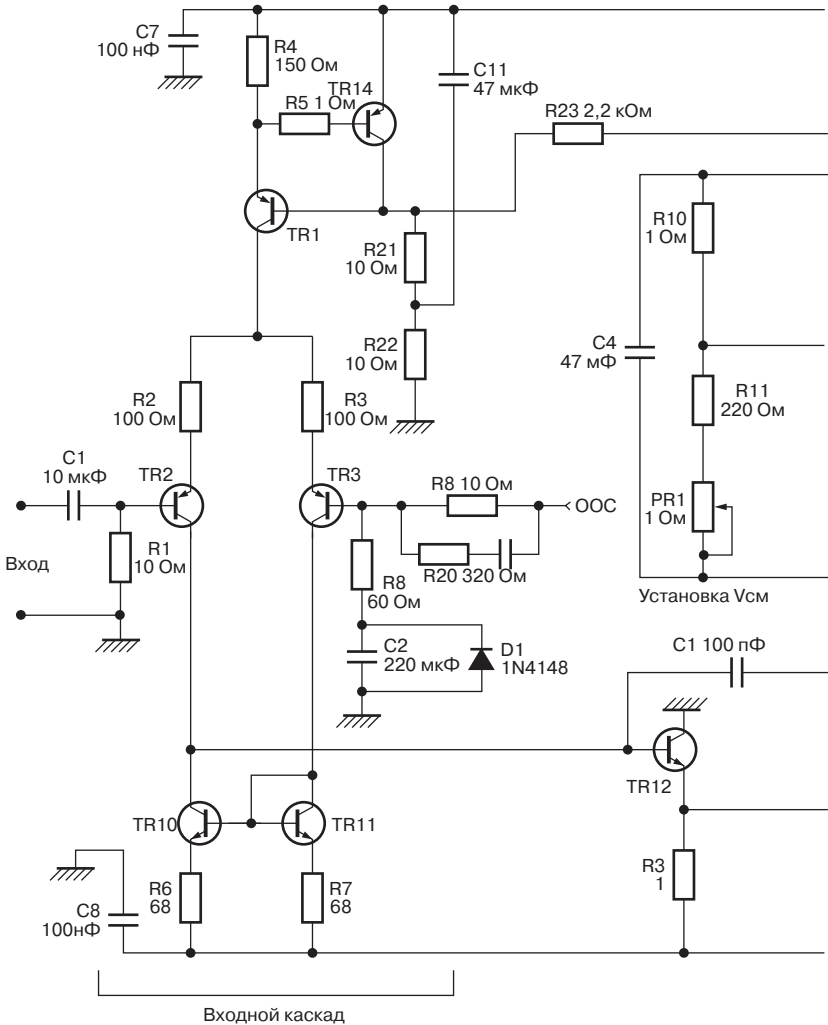
усиления возросло более чем на 20 дБ на участке от 3 до 30 кГц, в области, в которой коэффициент нелинейных искажений стремится возрасти из-за снижения величины отрицательной ОС. Пик на кривой усиления с разомкнутой обратной связью на частоте 8 кГц выглядит весьма сомнительным, однако, автор книги до сих пор не смог обнаружить какие-либо неблагоприятные эффекты в поведении при замкнутой цепи ОС.

Имеются, однако, и недостатки в демонстрируемом здесь приближении, которые снижают эффективность улучшения линейности характеристик. Двухполюсная коррекция может уменьшать линейность разомкнутой цепи в то же самое время, когда она увеличивает коэффициент обратной связи, который старается осуществить коррекцию. В ВЧ области для конденсатора  $C_{p2}$  характерно низкое полное комплексное сопротивление, что позволяет резистору  $R_p$  выступать в роли непосредственной коллекторной нагрузки на землю каскада усилителя напряжения, а это, как уже было показано, ухудшает линейность каскада усилителя напряжения.

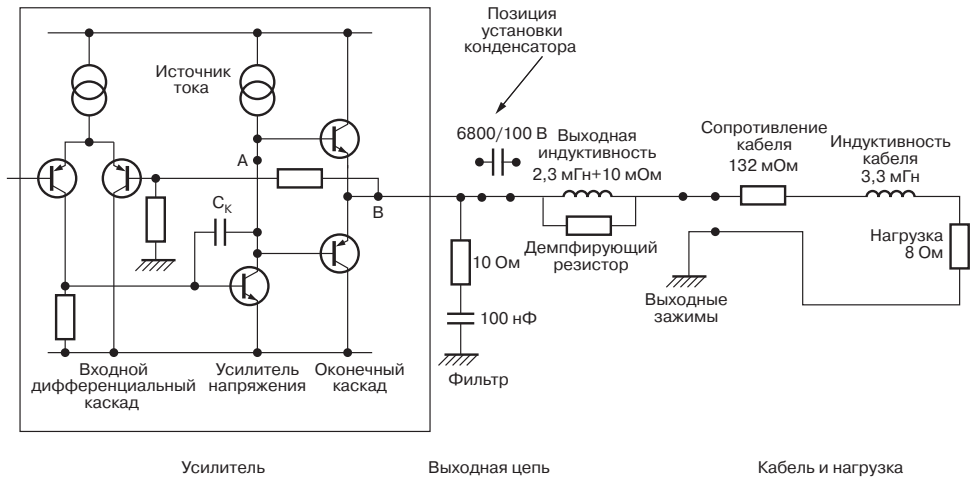
Однако, если отношение между значениями емкости  $C_{p2}$  и сопротивлением  $R_p$  подобраны правильно, общее уменьшение искажений будет значительным и весьма полезным. После того как двухполюсная коррекция была введена в схему усилителя, показанного на рис. 7.5, шумовые выбросы, связанные с пересечением нулевого уровня, на разностной зависимости коэффициента нелинейных искажений почти исчезли, будучи частично замещенными вторыми гармониками с низким уровнем, которые практически полностью определяются характером нагрузки каскада усилителя напряжения. Скорость нарастания выходного напряжения (при положительном фронте сигнала) также несколько уменьшится.

Все вышеизложенное выглядит весьма привлекательным методом, так как достаточно просто может быть применено в уже существующей конструкции про-

стым введением в схему двух недорогих элементов. Если емкость конденсатора  $C_{p2}$  значительно превышает величину емкости  $C_{p1}$ , то введение или удаление резистора  $R_p$  позволяет произвести непосредственное сравнение между двумя вариантами коррекции. Однако необходимо проявлять известную осторожность, так как если усилитель склонен к ВЧ паразитным явлениям, то такой вид коррекции может их усилить.



**Рис. 7.5.** Усилитель Класса В, приведенный в Главе 6 книги. В целях упрощения максимальное значение скорости нарастания определяется источником тока TR1 и величиной емкости конденсатора  $C_{dom}$



**Рис. 7.6.** Система усилителя, соединительных кабелей и нагрузки. Упрощенная схема усилителя со схемой Зобеля, сглаживающим выходным дросселем и резистивной нагрузкой. Усредненные значения индуктивности и сопротивления приведены для стандартного соединительного кабеля длиной 5 м

## 7.7. Выходные цепи

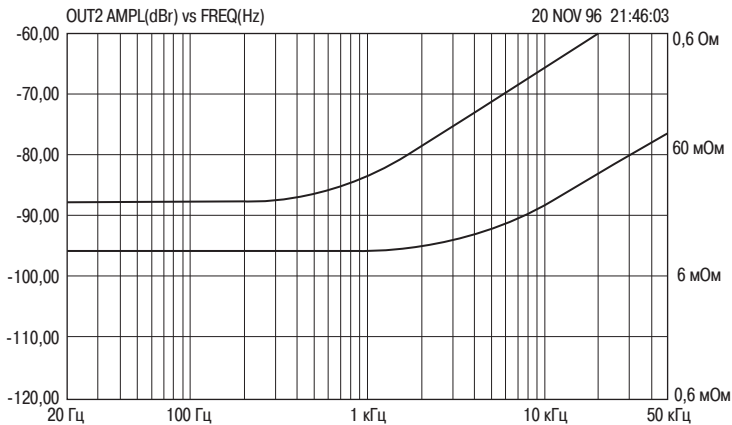
Обычные выходные цепи усилителя мощности показаны на рис. 7.6, на них же приведены стандартные значения номиналов элементов цепей. Они включают параллельно включенную цепь Зобеля (Zobel), необходимую для повышения устойчивости схемы при работе на индуктивную нагрузку, а также последовательно включенный выходной гасящий дроссель, необходимый для увеличения устойчивости схемы при работе на емкостную нагрузку.

### 7.7.1. Полное выходное комплексное сопротивление усилителя

Как принято обычно считать, основное влияние, которое оказывает выходное полное комплексное сопротивление, заключается в его влиянии на коэффициент ослабления (затухания). Это не так, как уже было разъяснено в главе 1. Вопреки общепринятой неуместности демонстрации этого вопроса, автор книги все же намерен остановиться на коэффициенте ослабления именно в этой части книги, чтобы продемонстрировать, как ослабляется действие несомненно впечатляющего фактора по мере того, как в работу включаются все большее количество элементов акустической системы громкоговорителей и подводящих кабелей.

На рис. 7.6 приведена упрощенная схема усилителя с цепью Зобеля (Zobel), последовательно включенным выходным дросселем, а также упрощенной моделью, представляющей соединительные кабели и громкоговоритель нагрузки. Выходное полное комплексное сопротивление усилителя, выполненного на полупроводниковых интегральных микросхемах, имеет очень маленькое значение, даже в случаях использования умеренной по величине общей отрицательной ОС. Автор книги





**Рис. 7.7.** Частотная зависимость выходного полного комплексного сопротивления «безупречного усилителя» с подключенным и отключенным выходным дросселем, имеющим индуктивность 6 мкГн. Добавление дросселя (верхняя зависимость) увеличивает как величину выходного комплексного сопротивления на плоском НЧ участке (за счет последовательно включаемого сопротивления), так и возрастающее полное комплексное сопротивление на ВЧ участке характеристики

произвел измерения «безупречного усилителя» класса В, сходного с приведенным на рис. 7.5, у которого стандартное значение коэффициента усиления отрицательной ОС составляло 29 дБ на частоте 20 кГц и возрастало со скоростью 6 дБ/октаву с уменьшением частоты. На рис. 7.7 приводится частотная зависимость выходного полного комплексного сопротивления для точки измерения А перед выходным дросселем. Измерения производились при подаче сигнала 10 мА через сопротивление 600 Ом.

Выходное полное комплексное сопротивление на низкой частоте составляет примерно 9 мОм (на нагрузке 8 Ом коэффициент ослабления составляет 890). Если рассматривать это в перспективе, то один метр толстого кабеля, предназначенного для подключения оборудования типа 32/02 (32 жилы диаметром 0,2 мм) имеет сопротивление 16,9 мОм. Собственное сопротивление соединительных кабелей в усилителе может равняться или даже превосходить на низких частотах выходное полное комплексное сопротивление усилителя.

Скорость увеличения выходного полного комплексного сопротивления составляет 6 дБ/октаву для частот, превышающих 3 кГц, по мере снижения коэффициента усиления общей отрицательной ОС, достигая значения 36 мОм на частоте 20 кГц. Сопряженная частота 3 кГц не совпадает с частотой доминантного полюса усилителя, которая значительно ниже и находится около значения 10 Гц.

Выходное полное комплексное сопротивление замкнутой цепи (ОС) для любого усилителя определяется значением полного комплексного сопротивления разомкнутой цепи и коэффициентом усиления отрицательной обратной связи.

Полное комплексное выходное сопротивление не является просто полным комплексным выходным сопротивлением одного лишь выходного каскада, так как последний возбуждается каскадом усиления напряжения, то поэтому в точке А, изображенной на рис. 7.6, необходимо учитывать значительное по величине и зависящее от частоты собственное сопротивление источника тока. Когда стандартные каскады эмиттерного повторителя и дополняющей парной обратной связи, СФР, возбуждаются от источника с нулевым комплексным сопротивлением, то в обоих случаях можно грубо оценить значение полного комплексного выходного сопротивления как находящееся в пределах 150–180 мОм. Это при условии, что сопротивления эмиттерных резисторов  $R_e$  составляют 0,1 Ом. Увеличение сопротивления  $R_e$  до 0,22 Ом увеличивает значение полного комплексного выходного сопротивления до величины 230 – 280 мОм, доказывая, что эти резисторы на практике составляют основную часть полного комплексного выходного сопротивления. Выходные устройства и предоконечный каскада оказывают при этом небольшое влияние.

Если среднее значение полного комплексного выходного сопротивления при разомкнутой цепи (ОС) составляет 200 мОм, а коэффициент усиления отрицательной ОС на частоте 20 кГц составляет 29 дБ, или увеличивается в 28 раз, то можно было бы ожидать, что полное комплексное выходное сопротивление при замкнутой цепи будет составлять приблизительно величину, равную частному от деления 200:28, т.е. 7 мОм. Так как в действительности это значение составляет примерно 33 мОм на данной частоте, то становится очевидным, что дело обстоит несколько сложнее, чем дает простой и приближенный анализ. В реальном усилителе выходной каскад не питается от источника с нулевым сопротивлением, а совсем наоборот, питается от источника с высоким сопротивлением, которое снижается пропорционально частоте. Для рассматриваемого автором «безупречного усилителя» класса В оно снижается от 3 кОм на частоте 1 кГц до примерно 220 Ом на частоте 20 кГц. Полное комплексное сопротивление источника величиной 220 Ом обеспечивает полное комплексное выходное сопротивление при разомкнутой цепи (ОС) порядка 1 Ом, которое при уменьшении на коэффициент, равный 28 при действии общей обратной связи, дает значение 35 мОм. Это значение достаточно хорошо совпадает с величиной, измеряемой на частоте 20 кГц в точке В, показанной на схеме рис. 7.6.

Все эти измеряемые значения полного комплексного выходного сопротивления при замкнутой цепи являются очень низкими по сравнению с другими полными комплексными сопротивлениями в системе усилитель - соединительные кабели - громкоговоритель. И, как будет показано, в большинстве случаев ими можно будет пренебречь.

В схеме «безупречного усилителя», приведенного в разделе 6.6 книги, имеется выходной дроссель, имеющий индуктивность примерно 6 мкГн. Его задача заключается в том, чтобы абсолютно гарантировать устойчивость при всех возможных

емкостных нагрузках, поэтому индуктивность (самоиндукция) находится в самом верху допустимого диапазона. Это значение ограничено ВЧ срезом при работе на нагрузку с самым низким возбуждаемым сопротивлением. Этот реально существующий элемент, состоящий из 20 витков медного провода с диаметром 1,5 мм, намотанных на каркасе диаметром 25,4 мм, имеет сопротивление по постоянному току, равное 19 мОм. Это небольшое дополнительное сопротивление поднимает плоский участок на зависимости полного комплексного сопротивления до значения 24 мОм и на практике определяет НЧ полное комплексное выходное сопротивление, которое измеряется на выводах усилителя (точка С на схеме). Оно также резко уменьшает «воображаемый» коэффициент ослабления со значения 890 до 330.

В действительности индуктивность катушки выталкивает еще выше возрастающую часть на зависимости полного комплексного сопротивления. Полное выходное комплексное сопротивление начинает возрастать в этих условиях с частоты 700 Гц с постоянным значением 6 дБ/октаву, достигая значения 0,6 Ом на частоте 20 кГц (см. рис. 7.7).

### 7.7.2. Обеспечение минимального значения полного комплексного входного сопротивления усилителя

Данный продукт плохо продуман, но не по той причине, что в нем оптимизированы динамические параметры громкоговорителя, (хотя, по правде говоря, этого и не сделано вовсе), а по той причине, что в нем сведены к минимуму изменения частотной характеристики, вызванные изменениями сопротивления катушки громкоговорителя. Без сомнений, образчик такого должен быть непременно рассмотрен.

Из рассмотрения рис. 7.7 совершенно очевидно следует, что полное комплексное выходное сопротивление исходного усилителя, скорее васего, будет меньше, чем сопротивление дросселя, в силу чего последний должен быть рассмотрен в первую очередь. Необходимо определить минимальное значение полного комплексного выходного сопротивления из условий устойчивости при емкостной нагрузке, потому что меньшее по величине значение индуктивности означает меньшее количество витков провода и меньшее по величине сопротивление. Некоторые подходы к решению данной проблемы рассмотрены в следующем разделе. Следует, однако, отметить, что индуктивность обычной однослойной катушки зависит от количества витков во второй степени, поэтому уменьшение индуктивности вдвое уменьшает количество витков, а следовательно, и последовательно включенного сопротивления, только на величину, равную значению корня квадратного из двух. Провод же, из которого наматывается катушка дросселя, должен иметь максимально возможное сечение, определяемое компромиссом между ценой и качеством.

Также желательно свести к минимуму сопротивление внутренних проводов усилителя, а также уделить особое внимание любым источникам дополнительного сопротивления, вносимого выходными шинами, штекерами для подключения акустической системы и т.д. Когда негативное влияние этих факторов будет уменьшено настолько, насколько позволяют стоимость и опыт, то, скорее всего, полное комплексное сопротивление реального усилителя будет составлять самую меньшую часть из общей величины.

### 7.7.3. Цепь Зобеля

Все усилители мощности, за исключением, пожалуй, самых элементарных, для повышения устойчивости имеют в своей схеме цепь Зобеля. Эта самая простая, но, пожалуй, и самая таинственная цепь, включает в себя последовательно включенные резистор и конденсатор между выходной шиной и землей. Она всегда подключается со стороны внутренней (т.е. до дросселя) точки выходного дросселя, хотя в ряде схем имеется вторая схема Зобеля после выходного дросселя; все попытки понять смысл последнего нововведения не проливают на данный вопрос ни капли света. Сопротивление резистора почти приближается к величине полного комплексного сопротивления нагрузки и обычно составляет от 4,7 до 10 Ом. Емкость конденсатора почти всегда равняется 100 нФ, поэтому такое постоянство в этих значениях в свете существующего на практике огромного разнообразия схем усилителей мощности позволяет предположить, что эти величины не являются такими уж и критическими. Действительно, ряд исследований позволяют предположить, что действительная причина заключается в том, что такие традиционно используемые величины элементов цепи действительно очень близки к требуемым.

Работа цепи Зобеля (иногда также называемой ячейкой Боучера) обсуждается нечасто, при этом обычно говорится, что она необходима для защиты от слишком большой индуктивной составляющей в реактивном сопротивлении, присутствующей на выходе усилителя, из-за вклада от звуковой катушки громкоговорителя. При этом подразумевается, что это может привести к увеличению ВЧ неустойчивости. Достаточно просто увидеть на чисто интуитивном уровне, как емкостная нагрузка усилителя с определенным значением выходного сопротивления может привести к ВЧ неустойчивости, внося дополнительный сдвиг по фазе в контур общей отрицательной ОС, однако, гораздо менее очевидно, почему индуктивная нагрузка приводит к возникновению самой проблемы; если емкостная нагрузка уменьшает границы стабильности, то представляется вполне разумным предположить, что индуктивная нагрузка данные границы будет расширять.

Исходя из вышеизложенного, автор книги посчитал необходимым выполнить ряд экспериментов, в которых он удалил стандартную цепь Зобеля, состоящую из резистора с сопротивлением 10 Ом и конденсатора 0,1 мкФ, из «безупречного усилителя» класса В с дополняющей парной обратной связью, СРФ, на выходе и стандартным значением коэффициента усиления отрицательной ОС, равным 32 дБ на частоте 20 кГц. При величине резистивной нагрузки 8 Ом суммарный коэффициент нелинейных искажений и устойчивость усилителя не изменились. Однако, когда последовательно был включен дроссель с индуктивностью 0,47 мкГн, чтобы смоделировать в первом приближении моноблочный громкоговоритель, были получены доказательства неустойчивости выходного каскада в области очень высоких частот, но совершенно определенно не возникало неустойчивости Найквиста в цепи общей отрицательной ОС.

Также автор книги попытался уменьшить нагрузку, оказываемую на выход цепью Зобеля. Однако увеличение последовательно включаемого сопротивления до 22 Ом предоставило некоторые доказательства возникновения проблем с устойчивостью, и поэтому автор был вынужден прийти к неутешительному выводу, что

стандартные значения цепи лежат очень близко к истинному значению. Действительно, при использовании стандартной цепи Зобеля, состоящей из резистора с сопротивлением 10 Ом и конденсатора с емкостью 0,1 мкФ, дополнительная нагрузка, подключаемая к усилителю, на ВЧ не является большой; для выходного напряжения 1 В на частоте 10 кГц цепь Зобеля потребляет 6,3 мА, его величина возрастает до 12,4 мА на частоте 20 кГц (вполне неплохо, если сравнивать с током 125 мА во всем частотном диапазоне для резистора с сопротивлением 8 Ом). Эти токи могут быть просто увеличены до реального выходного уровня, что позволит определить номинальное значение мощности для резистора цепи Зобеля. Таким образом, усилитель, имеющий на выходе напряжение 20 В среднеквадратического значения, должен быть способен пропускать ток величиной 248 мА среднеквадратического значения на частоте 20 кГц и рассеивать мощность 0,62 Вт. Поэтому может быть выбран элемент с мощностью рассеяния 1 Вт.

На практике максимальное воздействие на резистор цепи Зобеля оказывается во время ВЧ неустойчивости, так как возбуждение усилителя чаще всего наблюдается в диапазоне частот 50–500 кГц. Поэтому выбор резистора должен производиться так, чтобы противостоять этому хотя бы в течение непродолжительного времени, пока остальные меры не станут ощутимо действенными. Поэтому выбор резистора, рассчитанного на номинальное значение мощности от 3 до 5 Вт, является самым обычным.

Чтобы завершить данный раздел, следует отметить, что практически нет никаких сомнений, что цепь Зобеля необходимо использовать при любой нагрузке, которая хотя бы наполовину имеет индуктивный характер. Резистор может быть стандартным проволочным, рассчитанным на мощность рассеяния 5 Вт или более, это предотвратит его выгорание при возникновении ВЧ неустойчивости усилителя. Проволочный резистор может снизить эффективность работы цепи Зобеля на очень высоких частотах, однако, на практике его использование более чем удовлетворительно, цепь Зобеля продолжает эффективно оказывать стабилизирующее воздействие при работе с индуктивной нагрузкой.

#### 7.7.4. Выходной дроссель

Только для самых простых моделей усилителей мощности считается обычным делом непосредственное подключение выходного каскада к внешней нагрузке. Такое непосредственное подключение возможно осуществлять, как правило, для усилителей, у которых небольшой коэффициент усиления ОС и у которого достаточно большие границы устойчивости Найквиста, определяемые реактивной нагрузкой.

Многие годы разработчики схем относились с большой осторожностью к ситуации, когда к их усилителям подключалась емкостная по характеру нагрузка; характерно смятение, которое исходит к моменту самого первого примера использования на практике электростатического громкоговорителя фирмы Квуд Акустик (Quad Acoustic), которое весьма непродуманно было смоделировано простым параллельным включением конденсатора емкостью 2 мкФ с тестовой и обычной резистивной нагрузкой, имеющей величину 8 Ом. На самом же деле,

действительное полное комплексное сопротивление нагрузки, представляемой электростатическим громкоговорителем, имеет гораздо более сложный характер, чем предложенный вариант, в основном из-за повышающего трансформатора, необходимого для того, чтобы развить необходимое напряжение возбуждения, при этом использование лишь только одного конденсатора с емкостью 2 мкФ может вызывать неустойчивость усилителя, если не будут предприняты специальные защитные меры.

Когда параллельно резистивной нагрузке подключается описанным способом конденсатор и при этом не используется согласующий выходной дроссель, то, как обычно было получено на практике, величина емкости конденсатора, вызывающего максимальный дестабилизирующий эффект, находится гораздо ближе к значению 100 нФ, а вовсе не 2 мкФ.

Наиболее эффективной защитной мерой против такой формы неустойчивости является использование небольшого дросселя с воздушным сердечником, подключаемого последовательно с выходом усилителя. Такой способ изолирует усилитель от параллельно подключенной емкости, не вызывая при этом значительных потерь в акустическом частотном диапазоне. Величина индуктивности обычно лежит в пределах 1–7 мкГн, верхний предел определяется необходимостью избежать значительного спада характеристики на высокой частоте при использовании нагрузки с сопротивлением 4 Ом. При рассмотрении варианта нагрузок величиной 2 Ом верхнее предельное значение должно быть уменьшено, как минимум, вдвое.

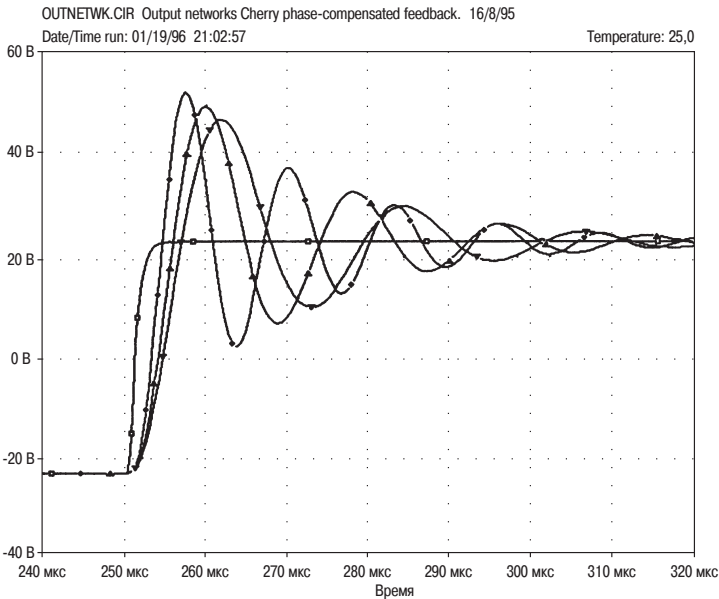
Обычным методом считается тестирование переходных характеристик усилителя с использованием сигнала прямоугольной формы и выходной нагрузки, имеющей параллельно включенные элементы с сопротивлением 8 Ом и емкостью 2 мкФ, которая необходима для моделирования условий применения электростатического громкоговорителя, при этом такие условия рассматриваются в качестве самых требовательных. Однако на выходе усилителя присутствует дроссель, и при наличии значительной емкостной составляющей в нагрузке они вместе образуют резонансный контур, определяя наличие пика на частотной характеристике в высокочастотной области, а также перегрузку (максимальный по амплитуде выброс неустановившегося переходного процесса) и затухающий переходной процесс («звон») на крутых фронтах импульсов.

Таким образом, подобные тесты на самом деле вовсе не дают истинной картины при исследовании частотной характеристики усилителя. Что касается затухающих переходных колебаний («звона»), которые практически всегда наблюдаются при проведении испытаний с подобной емкостной нагрузкой, их появление связано с возникновением резонанса между выходной индуктивностью и используемым при тестировании конденсатором и не имеет ничего общего со стабильностью усилителя. Затухающие колебания обычно наблюдается на частотах около 40 кГц или около того, что является слишком медленным процессом, чтобы порицать из-за них любой усилитель с нормально выполненной коррекцией. Наличие затухающих переходных колебаний в частотной характеристике определяется выходными цепями, даже в том случае, если характеристики самого усилителя идеальны.

Очень хорошим приемом является использование гасящего (демпфирующего) резистора с небольшим значением сопротивления, включаемого параллельно индуктивности, это уменьшает добротность  $Q$  возникающего выходного LC контура при использовании емкостной нагрузки, а также снижает перегрузку (максимальное значение амплитуды выброса при неустановившемся переходном процессе) и амплитуду колебаний затухающего переходного процесса («звон»).

Если у усилителя совершенно сознательно закоротить выходной дроссель и приложить емкостную по характеру нагрузку, то, как правило, частота возбуждения будет лежать в диапазоне 100–500 кГц, такой режим, если ему позволить осуществляться, окажется разрушительным для выходных транзисторов. При проведении обычных опытов с емкостной нагрузкой не наблюдается ничего похожего на «звон» в чистом виде. В данном же случае совершенно не наблюдается такого явления, как очевидно выраженный затухающий «звон», так как затухающие колебания на частоте 500 кГц скорее всего означают, что усилитель находится буквально в одном малюсеньком шаге от разрушения, вызванного возбуждением.

Попытки изучить это явление на практике с помощью схемы, приведенной на рис. 7.5, оказались тщетными из-за того, что усилитель оказался достаточно устойчивым к возбуждению, вызываемому емкостной нагрузкой, возможно, потому, что коэффициент общей обратной связи имел сравнительно среднее значение. Кон-

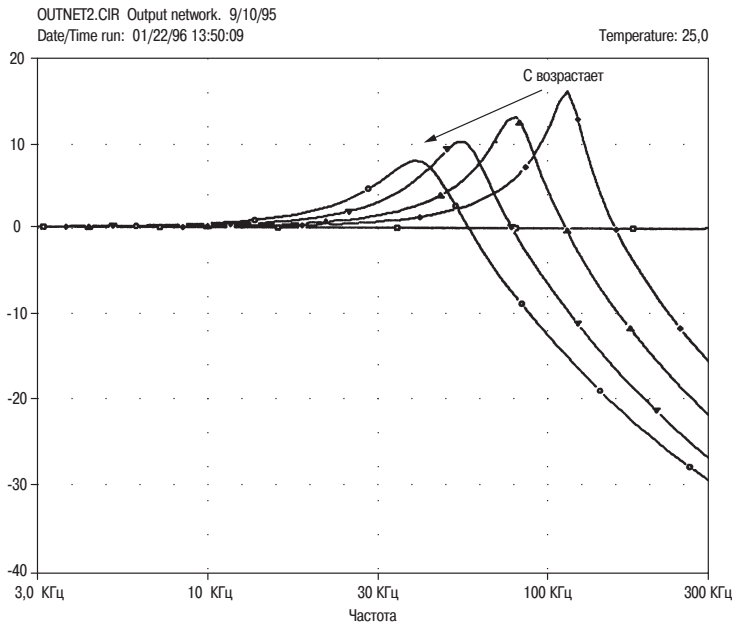


**Рис. 7.8.** Вид переходной характеристики при изменении величины индуктивности выходного дросселя. Увеличение индуктивности  $L$  снижает частоту «звона», не оказывая значительного влияния на амплитуду максимального выброса. Время нарастания входного сигнала составляет 1 мкс

денсатор емкостью  $100 \text{ нФ}$ , подключаемый непосредственно параллельно выходным клеммам, вызывал затухающие колебания на частоте  $420 \text{ кГц}$ , тогда как конденсатор с емкостью  $470 \text{ нФ}$  вызывал «звон» на частоте  $30 \text{ кГц}$ , а с емкостью  $2 \text{ мкФ}$  – на частоте  $125 \text{ кГц}$ .

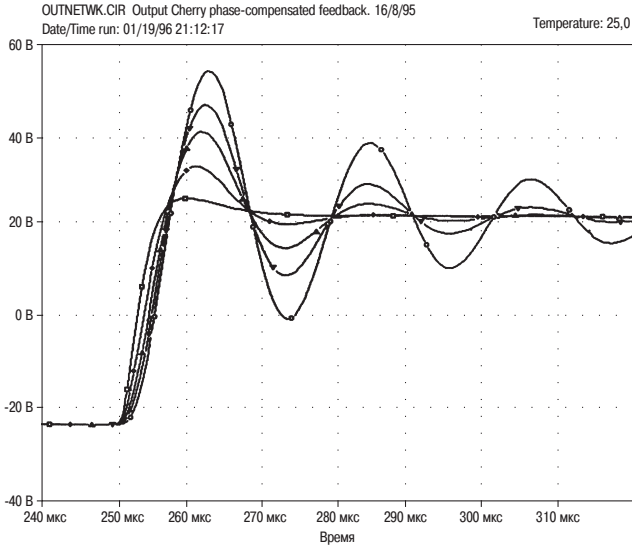
В то время как опыты с нагрузкой  $8 \text{ Ом}$  и  $2 \text{ мкФ}$ , описанные ранее, не позволили выявить никакой информации о переходной характеристике усилителя, в традиции исследователей остается четко запечатленным, и при этом чересчур оптимистичным, что всегда следует ожидать ее совершенно очевидного, явно выраженного проявления, позволяющего без всяких колебаний распознать ее. Снижение уровня выходного «звона» имеет некоторую коммерческую ценность, на него оказывают влияние несколько факторов, при воздействии на которые возможно устранить влияние перегрузки (максимального выброса неустановившегося процесса) и избежать отпугивания потенциальных покупателей:

- Величина индуктивности выходного дросселя. Увеличение индуктивности одновременно с сохранением неизменными значений всех других элементов, уменьшает перегрузку и величину пика на частотной характеристике, однако при этом пик смещается в область более низких частот, поэтому подъем частотной характеристики начинает происходить в акустическом диапазоне. См. рис. 7.8 и 7.9.

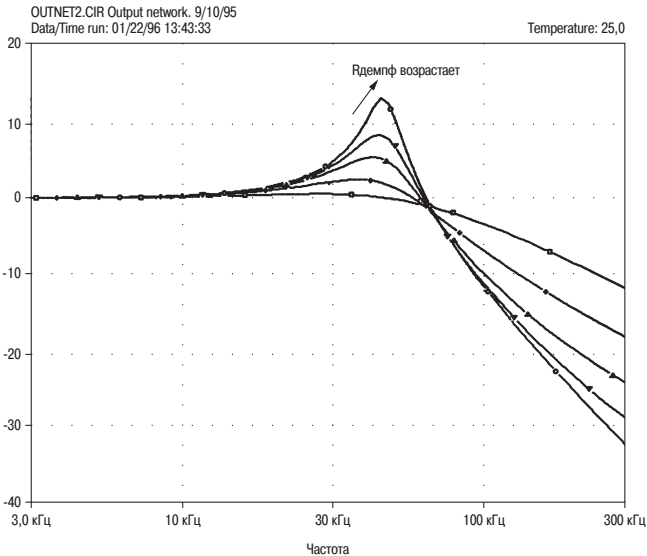


**Рис. 7.9.** Увеличение выходной индуктивности уменьшает остроту пика и смещает его положение в область более низких частот





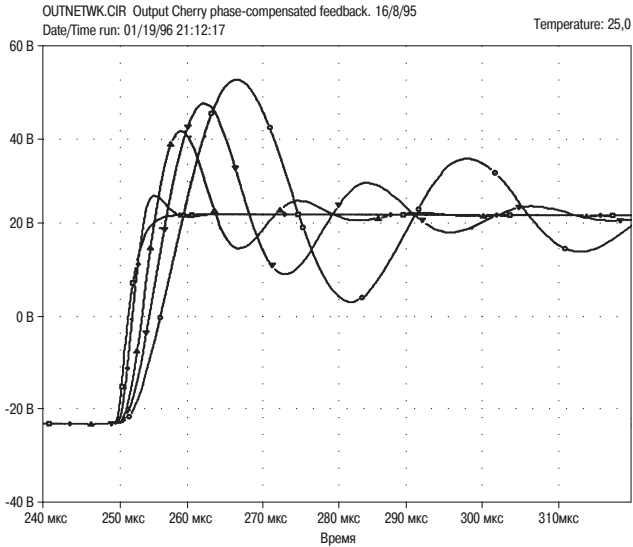
**Рис. 7.10.** Влияние изменения сопротивления гасящего сопротивления на переходную характеристику. Сопротивление величиной 1 Ом почти полностью устраняет перегрузку (максимальную амплитуду выброса при неустановившемся процессе)



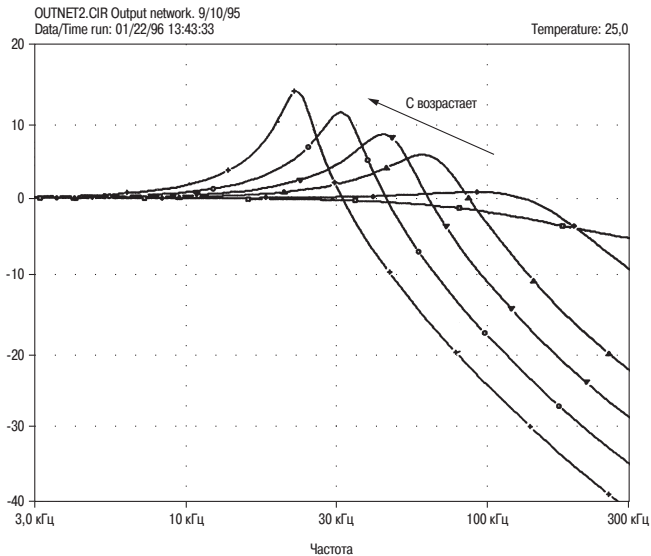
**Рис. 7.11.** Влияние изменения сопротивления гасящего сопротивления на переходную характеристику. Более низкое значение сопротивления уменьшает величину пика на частоте 40 кГц

- Величина сопротивления гасящего резистора, включаемого параллельно выходному дросселю. Уменьшение его величины уменьшает добротность  $Q$  выходного LC резонансного контура, а также уменьшает перегрузку (максимальный выброс в неустановившемся режиме) и «звон». Величина сопротивления составляет, как правило, около 10 Ом, резистор может быть обычным проволочным, его собственная индуктивность не приводит ни к каким осложнениям. Сопротивление 10 Ом снижает амплитуду максимального выброса с 58 % без демпфирования до 48 %, при этом также значительно снижается «звон». Острота величины пиков на частотной характеристике уменьшается, изменение положения по частоте незначительно. См. рис. 7.10 и 7.11. Величина сопротивления гасящего резистора может быть реально уменьшена до такого низкого значения, как 1 Ом, при условии, что устойчивость усилителя в области емкостной нагрузки остается надежной, а это уменьшает максимальный выброс в неустановившемся режиме еще значительно, с 48 % до 19%, и полностью устраняет «звон»; в этом случае наблюдается практически одиночный выброс. Является ли такая наглядная зависимость более привлекательной для потенциального покупателя – вопрос, конечно, интересный.
- Величина емкости нагрузки. Ее увеличение с неизменным значением параллельно включенного резистора, равным 8 Ом, приводит к большей величине перегрузки (амплитуде выброса) и более низкому значению частоты «звона», колебания которого затухают более медленно. Пики на частотной характеристике как более острые, так и расположены ниже по частоте, что не представляет привлекательную комбинацию этих характеристик. Однако этот элемент представляет часть стандартной тестовой нагрузки и поэтому находится вне зоны возможного выбора со стороны конструктора. См. рис. 7.12 и 7.13.
- В действительности же самым важным из всех фактором, влияющим на максимальную амплитуду выброса (перегрузку) и «звон», является время нарастания поступающего на вход сигнала прямоугольной формы. Это иной дополнительный фактор, который, как представляется, остается почти не изученным. На рис. 7.14 показано, что амплитуда максимального выброса в неустановившемся режиме, наблюдаемого в схеме, приведенной на рис. 7.5, составляет 51 % для времени нарастания переднего фронта импульса, равного 1 мкс, но составляет всего 12 % для времени нарастания 20 мкс. Становится ясным, что на результаты измерения переходной характеристики, полученные по данной методике, могут в значительной мере оказывать влияние характеристики как испытательного оборудования, так и скорость нарастания выходного напряжения. Что в конечном счете не исключает вероятность получать экспериментатором в ходе некоторых манипуляций результат, который заранее был бы желателен.

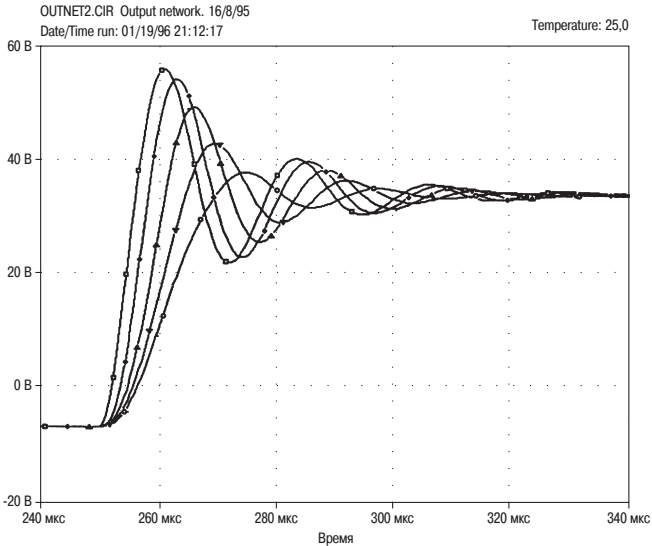
Выходной дроссель должен иметь воздушный сердечник, чтобы исключить возможность возникновения дополнительных искажений, вызванных насыщением магнитного материала сердечника. Дроссели с ферритовыми сердечниками, предназначенные для диапазона очень высоких частот, обеспечивают достаточную ста-



**Рис. 7.12.** Увеличение емкости конденсатора в нагрузке увеличивает величину максимального выброса неустойчившегося переходного процесса и уменьшает частоту его колебаний



**Рис. 7.13.** Увеличение емкости конденсатора в нагрузке увеличивает остроту максимального выброса неустойчившегося переходного процесса и смещает его положение в область более низких частот



**Рис. 7.14.** Наиболее важным фактором, оказывающим влияние на переходные характеристики, в действительности является время нарастания входного сигнала прямоугольной формы, особенно это актуально для амплитуды максимального выброса (перегрузки). На частоту затухающих колебаний, «звона», этот фактор не влияет

бильность характеристик, однако, их линейность должна рассматриваться как вызывающая определенные сомнения. В 70-х годах двадцатого века было модным использовать один из больших электролитических конденсаторов источника питания в качестве каркаса для катушки индуктивности, что, однако, не может рассматриваться в качестве заслуживающей внимания идеи. Магнитные характеристики электролитического конденсатора, как сердечника для дросселя, просто неизвестны, а линейность может быть снижена просто из-за тепла, рассеиваемого в катушке дросселя при прохождении тока.

Сопротивления обмотки дросселя с воздушным сердечником и индуктивностью 7 мкГн, изготовленной из 20 витков провода с диаметром 1,5 мм (этого вполне материального компонента схемы, имеющего диаметр 3 см и длину 6 см), оказывается вполне достаточно для того, чтобы вызвать измеряемые приборными методами потери мощности при работе на нагрузку с сопротивлением 4 Ом и доминировать в выходном полном комплексном сопротивлении, как было получено в результатах измерений на выводах усилителя. Следовательно, провод для обмотки дросселя должен иметь настолько большой диаметр, насколько это могут позволить соображения относительно компромисса между ценой и качеством.

Мощность рассеяния для гасящего резистора выбирается из следующих соображений. Для резистивной нагрузки 8 Ом напряжение на выходном дросселе медленно увеличивается с частотой, а величина мощности, рассеиваемой на гасящем

резисторе, достигает значения только 1,2 мВт на частоте 20 кГц для выходного напряжения 1 В среднеквадратического значения. Этот подсчет относится к обычному значению сопротивления гасящего резистора, равного 10 Ом. Если же величина сопротивления снижается до 1 Ом, чтобы исключить «звон» при работе на емкостную нагрузку, как было описано ранее, то рассеиваемая мощность возрастает на порядок, достигая значения 12 мВт.

Гораздо более высокие значения мощности рассеяния возникают в случае использования традиционной нагрузки в виде сопротивления 8 Ом и емкости 2 мкФ. Напряжение на выходном дросселе возрастает из-за резонанса с конденсатором нагрузки, и мощность, рассеиваемая при резонансе в гасящем резисторе с сопротивлением 10 Ом, составляет 0,6 Вт для напряжения 1 В среднеквадратичного значения. Это значение, однако, характерно для сверхвысоких частот (порядка 50 кГц с дросселем 7 мкГн) и имеет достаточно резкий пик, поэтому существует весьма небольшая вероятность того, что музыкальный сигнал сможет вызвать большое выделение мощности в резисторе при нормальном режиме работы. Однако, что касается цепи Зобеля, необходимо принять во внимание некоторые допущения при тестировании сигналом синусоидальной формы и потери колебательного процесса, поэтому величина мощности рассеяния для гасящего резистора обычно принимается между 1 и 5 Вт. Обычное проволочное сопротивление работает достаточно хорошо, не вызывая никаких проблем своей собственной индуктивностью.

### 7.7.5. Величина индуктивности выходного дросселя

Как уже указывалось ранее, выходной дроссель, используемый во всех разработках автором книги, имел 20 витков и величину индуктивности примерно 6 мкГн. При дальнейших исследованиях дроссель был уменьшен вдвое, его параметры после измерений составили: индуктивность равнялась 2,3 мкГн и сопротивление постоянному току – 10,1 мОм. Этот элемент оставался неизменным при всех величинах емкости, однако, не обеспечивал выполнение точного тестирования при использовании реальных громкоговорителей. Сейчас он выглядел гораздо более похожим на «усредненный» дроссель усилителя, чем на своего увеличенного собрата.

Альтернативным методом достижения устойчивости является использование вместо дросселя последовательно включенного резистора. Даже при нагрузке 100 нФ выходной проволочный резистор с сопротивлением 0,1 Ом устраняет «звон» на выходе усилителя. Этот метод дешевле, но гораздо менее эффективен по сравнению с дросселем, так как вместо сопротивления 10 мОм, имеющегося в дросселе с индуктивностью 2,3 мкГн, в схему вводится дополнительное сопротивление 100 мОм. Коэффициент ослабления при использовании резистора 0,1 Ом не может превышать значения 80. Более серьезное возражение заключается в том, что выходная мощность на сопротивлении 4 Ом будет значительно уменьшена: усилитель с выходной мощностью 200 Вт и нагрузкой 4 Ом будет низведен к усилителю с выходной мощностью 190 Вт, что не представляется достаточно приемлемым результатом при тщательном рассмотрении, хотя снижение в различаемом (органами слуха) уровне мощности и оказывается незначительным.

### 7.7.6. Эффект соединительных кабелей

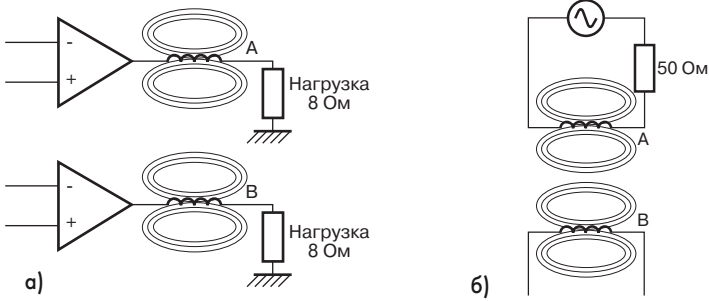
Если рассматривать систему, состоящую из усилителя, соединительных кабелей и акустической системы, в качестве единой, то общее полное комплексное сопротивление соединительных кабелей с нагрузкой 8 Ом оказывает следующее влияние:

- Постоянное уменьшение амплитуды сигнала, вызванное сопротивлением соединительного кабеля, которое образует делитель напряжения совместно с нагрузкой 8 Ом. Резистивная составляющая выхода усилителя обычно является незначительной.
- Спад характеристики на высокой частоте из-за индуктивности соединительных кабелей, образующей совместно с нагрузкой 8 Ом LR фильтр нижних частот. Выходная индуктивность усилителя (необходимая, чтобы обеспечить устойчивость при работе с емкостной нагрузкой) добавляется непосредственно к указанной, увеличивая общее последовательное сопротивление. Величина шунтирующей емкости любого нормального соединительного кабеля громкоговорителя, как правило, очень мала и не может оказать значительного влияния на частотную характеристику или еще что-нибудь.

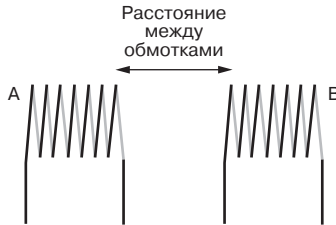
Основными критериями при выборе соединительных кабелей громкоговорителей являются, следовательно, величины последовательного сопротивления и индуктивности. Если значения этих параметров лежат ниже значений 100 мОм и 3 мкГн, то любые эффекты будут незначительными. Этим требованиям может удовлетворять силовой кабель, рассчитанный на номинальный ток 13 А, особенно в том случае, если используются все три жилы.

Если усилитель подключается к обычному громкоговорителю проводом, который обладает не только чисто резистивным сопротивлением, то будут проявляться следующие эффекты:

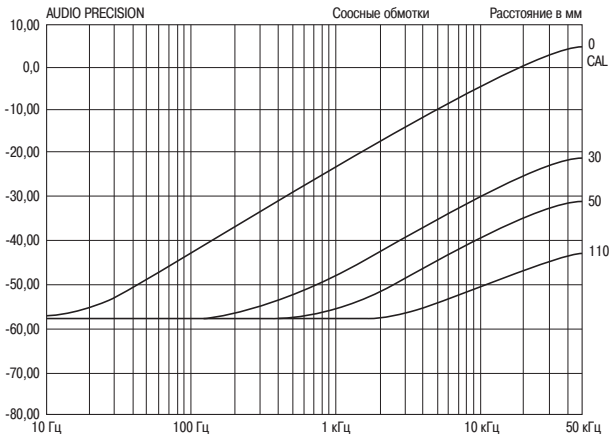
- На частотной зависимости напряжения на выводах громкоговорителя проявляются небольшие максимумы и провалы по мере того, как неравномерное полное комплексное сопротивление громкоговорителя нагружает комбинацию из последовательно включенных сопротивлений из полного комплексного сопротивления усилителя и сопротивления соединительного кабеля.
- Переменное по величине сопротивление нагрузки оказывает влияние на характеристики искажений усилителя. ВЧ искажения пересечения нулевого уровня уменьшаются, если сопротивление нагрузки возрастает выше значения 8 Ом, не изменяющаяся по величине нагрузка 68 Ом увеличивает ВЧ искажения выше уровня, характерного для ненагруженного усилителя. Для более высокой по сравнению со значением 8 Ом нагрузки, искажения пересечения нулевого уровня могут продолжать возрастать, но обычно этот процесс маскируется наступлением нелинейности сильного сигнала [16].
- Провалы большой интенсивности в зависимости от полного комплексного сопротивления могут неожиданно привести к срабатыванию схемы защиты от перегрузки. Амплитуды сигнала больше в области НЧ, поэтому провалы полного комплексного сопротивления в этой области потенциально более вероятны, чтобы вызвать протекание значительного по величине тока и привести в действие систему защиты.



**Рис. 7.15.** а) Взаимное влияние выходных катушек индуктивности в стереофоническом усилителе мощности. б) Экспериментальная схема. В катушке индуктивности «А» протекает ток с постоянным эффективным значением, на выводах «принимающей» катушки индуктивности «В» измеряется наведенное напряжение



**Рис. 7.16.** Взаимное расположение двух катушек индуктивности, соответствующее их соосному, или коаксиальному положению



**Рис. 7.17.** Уровень перекрестных помех в зависимости от расстояния между соосно расположенными катушками индуктивности

## 7.8. Перекрестные помехи в выходном дросселе усилителя

При разработке схемы стереофонического усилителя мощности всегда вызывает серьезную озабоченность проблема межканальных перекрестных помех. В настоящее время, когда усилитель для домашнего кинотеатра с семью (акустическими) каналами становится самым обычным, проблема перекрестных помех приобретает особое значение, даже по той причине, что каналы должны располагаться гораздо более тесно. В данной книге рассматривается один аспект этой проблемы. Практически все усилители мощности имеют выходные дроссели, для того чтобы обеспечить устойчивость против емкостной составляющей сопротивления, поэтому часто возникает вопрос, является ли использование индуктивной связи между двумя (каналами) пригодным в том случае, когда стоит задача избавиться от перекрестных помех. Достаточно часто предполагается, что для катушек индуктивностей (которые достаточно часто выполняются в виде соленоида, имеющего длину и диаметр приблизительно одного порядка величины) при установке в аппаратуре с ориентацией их осей относительно друг друга под требуемыми углами, отличающимися от взаимно параллельного направления, будет вполне достаточно, чтобы свести к минимуму их взаимное влияние. Но возникает вопрос, а так ли обстоит дело в действительности?

Автор книги считает, что он вправе заявить, что совершенно отсутствуют публикации по этому вопросу, и что пришло время наконец сделать это. Сила электромагнитного взаимодействия катушек, без всяких сомнений, может быть рассчитана (хотя такой способ и не для автора данной книги), однако, как это часто случается в блистательной профессии электронщиков, гораздо проще и быстрее просто произвести необходимые измерения.

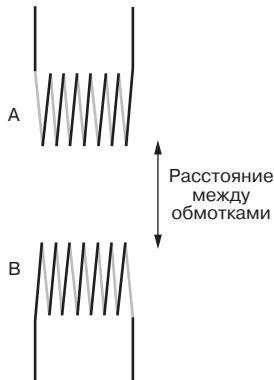
Обе катушки индуктивности, используемые автором книги, имели по 14 витков медного провода диаметром 1 мм, длину по 22 мм и диаметры по 20 мм. Индуктивность каждой равнялась величине порядка 2 мкГн и каждая представляла в большой степени «усредненную» выходную катушку, пригодную для стабилизации усилителя, вплоть до усилителя, рассчитанного на мощность 150 Вт и нагрузку 8 Ом. Катушки индуктивности с другими характеристиками будут давать несколько иные результаты, но экстраполяция результатов для имеющегося в наличии экземпляра будет достаточно простой: например, увеличение количества витков вдвое для каждой катушки будет означать четырехкратное увеличение их взаимодействия.

На рис. 7.15 приводится ситуация, характерная для стереофонического усилителя мощности. Поле, возникающее при протекании тока в катушке А, наводит э.д.с. в катушке В, поэтому напряжение сигнала перекрестных помех будет добавляться к выходному сигналу В.

На рис. 7.16 представлена экспериментальная схема. Катушка А возбуждается от генератора сигналов с внутренним сопротивлением источника 50 Ом, напряжение сигнала составляет 5 В среднеквадратичного значения. Фактически оно все падает на внутреннем сопротивлении источника, поэтому в катушке В протекает постоянный ток 100 мА среднеквадратичного значения.

На рис. 7.17 приводится первый результат, полученный при соосном (или коаксиальном) расположении катушек, когда их торцевые поверхности соприкасаются. (Такое их взаимное расположение, как можно предполагать, представляет наих-

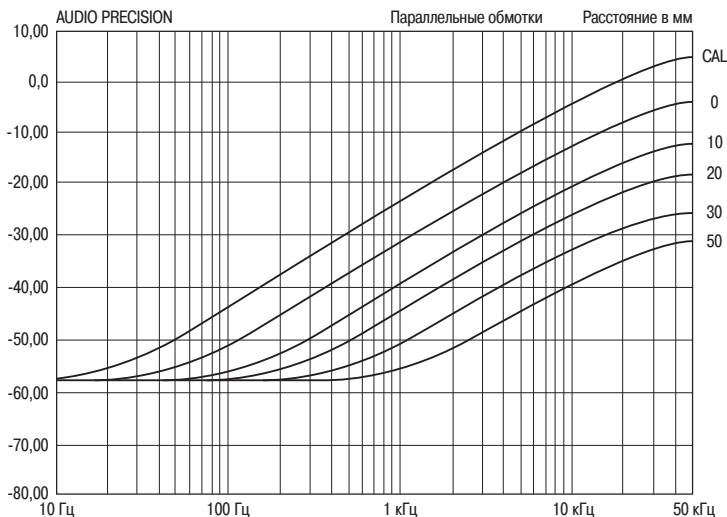




**Рис. 7.18.** Расположение катушек индуктивности при параллельном, но несоосном взаимном направлении их осей

удший случай для их взаимного влияния.) Перекрестные помехи возрастают со скоростью 6 дБ/октаву, так как напряжение, индуцированное в катушке В, пропорционально скорости изменения магнитного потока, а амплитуда магнитного потока фиксирована. Очевидно, что рассматриваемый случай отличается от случая работы обычного трансформатора, для которого частотная характеристика плоская. В трансформаторе индуктивность первичной обмотки намного больше, чем полное комплексное сопротивление последовательной цепи, поэтому магнитный поток, который пересекает вторичную обмотку, уменьшается наполовину, когда частота входного сигнала удваивается, а величина напряжения, наводимого во вторичной обмотке, остается неизменной. Уровень перекрестных помех на частоте 20 кГц был выбран в качестве эталонного, соответствующего уровню 0 дБ. Это представлено уровнем напряжения 2,4 мВ среднеквадратичного значения на выводах катушки индуктивности В. Ток величиной 100 мА среднеквадратичного значения в катушке индуктивности А соответствует напряжению 800 мВ среднеквадратичного значения на нагрузке 8 Ом, поэтому данные величины дают итоговое значение перекрестных помех, наводимых от одного канала в другой, на уровне -54 дБ на частоте 20 кГц. Они продолжают свое черное дело и выше частоты 20 кГц, но уже никто не может воспринимать этого на слух. Все зависимости для перекрестных помех, приведенные далее, даны для частоты 20 кГц.

Затем катушки раздвигались, каждый раз на расстояние в 10 мм, при каждом увеличении расстояния между катушками индуктивности на 10 мм уровень перекрестных помех снижался на 10 дБ, как это видно из зависимости, приведенной на рис. 7.17. При расстоянии между катушками индуктивности, равном 110 мм и которое можно считать достаточно типичным для различных конструкций, уровень перекрестных помех снизился на 47 дБ относительно начального эталонного уровня, давая суммарный уровень снижения перекрестных помех, который будет определяться суммой:  $(54 + 47) \text{ дБ} = 101 \text{ дБ}$ . Это – очень низкий уровень и расположен он в самом верху акустического диапазона. Для частоты 1 кГц, где человеческое ухо имеет гораздо более высокую чувствительность, уровень перекрестных помех

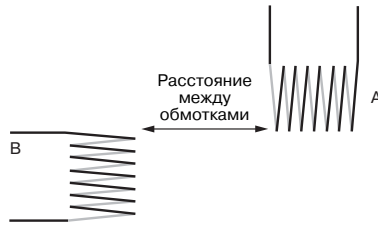


**Рис.7.19.** Уровень перекрестных помех в зависимости от расстояния между катушками индуктивности при параллельной ориентации их осей

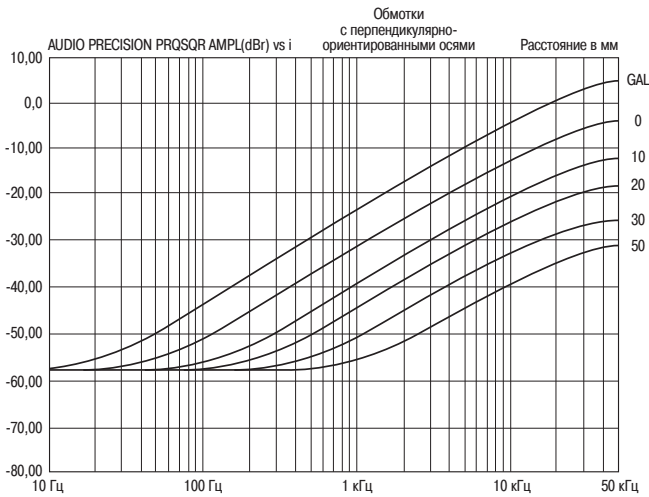
будет еще примерно на 25 дБ ниже, что в сумме даст значение ослабления -126 дБ, что, как полагает автор книги, не может представлять вообще никакой проблемы. Такие результаты получены при таком взаимном расположении катушек индуктивности, которое можно считать самым нерациональным. Ослабление взаимодействия между катушками индуктивности составляет -32 дБ при расстоянии между ними 50 мм; это значение ослабления на этом расстоянии было выбрано в качестве величины, используемой для сравнения между различными вариантами взаимного положения катушек.

Следующая конфигурация для определения влияния взаимного расположения катушек индуктивности приводится на рис. 7.18, при которой оси катушек располагались параллельно друг другу, при этом сами катушки соприкасались боковыми поверхностями. Результаты измерений приводятся на рис. 7.19; уровень перекрестных помех для рассматриваемого взаимного положения и для расстояния между ними, равного 50 мм, составляет -38 дБ. При каждом увеличении расстояния между боковыми поверхностями катушек индуктивности на 10 мм уровень перекрестных помех снижается на 7 дБ. Этот результат хуже, чем для случая перекрещивающихся осей катушек индуктивности (и который будет рассмотрен чуть позже), но лучше по сравнению с соосным (или коаксиальным) их расположением.

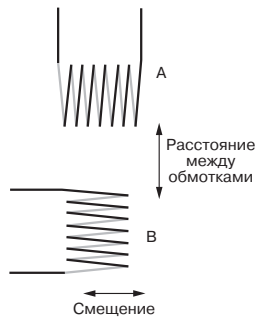
При последнем варианте взаимного расположения катушек индуктивности угол между их осями составляет  $90^\circ$ , т.е. так называемое положение с перекрещивающимися осями. За исходное положение принято такое, когда образующие цилиндров (боковые поверхности катушек) совпадают с направлением координатных осей декартовой системы координат, причем катушки касаются друг друга в точке пересечения координатных осей (см. рис. 7.20). Когда катушки находятся в положении



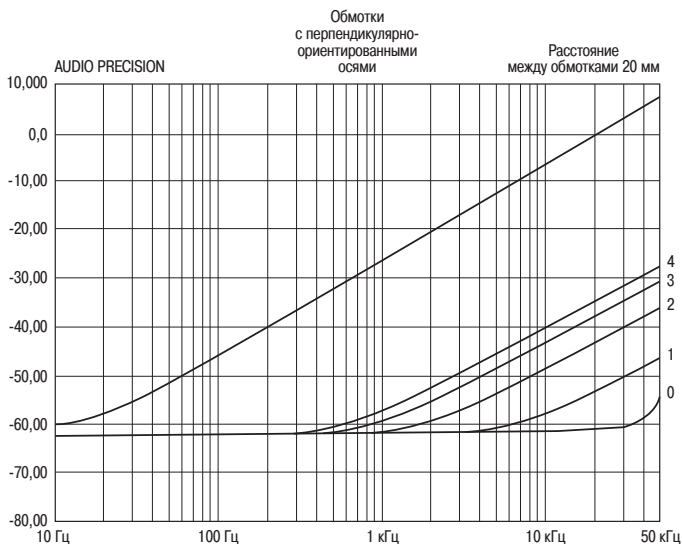
**Рис. 7.20.** Взаимное положение катушек индуктивности для перекрещивающейся ориентации их осей



**Рис. 7.21.** Уровень перекрестных помех в зависимости от расстояния между катушками индуктивности при перекрещивающейся ориентации их осей



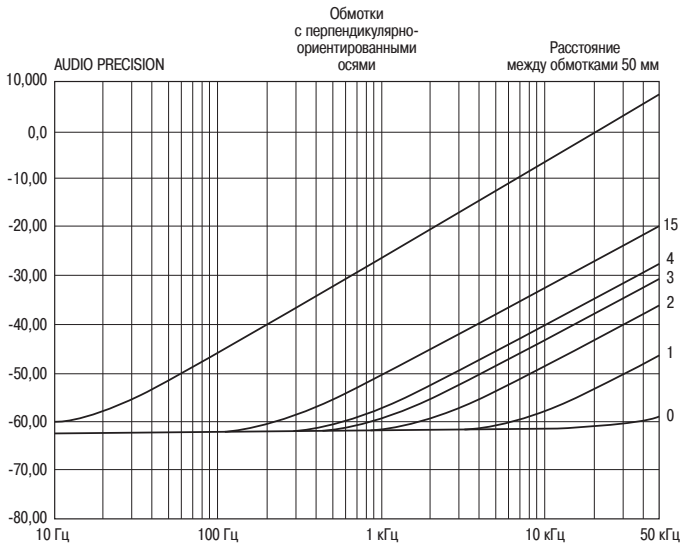
**Рис. 7.22.** Взаимное положение катушек индуктивности для случая пересечения их осей со взаимной компенсацией



**Рис. 7.23.** Уровень перекрестных помех в зависимости от смещения относительно линии выравнивания взаимного положения катушек индуктивности с пересекающимися осями и разнесенными на расстояние 20 мм (с использованием эффекта взаимной компенсации полей)

Х, касаясь друг друга, перекрестные помехи практически отсутствуют из-за взаимной компенсации. При таком плотном расположении катушек индуктивности эффект настолько незначительный, что определение его в количественной форме становится практически невозможным. Малейшая деформация любой из катушек разрушает эффект. Результаты удаления катушки А от катушки В приводятся на рис. 7.21. Уровень перекрестных помех для расстояния между катушками, равного 50 мм, составляет  $-43$  дБ, улучшение по сравнению с соосным расположением катушек составляет 11 дБ; вращение катушек оказывает не столь значительный эффект, как следовало бы ожидать. Каждый раз при смещении катушки на 10 мм перекрестные помехи снижаются на 8 дБ, а не на 10 дБ.

Совершенно очевидно, что следующим шагом была попытка проверить взаимное действие изменения расстояния и взаимной компенсации на поведение перекрестных помех, взаимная ориентация катушек показана для этого случая на рис. 7.22. Такое взаимное положение может обеспечить хороший результат, особенно в том случае, когда отсутствует возможность значительно увеличить расстояние между катушками. Результаты, представленные на рис. 7.23, показывают, что аккуратным выбором положения катушек можно обеспечить в акустическом диапазоне уровень перекрестных помех лучше, чем  $-60$  дБ ( $-114$  дБ в сумме), при этом расстояние между катушками составляет всего 20 мм. Другие зависимости показывают ухудшение параметров в случае, когда катушка индуктивности смещается параллельно своей собственной оси на 1, 2, 3 и 4 мм, причем смещение на 2 мм дает самый худший уровень перекрестных помех, равный 20 дБ на частоте 20 кГц. Совершенно очевиден



**Рис. 7.24.** Уровень перекрестных помех в зависимости от смещения относительно линии выравнивания взаимного положения катушек индуктивности с пересекающимися осями и разнесенными на расстояние 50 мм (с использованием эффекта взаимной компенсации полей) гораздо ниже по сравнению с другими видами междуканальных перекрестных помех. Быстрый поворот катушки индуктивности на четверть оборота улучшит ослабление, доведя его до значения, по крайней мере,  $-114$  дБ. Это действительно могло бы помочь

практический вывод, что положение отверстия на печатной плате для катушки индуктивности не должно изменяться, хотя в реальной жизни вполне возможно, что при монтаже катушки могут слегка смещаться в стороны.

На рис. 7.24 приводятся аналогичные результаты для расстояния между катушками индуктивности, равного 50 мм, которое в большинстве практических случаев может быть обеспечено в конструкции стереофонического оборудования. Положение с нулевой взаимной компенсацией еще раз обеспечивает лишь только уровень шума (в соотношении сигнал/шум) во всей полосе, а смещение от оптимальной линии на 2 мм в этой ситуации ухудшает положение только примерно на 5 дБ. Без сомнений, такое положение катушек является наилучшим для ограниченного пространства.

## Выводы

Правильная ориентация катушек индуктивности может принести несомненную пользу. Простой поворот катушки на 90 градусов обеспечивает улучшение характеристик только на 11 дБ, однако, если она выравнивается, чтобы снизить взаимодействие, то может быть получен значительный выигрыш. Следует обратить внимание, как уровень на частоте 20 кГц, равный  $-38$  дБ на рис. 7.19, превращает-

ся в уровень  $-61$  дБ на рис. 7.24. В печатных платах обычных стереофонических усилителей катушки индуктивности, вероятнее всего, располагаются параллельно (возможно, только из соображений внешнего вида), однако, маловероятно, чтобы расстояние между ними превышало  $50$  мм, так как выходные элементы схемы группируются на печатной плате, как правило, все вместе. Как и в случае с емкостными перекрестными помехами, увеличение физического расстояния между взаимодействующими объектами является самым дешевым решением проблемы по сравнению с остальными способами, а если полученный результат не может удовлетворить, следует использовать все резервы рассмотренного способа. В этом случае общий уровень помех на частоте  $20$  кГц составит  $54 + 38 = -92$  дБ, что может оказаться ниже других форм междуканальных перекрестных помех. Быстрый поворот катушки индуктивности не четверть оборота улучшит это значение до  $-144$  дБ, что и следует сделать.

## 7.9. Реактивная по характеру нагрузка и моделирование (нагрузки) громкоговорителя

Практически всегда усилители проектируются и испытываются при работе на чисто резистивную нагрузку, несмотря на то, что в реальной жизни весь срок службы им приходится работать на громкоговорители, которые содержат обе достаточно важные реактивные составляющие и, вдобавок ко всему, обреченные работать в условиях электромеханического резонанса. На первый взгляд такая ситуация представляется полностью абсурдной, однако, проведение испытаний с резистивной нагрузкой не является ни наивностью, ни попыткой избежать использования реальной нагрузки. Просто в действительности не оказывается иного выбора.

Громкоговорители очень сильно различаются как по конструкции, так и подходам к проектированию, что проявляется во всей полноте в различиях значений их полного комплексного сопротивления, которое является нагрузкой усилителя при проведении испытаний. Необходимо было бы особо определить такое понятие, как стандартный громкоговоритель с точки зрения тех результатов для различных усилителей, которые должны быть сопоставимыми. Во-вторых, громкоговорители имеют свойство преобразовывать электрическую энергию в акустическую, поэтому проведение испытаний с использованием сигнала синусоидальной формы для усилителя мощностью  $200$  Вт могло бы оказаться трудным испытанием для всех тех, кто находится в пределах слышимости; звукоизолирующие камеры не так дешевы и просты для создания. В-третьих, громкоговорители для стандартных испытаний подобного рода должны были бы оказываться способными выдерживать ненормально высокие уровни мощности, а также быть способными выдерживать длительные по времени испытания при высоких уровнях мощности; также громкоговорители всегда очень четко мысленно различаются по пиковым и средним значениям уровня речевого и музыкального сигнала, а уровни минимального значения сигнала на высоких частотах также приобретают определенное значение при выборе требуемого уровня мощности высокочастотных динамиков («пищалок»). И окончательным критерием является то, что громкоговорители не предназначены обладать очень высокой линейностью характеристики, особенно в низкочастотной области акустического диапазона, и в том случае, если усилитель

не обладает очень низким значением выходного полного комплексного сопротивления, то нелинейность характеристики громкоговорителя может значительно исказить результаты измерений искажений. Может оказаться, что при проведении испытаний усилителя потребуется использовать совершенно иной тип громкоговорителей, кардинально отличающийся от тех, которые в действительности надо было бы использовать для прослушивания музыки; а предложений на рынке для них может оказаться очень, очень мало, и по этой причине они могли бы оказаться очень дорогостоящими.

### 7.9.2. Резистивные, или омические по характеру, нагрузки

Обычно усилители разрабатываются для испытаний с нагрузкой 4 и 8 Ом, хотя и промежуточные значения, такие, например, значения как 5,66 Ом (среднее геометрическое от значений 8 и 4) все-таки достаточно редко, но используются, в зависимости от того, как часто они применяются в реальной практике. Возможно, что это правильно, так как если усилитель работает достаточно хорошо с нагрузкой и 4 и 8 Ом, то, скорее всего, он не будет доставлять проблем при средней по величине нагрузке. На практике ряд громкоговорителей с номинальным значением сопротивления 8 Ом имеют спад полного комплексного сопротивления до значения менее чем 5 Ом, а для сопротивления громкоговорителя 4 Ом задается своеобразный «запас прочности», причем, не малый.

Наиболее частое усовершенствование простой резистивной нагрузки заключается в добавлении конденсатора с емкостью 2 мкФ, включаемого параллельно катушке с сопротивлением 8 Ом, для того, чтобы весьма грубо имитировать электростатический громкоговоритель. Фактически такая комбинация не представляет реактивную нагрузку, так как полное комплексное сопротивление конденсатора с емкостью 2 мкФ становится равным сопротивлению на частоте 9,95 кГц, поэтому на большей части акустического диапазона фазовый сдвиг не проявляется. Такая нагрузка фактически представляет наихудшее приближение к электродинамическому громкоговорителю по сравнению со случаем обычного омического сопротивления.

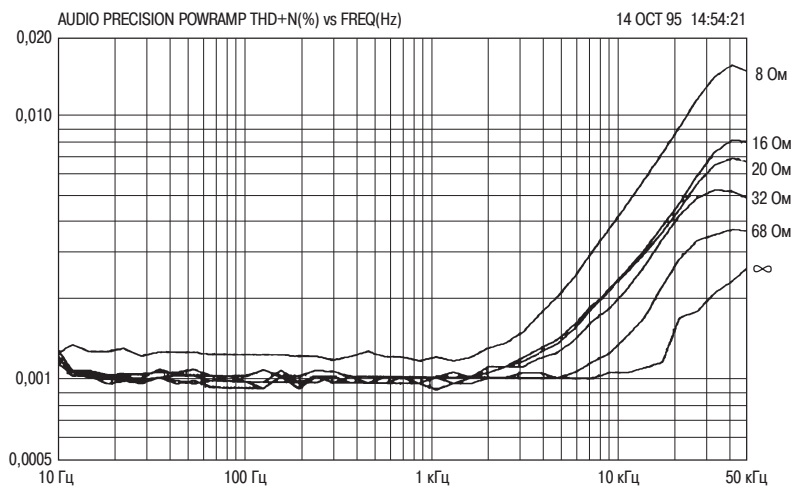
### 7.9.3. Моделирование реальной нагрузки громкоговорителя

Ход кривой полного комплексного сопротивления реального громкоговорителя может быть сложным, с многочисленными подъемами (горбами) и спадами (провалами), представляющими различные характеристики громкоговорителя. Резонанс в низкочастотном предоконечном каскаде будет определять значительный по величине горб в НЧ области полного комплексного сопротивления, причем с соответствующими фазовыми изменениями. Конструкция отражательной камеры (камеры с отверстием) обеспечивает характерный двойной горб в области низких частот с провалом в середине, который определяется параметрами отверстия. Область высоких частот чрезвычайно изменчива и зависит очень сложным образом от количества предусилительных каскадов и их взаимодействия с элементами кроссовера.

Подключение усилителя мощности к нагрузке, выполненной в виде обычного громкоговорителя, имеющего полное комплексное сопротивление, а не просто к чисто резистивной нагрузке, влечет за собой несколько последствий:

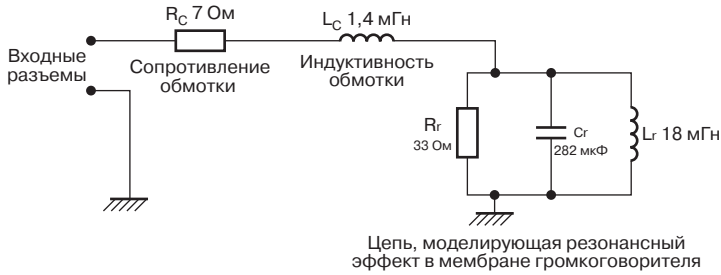
- Частотная характеристика, измеряемая в виде напряжения на выводах громкоговорителя, имеет небольшие горбы, а также горбы, обусловленные неравномерностью полного комплексного сопротивления, представляющего собой нагрузку для последовательно включенного выходного полного комплексного сопротивления усилителя и сопротивления соединительного кабеля.
- Резкие провалы в зависимости полного комплексного сопротивления могут вызывать преждевременное срабатывание схемы защиты от перегрузки. Эта проблема должна рассматриваться с точки зрения вероятности ее возникновения, так как высокое значение амплитуды в узком частотном диапазоне не может наблюдаться достаточно часто, и, если оно все-таки происходит, то оно будет настолько коротким, что искажения, возникающие из-за этого, не будут заметно ощутимы. Значения амплитуды сигнала обычно больше в НЧ области, поэтому провалы в величине полного комплексного сопротивления потенциально представляют более серьезную угрозу.
- Переменная по величине нагрузка влияет на величину искажений.

На рис. 7.25 показано, как ВЧ искажения кроссовера (точки перехода через нулевое значение) изменяются в зависимости от сопротивления нагрузки, когда величина нагрузки превышает стандартное значение. Величина нагрузки даже еще в 68 Ом увеличивает ВЧ искажения.

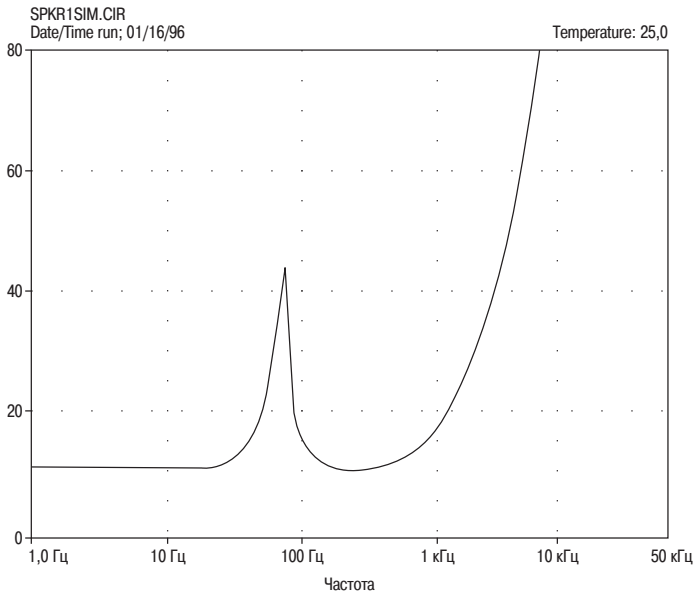


**Рис. 7.25.** Снижение коэффициента нелинейных искажений в ВЧ области по мере того, как резистивная нагрузка громкоговорителя все больше начинает превышать стандартное значение 8 Ом



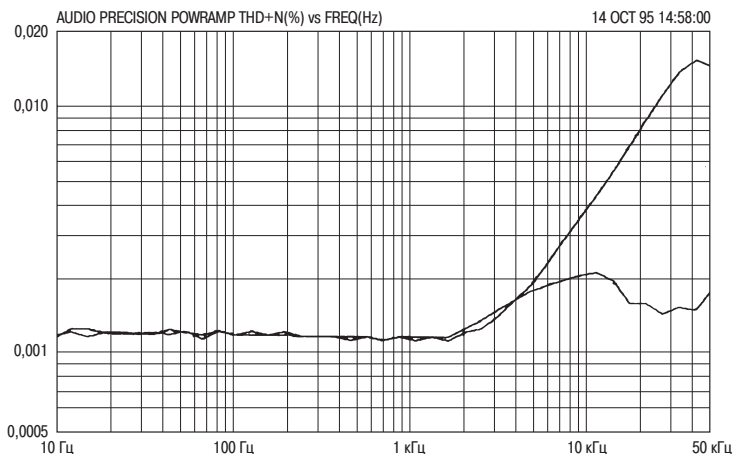


**Рис. 7.26.** Электрическая модель для одиночного громкоговорителя, расположенного в закрытом (герметизированном) корпусе



**Рис. 7.27.** Входное полное комплексное сопротивление одиночного громкоговорителя

На рис. 7.26 представлена электрическая модель одиночного полнодиапазонного громкоговорителя. В то время как представляется маловероятным, что в высококачественной аппаратуре (аппаратуре категории Hi-Fi) удастся столкнуться с конструкцией акустической системы, оснащенной только одним громкоговорителем [V.N.7], в большом количестве громкоговорящих систем оповещения, устройствах усиления звука и системах озвучивания дискотек используют полнодиапазонные одноголовочные громкоговорители, для которых данная модель является очень хорошим приближением. Резистор  $R_c$  и дроссель  $L_c$  представляют сопротивление и индуктивность звуковой катушки громкоговорителя.



**Рис. 7.28.** Снижение коэффициента нелинейных искажений на высокой частоте при индуктивной по характеру нагрузке; дополнительное включение последовательно с резистором 8 Ом дросселя с индуктивностью 330 мГн снижает суммарный коэффициент нелинейных искажений на частоте 20 кГц более чем в четыре раза

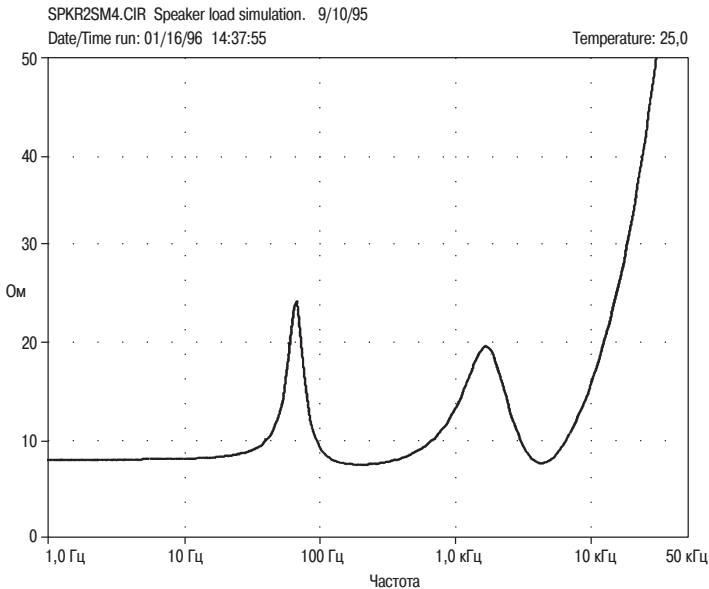
Дроссель  $L_f$  и конденсатор  $C_f$  моделируют условия электромеханического резонанса, возникающего при взаимодействии массы диффузора с противодействием упругой деформации подвески и сопротивлением воздуха, заключенного в корпусе динамика, тогда как резистор  $R_f$  моделирует условия демпфирования. Причем все три последних элемента схемы не существуют физически, но обеспечивают те же самые характеристики полного комплексного сопротивления, которые возникают при действительном резонансе.

Частотная зависимость величины входного полного комплексного сопротивления, которое представляет эта схема для усилителя, показана на рис. 7.27. Пик на частоте 70 Гц обязан своим происхождением резонансу в диффузоре; без изолированного (герметизированного, закрытого) корпуса восстанавливающая сила диффузора будет меньше, а возникновение резонанса для незамкнутого объема воздуха наблюдалось бы при меньшем значении частоты. Увеличение значения полного комплексного сопротивления выше частоты 1 кГц объясняется влиянием собственной индуктивности звуковой катушки  $L_s$ .

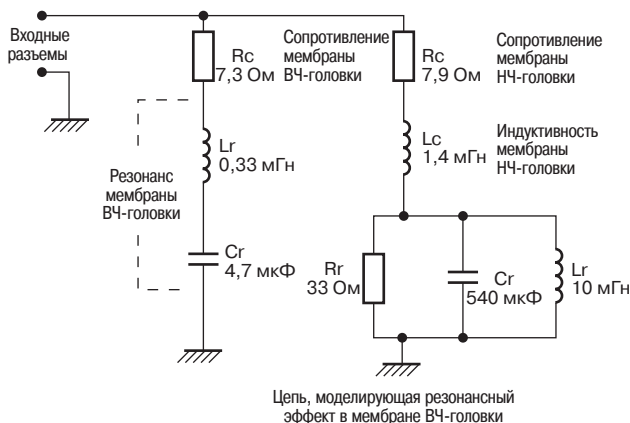
Когда электрическая модель (эквивалентная схема замещения) нагрузки в виде одиночного громкоговорителя заменяет стандартную омическую нагрузку с сопротивлением 8 Ом, начинают происходить удивительные вещи: ВЧ искажения в сущности исчезают, что наглядно демонстрирует график на рис. 7.28. Это происходит из-за того, что у «безупречного усилителя», работающего на нагрузку 8 Ом, проявляются только искажения перехода через нулевой уровень сигнала, возрастающие с увеличением частоты по мере снижения коэффициента отрицательной ОС, а величина искажений зависит от тока, потребляемого от выходного каскада.

При индуктивном характере нагрузки величина этого тока с ростом частоты снижается.

Большая часть усилителей высокого качества (Hi-Fi) будет работать на двух- или трехканальные акустические системы, четырехканальные системы также не являются чем-то необычным. Все это очень усложняет анализ характеристик полного комплексного сопротивления, для стандартной двухканальной акустической системы такая зависимость выглядит приблизительно так, как это изображено на рис. 7.29, хотя подъем в области частот выше 10 кГц чаще всего отсутствует. НЧ резонанс наблюдается, как и прежде, на частоте 70 Гц, однако, так как в наличии имеется два возбуждаемых элемента, то, следовательно, будет наблюдаться два резонансных пика. Кроме этого, значительно усложняет дело наличие схемы кроссовера, которая должна направлять ВЧ составляющую сигнала на небольшой по размерам высокочастотный динамик, а НЧ составляющую – на массивный низкочастотный динамик, что добавляет сложности к анализу ситуации. При разработке низкочастотного акустического фазоинвертора пик низкочастотного резонанса может быть дополнен другим резонансным пиком благодаря подстройке (за счет геометрии) отверстия (port tuning). Результаты попытки смоделировать на качественном уровне нагрузку для двухканальной акустической системы с бесконечно большой отражательной доской (infinite-baffle) изображены на рис. 7.30. В модели принимается простая схема кроссовера без компенсации, без увеличения полного комплексного сопротивления катушки ВЧ динамика, она частично основывается



**Рис. 7.29.** Результат моделирования частотной зависимости нагрузки для двухканальной акустической системы



**Рис. 7.30.** Схема модели двухканальной акустической системы

на схеме, предложенной Кеном Кантнором (Ken Kantnor) и приведенной в работе [11].

Некоторые схемы кроссоверов громкоговорителей включают свои собственные схемы Зобеля, обычно устанавливаемые параллельно динамику для высоких частот, для того чтобы компенсировать ВЧ подъем полного комплексного сопротивления из-за индуктивности звуковой катушки. Если схемы Зобеля установлены подобным образом, чтобы на выходе схемы кроссовера в первом приближении обеспечить резистивную нагрузку, то конструктор громкоговорителей имеет полное право на это; расчет электроакустической схемы достаточно сложен и без внесения дополнительных ограничений. Однако, если они вносятся просто для того, чтобы сделать вид зависимости полного комплексного сопротивления более аккуратным и подтвердить заявление, что такое изменение нагрузки окажет благотворное влияние на работу усилителя на токовую нагрузку, то такие действия окажутся просто вводящими в заблуждение. В действительности же эффект окажется прямо противоположным; для стандартного усилителя вовсе не возникает проблем при работе на индуктивную нагрузку, а ВЧ искажения перехода через нулевое значение могут быть значительно уменьшены при работе на нагрузку с таким полным комплексным сопротивлением, величина которого возрастает в области высоких частот по сравнению с номинальным значением.

Все вышесказанное является только введением к той огромной проблеме, которой является реальная нагрузка усилителя. Более подробная информация по этому вопросу содержится в книге Бенджамина (Benjamin) [12].

## 7.10. Нагрузки громкоговорителей и выходные каскады

Широко распространено мнение, что для усилителя гораздо сложнее работать на любую реактивную по характеру нагрузку, чем на чисто омическую (резистивную). Однако искренне хотелось бы знать, что люди, собственно говоря, понимают под словом «сложнее». Это могло бы означать, что уменьшаются границы устойчиво-

сти, либо, что нагрузки на выходные приборы значительно возросли бы. Обе проблемы могут существовать, однако автор книги подозревает, что это мнение зиждется на антропоморфическом (или доисторическом) образе мышления. Очень легко считать, что если сигнал является более сложным для рассмотрения, то он гораздо сложнее и для обработки его в усилителе. Однако на самом деле это не так, так как не совсем обязательно понимать законы физики, чтобы подчиниться им. Всему приходит свое время.

Когда у усилителя на полупроводниковых элементах возникает неустойчивость, то это всегда происходит на ультразвуковых частотах; высокомерно полагая так, мы обходим стороной целый ряд исторических странностей, которые имели место при прямой передаче сигнала при использовании связи по переменной составляющей. Этого никогда не происходит в середине акустического диапазона, хотя для большей части громкоговорителей в этом диапазоне наблюдается основная, большая часть изменений в частотной зависимости полного комплексного сопротивления. Реактивная составляющая нагрузки может и действительно подвергает опасности устойчивость на высоких частотах, если только не предприняты специальные меры предосторожности, обычно в виде выходного дросселя. Он действительно не приводит к возникновению генерации или «звону» в середине акустического диапазона.

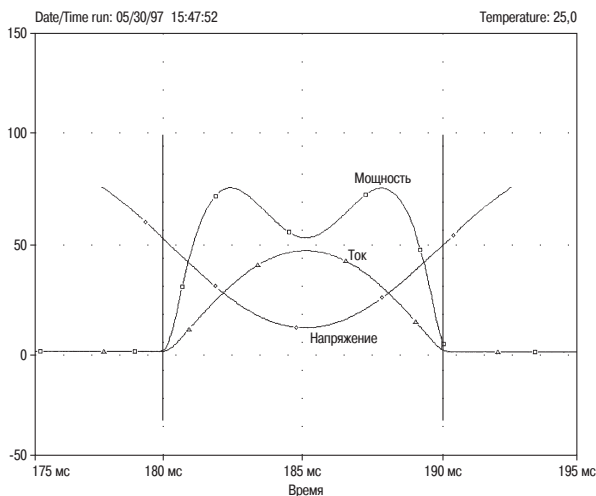
Реактивная по характеру нагрузка действительно увеличивает нагрузку на выходные приборы. Особенно возрастает рассеяние пиковой мощности за счет изменяющегося в реактивной нагрузке соотношения (фазы) между напряжением и током.

### 7.10.1. Нагрузка в виде одиночного громкоговорителя

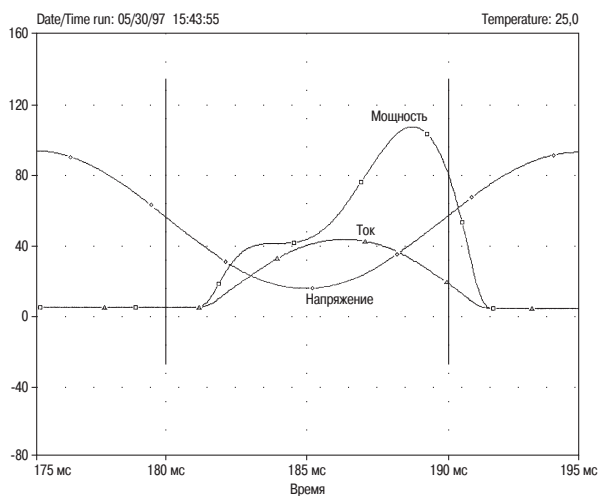
Предположим, что имеется акустическая система в виде одиночного громкоговорителя, эквивалентная схема которого приведена на рис. 7.26; величина полного комплексного сопротивления никогда не снижается ниже номинального значения 8 Ом, при этом может быть значительно больше этого значения в некоторых областях; это предполагает, что общая рассеиваемая усилителем мощность будет всегда меньше, чем для случая с омической нагрузкой 8 Ом.

К сожалению, все это не так; соотношение между фазами тока и напряжения, вносимое реактивной нагрузкой, является весьма важным фактором. При работе на чисто омическую нагрузку напряжение на выходных приборах снижается при увеличении тока, проходящего по ним, и они никогда не достигают максимальных значений одновременно. См. пример на рис. 7.31 для усилителя класса В с чисто омической нагрузкой. Мгновенная мощность является произведением мгновенных значений тока и падения напряжения, и в усилителе класса В имеет характерную двугорбую форму, достигая максимального значения 77 Вт дважды в течение каждого проводящего (рабочего) полупериода.

Когда нагрузка в виде одиночного громкоговорителя возбуждается на частоте 50 Гц, полное комплексное сопротивление представляет сумму из омической и индуктивной составляющих, т.е. будет равно:  $8,12 \text{ Ом} + j3,9 \text{ Ом}$  (где  $j$  обозначает реактивную составляющую и сдвиг по фазе на  $90^\circ$ ). Следовательно, ток отстает по фазе от напряжения, изменяя мгновенные значения произведения



**Рис. 7.31.** Мгновенные значения (коллекторного напряжения)  $U_{ce}$ , (коллекторного тока)  $I_c$  и (рассеиваемой мощности)  $P_{dis}$  в выходном транзисторе, питающем нагрузку 8 Ом напряжением 40 В амплитудного значения с частотой 50 Гц при напряжении на шинах питания  $\pm 50$  В. Выделяющаяся на транзисторе мощность достигает максимального значения 77 Вт дважды в течение каждого полупериода

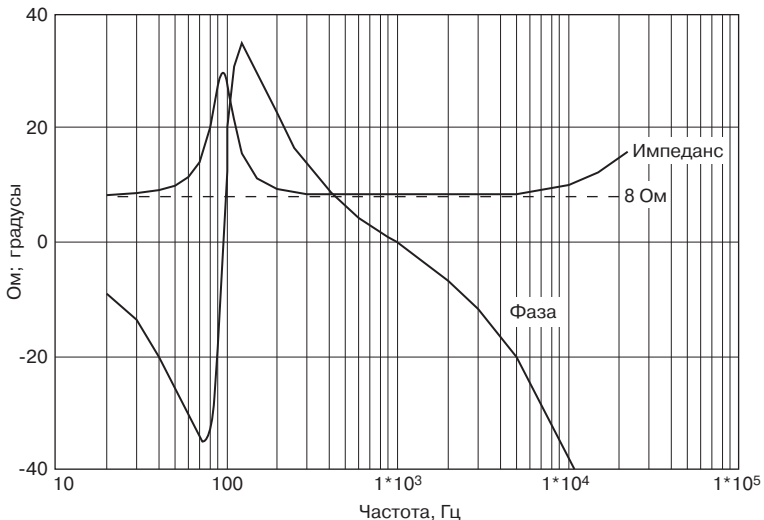


**Рис. 7.32.** Условия, аналогичные приведенным на рис. 7.31, за исключением того, что сигнал с частотой 50 Гц подается в нагрузку, представленную одиночным громкоговорителем. На данной частоте нагрузка имеет индуктивную составляющую, поэтому ток отстает от напряжения по фазе и кривая мгновенного значения выделяющейся мощности будет асимметрична, максимальное значение мощности 110 Вт будет смещено к концу рабочего полупериода усилителя

напряжения и мощности, которые приведены на рис. 7.32. Среднее значение рассеиваемой мощности в течение (рабочего) полупериода для усилителя класса В несколько снижается, однако, пиковое значение мощности возрастает примерно на 30 % благодаря сдвигу фаз между током и напряжением. Это может серьезно повлиять на работоспособность усилителя, если не учесть эти особенности еще на этапе проектирования оборудования. Необходимо учесть, что это полное комплексное сопротивление будет эквивалентно значению 8,65 Ом на частоте 50 Гц при последовательном включении дросселя с индуктивностью 10,8 мГн. Попытка возбуждать эту заменяющую (эквивалентную) нагрузку на любой другой частоте либо с использованием сигнала, отличающегося от синусоидальной формы, приведет к абсолютно неверному результату. Но не каждый автор, пишущий на эту тему, принимает указанное обстоятельство во внимание.

Точно так же, если нагрузка в виде одиночного громкоговорителя возбуждается сигналом на частоте 200 Гц на другой стороне резонансного пика, то полное комплексное сопротивление представляет сумму омической и емкостной составляющих, т.е. 8,4 Ом – j3,4 Ом, когда ток опережает напряжение по фазе. Это дает в итоге почти такой же результат, что и приведенный на рис. 7.32, за исключением того, что в этом случае максимальное значение мощности будет наблюдаться в первой половине рабочего полупериода. Эквивалентная нагрузка, и только на частоте 200 Гц, составляет 10,8 Ом с параллельно включенным конденсатором с емкостью 35 мкФ.

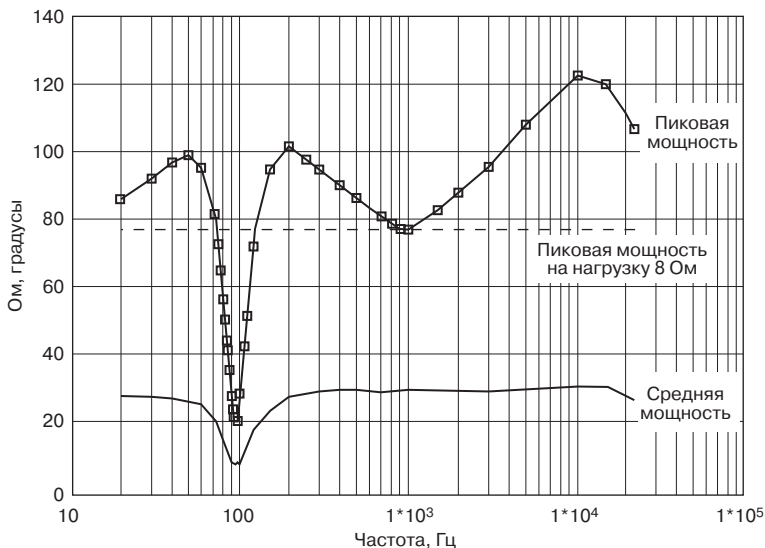
При проектировании выходных каскадов существует четыре электрических параметра, которые должны быть согласованы с таким параметром выходного (полупро-



**Рис. 7.33.** Зависимость полного комплексного сопротивления для модели с одиночным громкоговорителем. Пунктирная линия на графике представляет чисто омическую нагрузку 8 Ом

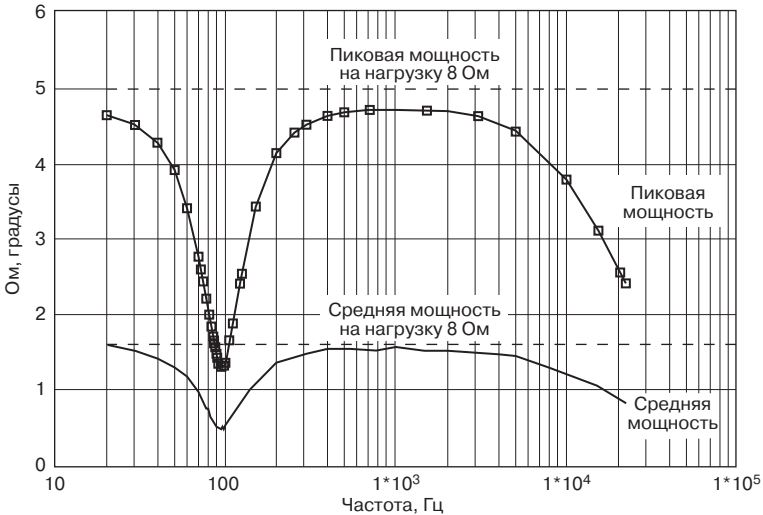
водникового) прибора, как мощность: а именно, максимальное значение тока, среднее значение тока, максимальное значение мощности и среднее значение мощности. (Температура на переходе полупроводникового прибора также, несомненно, должна учитываться при ряде обстоятельств.) Критическими параметрами, исходя из соображений сохранения работоспособности полупроводниковых приборов, используемых в усилителях, являются, как правило, максимальные мгновенные значения; для теплового расчета учитывается среднее значение мощности, тогда как для источников питания наибольшее значение имеет среднее значение токов.

Для того чтобы установить влияние нагрузки реального громкоговорителя, автор книги использовал модель выходного каскада на эмиттерном повторителе, возбуждающего нагрузку в виде одиночного громкоговорителя сигналом, имеющим синусоидальную форму с амплитудным значением 40 В, питающегося напряжением от шин питания  $\pm 50$  В. Нагрузка соответствовала нагрузке, приведенной на рис. 7.26, за исключением того, что индуктивность звуковой катушки была уменьшена до значения 0,1 мГн; итоговая зависимость полного комплексного сопротивления приводится на рис. 7.33. Моделирование переходных процессов на протяжении многих периодов выполнялись для 42 значений частоты в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц, при этом фиксировались и записывались как максимальные, так и средние значения. Моделирование должно выполняться при многих периодах, так, резонанс в низкочастотной области для модели полного комплексного сопротивления требует некоторого промежутка времени, чтобы достичь устояв-



**Рис. 7.34.** Пиковые и средние значения рассеиваемой мощности на выходных приборах, работающих на нагрузку в виде одиночного громкоговорителя, характеристика которого изображена на рис. 7.33. Пунктирная линия на зависимости относится к максимальному значению мощности, выделяющейся на чисто омической нагрузке с сопротивлением 8 Ом





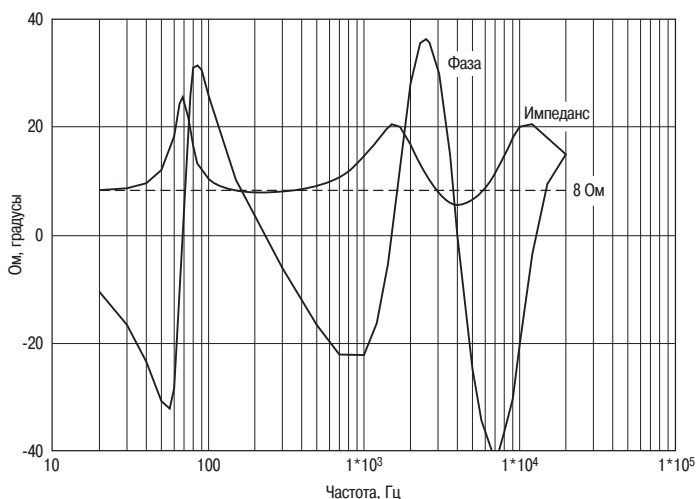
**Рис. 7.35.** Пиковое и среднее значение тока в выходных приборах, работающих на нагрузку в виде одиночного громкоговорителя. Пунктирные линии на графиках представляют максимальные и средние значения токов, протекающих при чисто омической нагрузке с сопротивлением 8 Ом

шегося состояния, когда достаточно резко прикладывается сигнал синусоидальной формы. Не все авторы, занимающиеся данной проблемой, принимали во внимание данную проблему.

Возбуждение стационарным сигналом синусоидальной формы использовалось в качестве реального приближения только в целях моделирования и тестирования, но не может считаться достаточно хорошим приближением для музыкального или речевого сигнала. Случайные непериодические переходные процессы могут исследоваться подобным методом, однако, количество форм возможных сигналов очень велико, также следует проявлять очень большую осторожность при задании начальных условий.

На рис. 7.33, 7.34 и 7.35 приводятся в чистом виде результаты, усредненные по очень большому количеству процессов моделирования. На рис. 7.34 показано, что пологие подъемы до начала пика полного комплексного сопротивления в области НЧ резонанса в реальности увеличивают нагрузку пиковой мгновенной мощности на выходные приборы примерно на 30 %, причем вопреки снижению потребляемого тока.

Наиболее опасные зоны для усилителя представляют боковые участки резонансного пика, для которых фазовый сдвиг достигает максимального значения. Величина максимального рассеяния падает ниже линии (проведенной для чисто резистивной нагрузки с сопротивлением 8 Ом и показанной пунктирной линией) только в области резонансного пика, где происходит его достаточно резкое уменьшение к значению, составляющему всего четверть от значения, характерного для случая резистивной нагрузки.



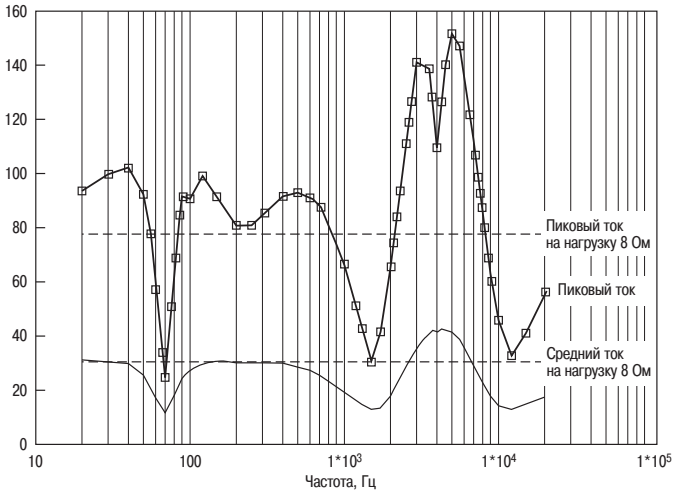
**Рис. 7.36.** Зависимость полного комплексного сопротивления для модели акустической системы из двух громкоговорителей, представленной на рис. 7.30. Пунктирная линия относится к резистивной нагрузке 8 Ом

И наоборот, увеличение в величине полного комплексного сопротивления в ВЧ области, где индуктивность звуковой катушки значительна, вызывает более серьезный подъем в величине максимальной мощности, величина которой на 50 % превышает значение по сравнению со значением для чисто омической нагрузки. Можно сделать заключение, что для значения максимальной мощности фазовый угол является гораздо более важным фактором, чем величина полного комплексного сопротивления.

Воздействие на среднюю мощность рассеяния, а также на максимальный и средний ток выходного прибора, зависимости которых приводятся на рис. 7.35, проявляется не так резко. Для рассмотренного типа нагрузки все три параметра уменьшаются, когда полное комплексное сопротивление громкоговорителя возрастает; сдвиг фазы между током и напряжением не влияет на величину тока.

### 7.10.2. Нагрузка в виде двухканальной акустической системы

Результат моделирования частотной зависимости полного комплексного сопротивления для нагрузки, выполненной в виде двухканальной акустической системы и представленной на рис. 7.29, показан на рис. 7.36 для 59 точек с дискретными значениями частоты. Зависимость имеет очень сложный характер, на ней проявляются глубокий спад ниже номинального значения полного комплексного сопротивления, а также и подъем относительно этого значения; такое поведение характерно для схемы, в которой используется несколько громкоговорителей. Снижение полного комплексного сопротивления приводит к максимальной нагрузке

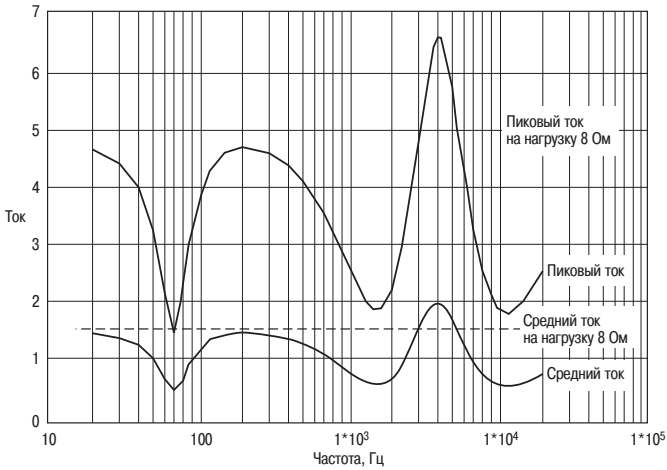


**Рис. 7.37.** Максимальная (пиковая) и средняя мощность, рассеиваемая в выходном (полупроводниковом) приборе, работающем на модель нагрузки из двухканальных громкоговорителей. Пунктирными линиями показаны частотные зависимости максимальной и средней мощности для резистивной нагрузки 8 Ом

на выходные приборы, так как при этом накладывается фактор увеличивающегося тока нагрузки со сдвигом фазы, что увеличивает мгновенную максимальную мощность рассеяния.

На рис. 7.37 увеличение полного комплексного сопротивления в области НЧ резонанса опять приводит к увеличенному значению мощности рассеяния, вызванному фазовым сдвигом; три же остальных параметра уменьшаются. А в области высоких частот наблюдается спад значения полного комплексного сопротивления на частоте 6 кГц, который почти вдвое увеличивает максимальное рассеяние мощности на участке меньшего спада, эффект проявляется сильнее из-за того, что как фазовый сдвиг, так и увеличенное потребление тока действуют совместно. В действительности нижняя часть (дно) спада характеристики резко уменьшает максимальную (пиковую) мощность, когда значение угла сдвига фазы проходит через ноль, определяя наличие «прорези, выемки» на вершине пика.

Усредненное значение мощности (рис. 7.37), а также пиковое и усредненное значения токов (рис. 7.38) увеличиваются за счет уменьшения значения полного комплексного сопротивления, однако, до более умеренного значения. Показано, что максимальная (пиковая) мощность может являться критическим параметром. В технических паспортах на силовые (мощные) полупроводниковые приборы очень часто устанавливается, что допустимые значения мощности и напряжения вторичного пробоя (а иногда также и предельные значения токов в соединительных проводах) могут превышать на незначительные по длительности промежутки времени. Если же эти допущения будут применены в реальной практике в отношении приборов, применяемых в аудиоаппаратуре, то ваша жизнь может оказать-



**Рис. 7.38.** Максимальное (пиковое) и усредненное значение тока выходного (полупроводникового) прибора, работающего на полное комплексное сопротивление двухканальной акустической системы, представленной на рис. 7.13. Пунктирными линиями показаны частотные зависимости максимального (пикового) и среднего значения тока при работе на чисто резистивную нагрузку 8 Ом

ся в очень большой опасности, так как наибольший промежуток времени, допускаемый в технической документации, составляет обычно 5 мс, тогда как полупериод сигнала на частоте 20 Гц составляет целых 25 мс.

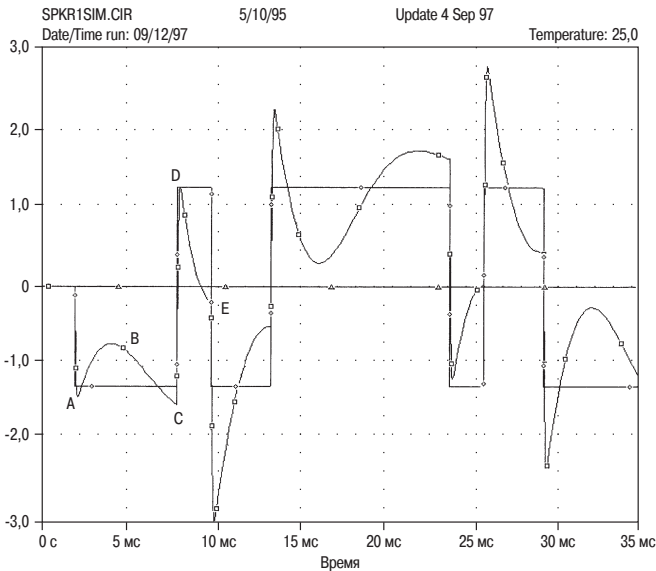
Из этого можно сделать вывод, что действительно сложным случаем полного комплексного сопротивления нагрузки является такой, когда присутствует большое количество небольших горбов и спадов, дающих значительный сдвиг фазы и повышенное значение максимальной (пиковой) мощности рассеяния в большей части акустического диапазона. Резкие снижения (провалы) на зависимости полного комплексного сопротивления вызывают более сильные нагрузки, чем пики, как можно было бы ожидать. Низкие значения полного комплексного сопротивления в области повышенных частот (выше 5 кГц) особенно нежелательны, так как они приведут к увеличению искажений перехода (сигнала) через нулевое значение.

## 7.11. Увеличенные токи громкоговорителя

Когда обсуждаются вопросы способности усилителя и его нагрузки в виде громкоговорителя выдерживать увеличенную по величине токовую нагрузку, то часто высказывается мнение, что возможно изобрести сигнал специальной формы, который позволит громкоговорителю пропускать больший по величине переходной ток, чем это могло бы быть при обычном сигнале. Этот действительно так. Первая публикация на эту тему принадлежит Отала (Otala) и др. [13], затем эта тема была

продолжена Отала и Хаттаненом (Huttunen) [14]. Наличие данного эффекта также было подтверждено Корделлом (Cordell) [15].

Эффект может быть продемонстрирован с помощью электрического аналога акустической системы с одним громкоговорителем, которая была показана на рис. 7.26. Резистор  $R_c$  моделирует сопротивление звуковой катушки, а дроссель  $L_c$  – ее индуктивность. Элементы  $L_g$  и  $C_g$  моделируют акустический резонанс в диффузоре, тогда как  $R_g$  определяет параметры затухания. Эти три элемента схемы моделируют параметры полного комплексного сопротивления при реальном электромагнитном резонансе. Индуктивность звуковой катушки составляет 0,29 мГн, а ее сопротивление – 6,8 Ом, т.е. значения, типичные для низкочастотного динамика, имеющего диаметр 25,4 мм и номинальное полное комплексное сопротивление 8 Ом. Измерения, выполненные с использованием этой схемы, не позволяют зафиксировать снижение полного комплексного сопротивления ниже значения 6,8 Ом на любой частоте, поэтому легко было бы предположить, что величина потребляемого тока никогда не превысит значения, определяемого величиной сопротивления 6,8 Ом. Однако, это не так.



**Рис. 7.39.** Сигнал с асимметричной формой, используемый для генерации увеличенного по значению тока в громкоговорителе. Сигнал, имеющий форму в виде последовательности (импульсов) ABCDE, генерирует выброс отрицательного по значению тока. В правой части обратная последовательность сигналов образует положительный выброс. Зависимость прямоугольной формы отображает ток, протекающий по резистивной нагрузке 8 Ом

Секрет, вызывающий протекания неожиданно большого по величине тока, заключается в том, что необходимо учитывать энергию, запасенную в реактивных элементах схемы. Этот эффект демонстрируется использованием сигнала асимметричной формы, переходной процесс которого точно синхронизирован с резонансом громкоговорителя. На рис. 7.39 представлены результаты моделирования токов, потребляемых в схеме, изображенной на рис. 7.26, с использованием программы PSpice. Зависимость, имеющая ярко выраженную прямоугольную форму, представляет ток, протекающий в эталонном резисторе с сопротивлением 8 Ом, при питании, имеющем точно такую же форму сигнала. Ограничения выходного напряжения значениями  $\pm 10$  В используются в данном случае просто из соображений удобства, но очевидно, что эти пределы могут иметь более высокие значения, в зависимости от реального напряжения питания на шинах усилителя.

В начальной точке действия сигнала, точке А, ток заряжает конденсатор  $C_r$ , уменьшаясь во времени до значения точки В по мере заряда конденсатора. Ток также медленно нарастает в дросселе  $L_s$ , приводя к увеличению общего потребляемого тока до значения, соответствующего точке С. Переход к противоположному (положительному) по полярности значению выходного напряжения переводит систему в точку D; это состояние не является точно соответствующим точке А, так как в дросселе  $L_r$  была запасена энергия, накапливающаяся в течение достаточно продолжительного по времени действия сигнала с отрицательной полярностью.

После этого в точке Е, самой нижней точке этой части кривой, выполняется точно синхронизированный переход. Изменение тока происходит на точно такое же амплитудное значение, что и в точке D, однако оно начинается в точке, где ток уже имеет отрицательное значение, поэтому он продолжает еще сильнее возрастать, увеличиваясь в отрицательную область и достигая максимального значения 2,96 А, что в 2,4 раза превышает величину по сравнению со значением, потребляемым чисто резистивной нагрузкой 8 Ом. Автор книги назвал это явление эффектом синхронизации тока (англоязычная аббревиатура – STF).

Отала (Ojala) и Хаттанен (Huttunen) [14] показали, что использование многоканальных акустических систем, а также более сложных их электрических моделей, допускает гораздо большее количество степеней свободы в получении максимального значения пикового тока. Они ограничили наихудший случай проявления эффекта синхронизации тока увеличением его значения в 6,6 раз. Усилитель, отдающий в нагрузку 8 Ом мощность 50 Вт, должен будет отдавать в нагрузку с сопротивлением 8 Ом ток величиной 3,5 А; усилители обычно рассчитываются на работу на нагрузку 4 Ом или даже меньше, чтобы допустить безболезненное падение полного комплексного сопротивления, а это означает, что пропускная способность усилителя по величине пикового тока должна рассчитываться исходя из значения, по крайней мере, 7,1 А. При этом получается, что с учетом использования коэффициента синхронизации по току, STF, пропускная способность по пиковому значению тока должна составлять, по крайней мере, 23 А. Действие этого пикового значения может продолжаться по времени не более миллисекунды, но оно может значительно осложнить расчет схемы защиты.

Существенно важными чертами использования стимулирующего сигнала являются значительно более быстрое протекание переходного процесса и асимметрич-

ность его распределения по времени. Оптимальное распределение по времени для больших токов меняется с параметрами акустической системы. Для формы сигнала, изображенного на рис. 7.39, используется линейно нарастающий переходной процесс, длящийся 10 мкс; если длительность переходного процесса увеличить, величина пиковых токов уменьшается. До значения 100 мкс эти изменения невелики, однако, при увеличении длительности переходного процесса до 500 мкс влияние эффекта синхронизации тока уменьшается со значения 2,4 до 2,1.

Без проведения исчерпывающих исследований пока невозможно судить, какое количество усилителей мощности сможет обеспечить шестикратное превышение номинального значения пикового тока.

Как подозревает автор данной книги, таковых окажется очень не очень много. Является ли, следовательно, такое положение дел не учитываемой причиной реального ухудшения качества аудиотехники? Автор книги в силу следующих причин так не считает:

1. В музыкальном сигнале на самом деле не содержится составляющей с прямоугольной формой сигнала высокой интенсивности либо с такой формой, которую можно было бы аппроксимировать трапецеидальным сигналом. Определенную пользу могло бы принести статистическое исследование того, как часто встречается (если вообще встречается) форма сигнала, которая дает значительное увеличение тока. В качестве неформального теста автор книги провел часть времени с широко раскрытыми глазами, уставясь в экран цифрового осциллографа, подключенного к источнику сигнала, представляющего самый обычный рок-концерт, при этом не удалось наблюдать, что-нибудь похожее на тестовый сигнал. Невозможно ответить на вопрос, присутствовал ли сигнал с асимметричным распределением по времени, но совершенно очевидно, что отсутствовали вертикальные составляющие с большим значением амплитуды.
2. Если у усилителя отсутствует способность пропускать очень большие по величине пиковые токи, то остается надеяться только на работу схемы, обеспечивающей защиту от перегрузки. Если такая схема не является четко срабатывающей схемой с фиксацией состояния, то единственным результатом будет редкие и короткие периоды резких («режущих» слух) искажений, когда на громкоговоритель поступает сигнал с особенно неудачной формой сигнала. Известно, что такие нечасто встречающиеся искажения переходного процесса лежат вне полосы акустического диапазона, и только этот факт может объяснить, почему эффект увеличения тока до сих пор практически не привлекал внимания разработчиков.

## 7.12. Неустойчивость усилителя

Под явлением неустойчивости в усилителе понимается возникновение (генерация) нежелательных колебаний, наблюдающихся как в высокочастотной, так

и низкочастотной областях. Последние проявляются крайне редко в усилителях, работающих на полупроводниковых приборах, хотя оставляют широкое поле деятельности для разработчиков оборудования на электровакуумных лампах. К явлению неустойчивости необходимо относиться чрезвычайно серьезно, так как оно может не только повредить усилитель, в котором оно возникает, но также вывести из строя и акустическую систему.

Неустойчивость в области средних частот, например, на частотах порядка 1 кГц, весьма маловероятна, за исключением случаев чрезвычайно необычной конструкции со спадами АЧХ и фазовыми сдвигами, имеющими место в середине акустического диапазона.

### 7.12.1. ВЧ неустойчивость

Неустойчивость на высокой частоте, возможно, представляет наиболее трудную проблему, с которой может столкнуться разработчик усилителя, для чего существует несколько серьезных причин.

1. Более всего приводящей в уныние чертой ВЧ неустойчивости является то, что при определенных обстоятельствах она может привести к выходу усилителя из строя за относительно короткий промежуток времени. Чаще всего не рекомендуется позволять усилителю находиться в самом режиме генерации, пока вы обдумываете природу данного дефекта.

Усилители на биполярных транзисторах будут перегреваться из-за перекрытия (наложения) областей проводимости выходных приборов; для рассасывания носителей зарядов из области р-п-переходов приборов требуется некоторое время. Часть разработчиков справляется с этой задачей лучше других, но все еще остается актуальной проблема, когда задача подвергнуть биполярный прибор длительным испытаниям с применением синусоидального сигнала с частотой 20 кГц должна выполняться с большой осторожностью. Собственные колебания, без сомнений, могут иметь гораздо более высокую частоту, чем рассматриваемая, и в ряде случаев выходные приборы могут оказаться разрушенными за счет теплового пробоя буквально в течение нескольких секунд. Резистор в схеме Зобеля, например, может буквально загореться.

Усилители, выполненные на полевых транзисторах, меньше подвержены этому эффекту, благодаря прежде всего иному механизму переноса носителей заряда, однако они проявляют гораздо более высокую склонность к паразитной генерации в области высоких частот, которая в такой же мере может оказаться разрушительной. В режиме высоко-амплитудной генерации полевые транзисторы в пластмассовых корпусах могут выйти из строя со взрывом; обычно это очень быстрый процесс, развивающийся в течение нескольких секунд или около того, и оставляет очень немного времени, чтобы успеть отключить схему.



2. Различные цепи схемы усилителя могут перейти в режим генерации по своей собственной причине, даже если контур общей обратной связи обеспечивает устойчивость относительно генерации Найквиста (Nyquist). Более того, даже отдельно взятый прибор может войти в режим паразитной генерации (например, схемы эмиттерного повторителя, питающиеся от источника с несоответствующим полным комплексным сопротивлением), и это происходит обычно на достаточно высокой частоте, которая либо не прокладывает себе дорогу на выход к усилителю, либо не регистрируется на экране осциллографа с полосой пропускания 20 МГц. Присутствие подобного рода паразитных колебаний обычно проявляется в виде избыточной и неожиданной нелинейности характеристики.
3. Следующей проблемой возникновения ВЧ колебаний является то, что они не могут быть предсказаны теоретически в общем виде. Исключение составляет только общая генерация Найквиста (т.е. возбуждение колебаний, связанных с главным контуром обратной связи из-за того, что фазовый сдвиг стал чересчур большим до того, как коэффициент усиления цепи обратной связи не снизился до значения, меньше чем единица), возникновение которой можно предотвратить путем расчета, моделирования или проектирования. Усиление прямой цепи и частота доминантного полюса (особой точки АЧХ) рассчитываются достаточно просто, хотя частоты полюсов более высокого порядка, которые приводят к накоплению величины угла фазового сдвига, полностью относятся, как правило, к области мистики; насколько известно автору книги, еще не было выполнено ни одной работы, посвященной частотной характеристике выходного каскада усилителя низкой частоты. Расчет устойчивости Найквиста, следовательно, сводится к решению проблемы, каков должен быть коэффициент обратной связи на частоте 20 кГц, чтобы обеспечить требуемую устойчивость при различных значениях резистивной и реактивной нагрузок, после чего выполняется разбиение (деление) величины коэффициента усиления разомкнутой цепи обратной связи между крутизной характеристики входного каскада и переходным сопротивлением (transresistance) каскада усилителя напряжения.

Остальные виды ВЧ возбуждения, как паразитные, так и другие, более неопределенные и приводящие к возбуждению, зависят, скорее всего, в основном от различных неизученных или изученных частично, эффектов второго порядка, которые трудно или просто невозможно выразить в количественной форме и которые достаточно справедливо по этой причине остаются вне рамок применяемых модельных представлений. Это все просто означает, что мы все еще находимся в положении, которое ненамного лучше метода проб и ошибок, когда остаемся лицом к лицу со сложной проблемой.

Выходной каскад, охваченный дополняющей парной обратной связью, CFP, имеет два транзистора, связанных вместе посредством очень сильной 100 %-ной

местной обратной связью, и со всей очевидностью существует очень высокая вероятность возбуждения колебаний внутри этой цепи. Когда подобное происходит, то этот эффект оказывается все же неопасным (внутренним) на относительно высокой (2–10 МГц) частоте и может рассматриваться как прямая аналогия с сигналом одной полярности полупериода.

### 7.12.2. Неустойчивость в области средних частот

Неустойчивость усилителя в области средних частот («рокот, моторный шум») в основном является отголоском прошлого, так как в настоящее время усилители почти безвариантно проектируются с использованием связи по постоянной составляющей на всем протяжении цепи передачи сигнала и цепи обратной связи. Теоретической основой для нее является точно такая же, что и для ВЧ генерации Найквиста; когда на данной частоте накапливается достаточный по величине угол сдвига по фазе, то возникает генерация колебаний, и совершенно не имеет значения, будет ли равна данная частота 1 Гц или 1 МГц.

В области средних частот дело обстоит еще проще, так как все соответствующие постоянные времени известны или, по крайней мере, могут быть достаточно точно установлены пределы их существования на основе допусков, установленных на электролитические конденсаторы, что позволяет рассчитать параметры схемы. Приемы работы практически с любым количеством НЧ полюсов и нулей были хорошо отработаны еще в эру электронных ламп, когда основным методом осуществления межкаскадной связи являлась связь по переменной составляющей, используемой в основном из-за слишком большой разницы в постоянном напряжении на аноде одного каскада и сеточным напряжением следующего.

Маловероятно, чтобы генерация на средней частоте была вызвана неудобным значением полного комплексного сопротивления. Данное положение не относится к ВЧ области, где емкостная нагрузка может привести к серьезным проблемам с сохранением устойчивости. Однако эта проблема, по крайней мере, может быть легко решена введением в схему выходного дросселя.

## 7.13. Быстродействие и скорость нарастания выходного напряжения в усилителе низкой частоты

Кажется сочевидным, что иметь в наличии усилитель, обладающий высокой скоростью работы лучше, чем иметь работающий медленно. Однако возникает закономерный вопрос, а что такое усилитель с высокой скоростью работы? Ширина полосы пропускания замкнутой цепи (обратной связи) не является полноценным критерием; становится почти очевидным, что любой усилитель мощности, в котором используется отрицательная обратная связь, будет иметь достаточно широкую базовую частотную характеристику замкнутого контура при неограниченности любых и всевозможных требований слухового восприятия, даже если полная ширина полосы пропускания всей системы будет задана на более низком уровне предшествующими фильтрами.

Всегда ведется множество неопределенных дискуссий относительно важности ширины полосы пропускания разомкнутой цепи усилителя, на большинстве кото-

рых лежит просто печать неосведомленности. Автор книги показал [16], что частота (первого) доминантного полюса (особой точки)  $P_1$ , которая определяет ширину полосы пропускания разомкнутой цепи, является не только переменной величиной, но и достаточно изменчивой, которая зависит от коэффициента усиления по току (бета) транзистора и ряда других неопределенных параметров. (Автор книги также показал, каким образом можно изменять ее в сторону больших значений за счет уменьшения коэффициента усиления разомкнутой цепи ниже частоты  $P_1$ .) В то время как  $P_1$  может изменяться, действительное значение коэффициента усиления (допустим, на частоте 20 кГц) является, к счастью, гораздо более зависимым параметром, который устанавливается только частотой, крутизной входного каскада и величиной емкости  $C_{dom}$  [17]. Именно это является тем значащим параметром при описании величины отрицательной ОС, которой обладает усилитель.

Наиболее выразительным определением *скорости* (быстродействия) работы усилителя является значение максимальной скорости нарастания выходного напряжения. Минимальное значение скорости нарастания выходного напряжения усилителя, имеющего мощность 100 Вт и нагрузку 8 Ом, для чистого воспроизведения синусоидального сигнала на частоте 20 кГц рассчитывается достаточно легко и составляет 5,0 В/мкс; поэтому значение 10 В/мкс представляется вполне адекватным для усилителя с мощностью 400 Вт и нагрузкой 8 Ом, уровнем мощности, который выводит нас из сферы домашних высококачественных усилителей класса Hi-Fi. Также требуется гарантированный запас, и если принять для этого коэффициент, равный двум, то логически вытекает, что значение 20 В/мкс окажется вполне достаточным для любого высококачественного усилителя. На самом же деле менее очевидным, но солидным и фактически уже учтенным фактором, влияющим на гарантированный запас, является сам по себе сигнал с частотой 20 кГц, тем максимальным уровнем, который, к счастью, очень редок для музыкальных произведений; для более высоких частот амплитуды резко снижаются.

Устоявшихся и принимаемых всеми рекомендаций на скорость нарастания выходного напряжения нет; Питер Бэксендалл (Peter Baxandall) выполнил измерения скорости нарастания выходного напряжения от сигналов, воспроизводимых с дорожки свеженарезанной граммофонной пластинки, и сделал заключение, что они могли быть воспроизведены усилителем, имеющим предельное значение скорости нарастания, соответствующим максимальному выходному сигналу на частоте 2,2 кГц. Для усилителя с мощностью 100 Вт это соответствует величине скорости нарастания выходного сигнала 0,55 В/мкс [18].

Нельсон Пасс (Nelson Pass) провел аналогичные измерения, используя магнитоэлектрический картридж с подвижным магнитом, и привел не являющееся чем-то исключительным максимальное значение скорости нарастания, равное 1 В/мкс для мощности 100 Вт. Использование же картриджа с подвижной катушкой удвоило это значение, приведя к величине скорости нарастания 2 В/мкс, после чего Пасс заключил [19], что абсолютный максимум скорости, возможный при комбинации непосредственно «нарезанных пластинок» и картриджа с подвижной катушкой, составлял величину 5 В/мкс при (номинальной) мощности усилителя 100 Вт. Это значение находится значительно ниже полученного теоретически принятого зна-

чения, равного 20 В/мкс; после чего Пасс сделал заключение, что если даже принять для запаса неправдоподобное по величине отношение 10:1, величина скорости нарастания 50 В/мкс была бы самой большой величиной, которая могла бы понадобиться от усилителя с мощностью 100 Вт.

Однако в реальной жизни приходится всегда учитывать возможное жульничество; при прочих равных условиях более быстрый усилитель окажется более конкурентно-способным. В качестве примера такового можно привести факт, что, как недавно было заявлено в прессе, посвященной высококачественному оборудованию класса Hi-Fi, у одного особенного усилителя, рассчитанного на мощность 50 - Вт и нагрузку 8 Ом, в результате модернизации скорость нарастания выходного сигнала была увеличена с 20 В/мкс до значения 40 В/мкс [20], что, совершенно очевидно, должно было вызвать положительную реакцию у потенциальных покупателей. Эта статья была исключительной, так как для обзоров, посвященных высококачественной технике класса Hi-Fi, не свойственно включать такой параметр измерений, как скорость нарастания выходного сигнала. Следовательно, очень трудно понять современное положение дел, однако, накопленные за много лет и пропущенные через мелкую сеть данные показали, что образцы с самыми высокими техническими характеристиками обычно имеют показатель скорости нарастания 50 В/мкс – значения скорости нарастания выходного сигнала обычно приводятся в округленных значениях. Было все же одно отдельное сообщение о скорости нарастания в 200 В/мкс, однако, автор книги должен признать, что он все же сильно сомневается в реальности этой цифры.

Усилитель класса В, изображенный на рис. 7.5, был уже описан в Главе 6; для элементов схемы была сохранена прежняя система обозначений и нумерации. Эта исходная схема обладает большим количеством преимуществ, хотя изначально присущие схеме хорошие характеристики по скорости нарастания выходного напряжения не являются одними из самых необходимых; тем не менее эта схема составляет подавляющее большинство схем усилителей и может быть использована в качестве начальной точки для последующего анализа. Как уже многоречиво указывал автор данной книги, расчетное значение скорости нарастания выходного напряжения для данной схемы составляет 40 В/мкс, что в силу вышеприведенных аргументов можно признать более чем достаточным значением. Однако, следует на минутку принять, что необходимо осуществить значительное улучшение данного параметра, чтобы успешно конкурировать с продукцией другой компании, также выпускающей усилители и расположенной чуть ниже по улице, а также проанализировать возможные пути достижения подобного результата. Как и во многих случаях нашей обыденной жизни, на практике реальные дела оказываются значительно сложнее, чем это предполагалось вначале.

### 7.13.1. Основные ограничения на скорость нарастания выходного напряжения усилителя

При самом простом анализе скорость нарастания выходного сигнала в обычном усилителе, имеющем схему, подобную изображенной на рис. 7.5, зависит от

соотношения токов, поступающих и выходящих из конденсатора  $C_{dom}$  (СЗ), выраженных соответствующим выражением:

$$\text{Скорость нарастания} = I/C_{dom}, \text{ В/мкс,} \quad (\text{Уравнение 7.1}),$$

в котором ток  $I$  выражен в микроамперах, а емкость в пикофарадах.

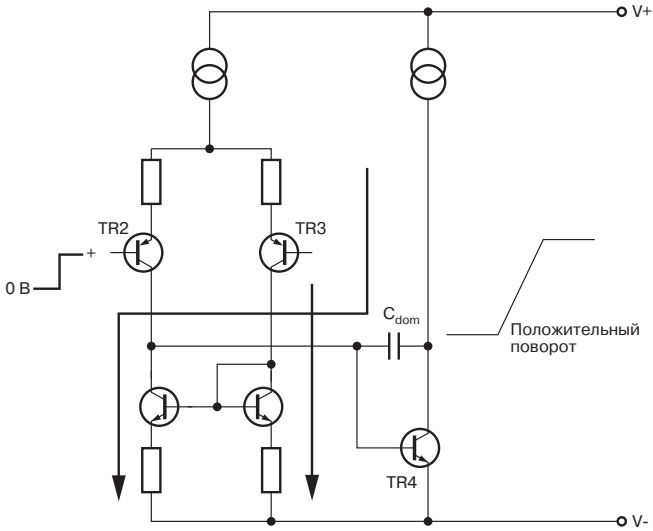
Максимальное значение частоты для выходного сигнала (Частота<sub>макс</sub>) при заданных значениях скорости нарастания выходного напряжения и напряжения сигнала выражаются:

$$\text{Частота}_{\text{макс}} = S_R / (2 \cdot \pi \cdot V_{pk}) = S_R / (2 \cdot \pi \cdot \sqrt{2} \cdot V_{\text{rms}}). \quad (\text{Уравнение 7.2})$$

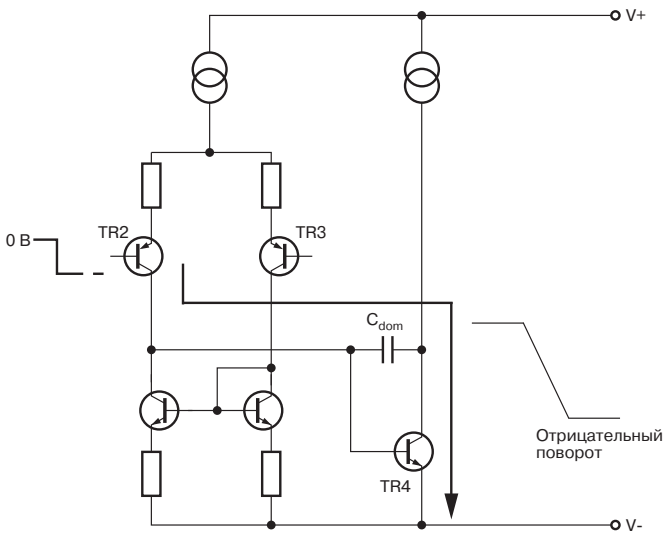
Например, при значении скорости нарастания выходного сигнала 20 В/мкс значение максимальной частоты сигнала, при котором может быть поддержано значение напряжения 35 В среднеквадратического значения, составляет 64 кГц, а если величина емкости  $C_{dom}$  составляет 100 пФ, то входной каскад должен быть в состоянии как потреблять, так и отдавать ток величиной 2 мА амплитудного значения. И наоборот, при сигнале синусоидальной формы, имеющем такую же амплитуду и частоту, максимальное значение скорости нарастания выходного сигнала  $SR$  (в точке перехода через нулевое значение) будет составлять:

$$SR(\text{синусоид}) = dV/dt = \phi_{\text{max}} \cdot V_{pk} = 2 \cdot \pi \cdot \text{freq} \cdot V_{pk} \quad (\text{Уравнение 7.3}).$$

Для схемы, изображенной на рис. 7.5, приведенное выражение для скорости нарастания выходного напряжения обеспечивает соотношение 4000/100, или значение скорости нарастания составляет примерно 40 В/мкс, как и было указано ранее, при условии, что мы примем (как это обычно делается во всех справочниках), что единственным ограничивающим величину тока фактором является tail-source входной пары (дифференциального усилителя). Если в этой дифференциальной паре коллекторная нагрузка выполнена в виде схемы стабилизации тока разряда (токового зеркала), а также существуют настоятельные причины для того, чтобы это было именно так, то практически понадобится весь tail-current (ток цепи питания дифференциального усилителя) для заряда конденсатора  $C_{dom}$ . Все кажется очень простым: для того чтобы увеличить скорость нарастания выходного напряжения надо просто увеличить tail-current. Однако, ... tail-current не является единственным ограничивающим фактором для тока нарастания, протекающего в конденсаторе  $C_{dom}$ . (Эта проблема также была затронута в работе Селла {Sell} [21].) На рис. 7.40 изображен путь протекания тока для случая положительного (увеличивающегося) и отрицательного (уменьшающегося) фронта изменения тока; и, как сразу видно при рассмотрении схемы, ток при положительном фронте может быть обеспечен только за счет нагрузки источника тока каскада усилителя напряжения. Это будет уменьшать максимальную положительную скорость, приводя к асимметрии зависимости скорости нарастания выходного напряжения, если источник тока каскада усилителя напряжения будет не в состоянии обеспечить такой же по величине ток, что и tail source. В противоположность этому при отрицательном фронте транзистор TR4 может включиться и обеспечить такой по величине ток, который необходим для заряда конденсатора



**Рис. 7.40а.** Путь протекания тока при положительном фронте нарастания сигнала. В предельном случае весь ток нарастания должен протекать через «токовое зеркало», транзистор TR2 закрыт



**Рис. 7.40б.** Путь протекания тока в случае отрицательного фронта в предельном случае скорости нарастания. Транзистор TR2 находится в насыщении и схема «токового зеркала» отключена

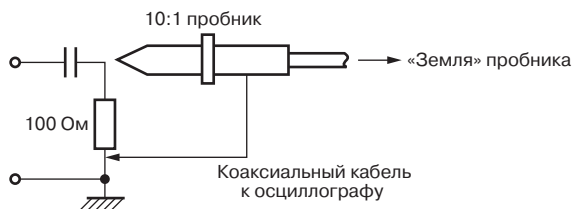
Сdom, при этом коллекторная нагрузка каскада усилителя напряжения не задействована.

В большинстве разработок величина (способность) источника тока каскада усилителя напряжения не является предметом разногласий, так как каскад усилителя напряжения потребляет больший по величине ток по сравнению с входным каскадом с тем, чтобы гарантировать достаточный pull-up (нагрузочный) ток для верхней половины выходного каскада; однако, может случиться так, что это все еще будет продолжать вызывать проблемы с источником для каскада усилителя напряжения.

### 7.13.2. Оборудование для измерения скорости нарастания выходного напряжения

Прямые измерения крутизны фронтов высокочастотных сигналов прямоугольной формы на экране осциллографа не является очень простой задачей, а без использования генератора развертки с задержкой она становится просто невыполнимой. Гораздо более простым (и при этом более точным) методом является пропускание выходного сигнала усилителя через специально подобранную дифференцирующую цепь; скорость нарастания выходного сигнала в этом случае будет представлена в виде амплитуды, которую гораздо проще считать с координатной сетки экрана. Схема, представленная на рис. 7.41, позволяет получить очень удобное для исследований выходное напряжение, каждые 100 мВ которого соответствуют значению в 1 В/мкс скорости нарастания выходного напряжения; постоянная времени RC должна быть очень малой для достижения приемлемой точности. Дифференцирующая цепь возбуждается непосредственно усилителем, причем, обязательно без использования выходного дросселя. Следует обратить внимание, что эта цепь должна подключаться к осциллографу соответствующим \*10 пробником; емкость плоского экранированного кабеля приводит к существенному занижению показаний. При подобных измерениях приходится иметь дело с импульсной техникой, относящейся к наносекундному (доли микросекунд) диапазону, поэтому всегда следует иметь в виду, что искажения формы сигнала, такие, например, как «звон», с равной вероятностью могут быть результатом как использования соединительных кабелей при тестировании, так и самого усилителя.

Использование сигнала прямоугольной формы с крутыми фронтами при исследовании усилителя еще не гарантирует, что последний будет демонстрировать предельное значение скорости нарастания выходного сигнала. Если генерированное таким образом напряжение рассогласования не окажется достаточным для насыщения входного каскада, то выходной сигнал будет иметь форму экспоненциальной зависимости, с отсутствием нелинейного эффекта. При выполнении большинства тестов, описанных в данной книге, усилитель должен был нагружаться очень сильно, чтобы быть уверенным, что были получены действительные значения скорости нарастания; это происходит из-за сильного вырождения, которое снижает крутизну характеристики входной пары. Вырождение увеличивает напряжение рассогласования, необходимое для насыщения, но не влияет непосредственно на предельное значение скорости нарастания.



**Рис. 7.41.** Схема очень простого (но при этом весьма полезного) дифференциатора. Выбор точки локального заземления пробника очень существенен, чтобы точность измерений превышала значение  $\pm 10\%$ .

Проведение тестирования схемы, изображенной на рис. 7.5 и имеющей нагрузку 8 Ом, со всей очевидностью проявило неадекватность упрощенной теории. Дифференциатор выявил асимметричность скорости нарастания выходного напряжения:  $+21$  В/мкс при нарастании и  $-48$  В/мкс при уменьшении сигнала, результат, который является как несбывшимся ожиданием с одной стороны, так и ставящим в тупик с другой, принимая во внимание, что простая теория предсказывала значение порядка 40 В/мкс. Получение результата, который хуже предсказанного теорией, это чаще всего обычный удел инженера, тогда как получение результата, превышающего теоретическое значение, – это всегда основание для самых серьезных подозрений.

### 7.13.3. Улучшение скорости нарастания выходного напряжения

Если еще раз внимательно посмотреть на схему, приведенную на рис. 7.5, то можно сделать вывод, что величина тока, отдаваемого источником тока каскада усиления напряжения, является, скорее всего, уже больше, чем требуется для обеспечения тока, необходимого для заряда  $C_{dom}$ , когда входной каскад активно потребляет ток, поэтому автор в благовидной попытке улучшить параметр скорости нарастания самонадеянно уменьшил величину сопротивления резистора  $R_4$  до значения 100 Ом (чтобы согласовать с сопротивлением резистора  $R_{13}$ ). С большим разочарованием им было установлено, что новые значения скорости нарастания выходного напряжения составили  $+21$  В/мкс и  $-62$  В/мкс; отрицательное значение все еще продолжало превышать новое теоретическое значение, равное 60 В/мкс. Так что же оказалось неверным на этот раз? Честность обязывает использовать в рекламных целях меньшее значение (не так ли?), поэтому первоочередной задачей становится выяснение причин, почему положительное значение скорости нарастания сигнала оказалось столь незначительным.

На первый взгляд кажется маловероятным, что виновным является источник тока каскада усилителя напряжения, так как при равных значениях сопротивлений резисторов  $R_4$  и  $R_{13}$  источник был бы в состоянии питать входной каскад таким по величине током, который он был бы в состоянии потреблять. Однако, можно на практике проверить это заветное убеждение путем увеличения тока, отдаваемого источником тока каскада усилителя напряжения, оставив при этом



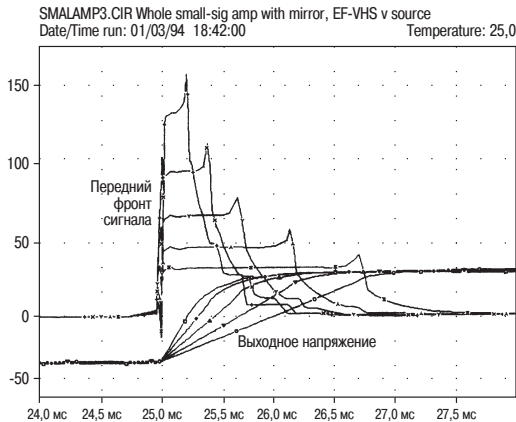
для tail-current его прежнее значение. Было установлено, что при величинах сопротивлений  $R_4 = 150 \text{ Ом}$  и  $R_{13} = 68 \text{ Ом}$  значения скорости нарастания составляют  $+23 \text{ В/мкс}$  и  $-48 \text{ В/мкс}$  и что небольшое, но вполне определенное увеличение положительного значения ясно показывает, что в источнике тока каскада усилителя напряжения происходит что-то не совсем очевидное.

(Этот прямой метод увеличения скорости нарастания за счет увеличения токов покоя означает значительное увеличение мощности рассеяния для каскада усилителя напряжения и его источника тока. При этом возникает опасность превысить допустимые значения для корпуса типа TO92, что вызовет дополнительные расходы. Проблема менее ярко выражена во входном каскаде, так как рассеиваемая мощность распределяется, по крайней мере, по трем приборам.)

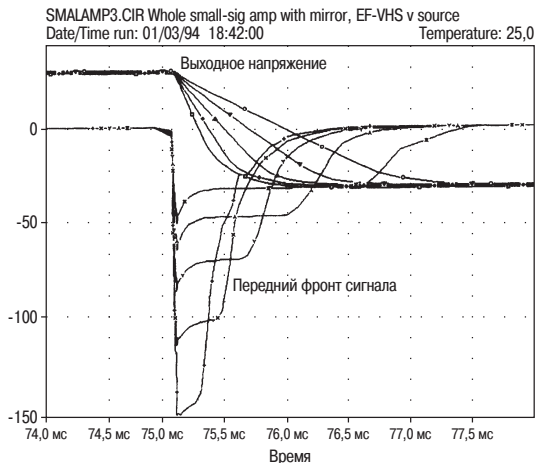
#### 7.13.4. Моделирование процесса нарастания выходного напряжения

Когда схема становится неуправляемой (в оригинале - жесткой, свирепой), наступает время упрощений и моделирования. Схема была упрощена и сведена к модели усилителя путем замены выходного каскада класса В на малосигнальный эмиттерный повторитель класса А; все это было затем подвергнуто, в некоторой степени даже жестоко, моделированию с использованием программы PSPICE, которое позволяет выявить влияние различных механизмов, описанных выше.

На рис. 7.42 показано положительное нарастание выходного напряжения для этой модели усилителя, как для действительного выходного напряжения, так и для его производной, последняя для удобства промасштабирована с использованием деления на коэффициент 106, в силу чего она может отсчитываться непосредствен-



**Рис. 7.42.** Результат моделирования скорости изменения выходного напряжения в усилителе при положительном (нарастающем) сигнале. На нижней зависимости представлено увеличение выходного сигнала усилителя от  $-30$  до  $+30 \text{ В}$ , тогда как верхние зависимости представляют масштабированное дифференцирование

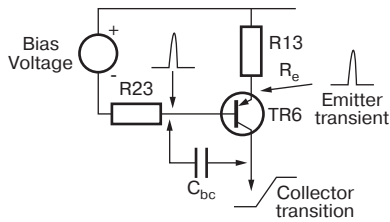


**Рис. 7.43.** Результат моделирования скорости изменения выходного напряжения в усилителе при отрицательном (спадающем фронте) сигнале. Увеличение значения предельной скорости изменения приводит к тому, что большая часть переходного выходного напряжения стремится подчиняться экспоненциальному закону, тогда как входная пара меньше время находится в режиме насыщения. Таким образом, на дифференциальной зависимости наблюдается более короткий плоский участок

но в значениях «В/мкс» для того же самого графика. На рис. 7.43 показаны аналогичные параметры, но только для отрицательного изменения скорости нарастания (спада выходного напряжения). На графиках представлены результаты влияния последовательного изменения сопротивлений резисторов R4, R23, которые задают значения токов покоя.

Необходимо сделать несколько замечаний относительно данных графиков: прежде всего, зависимости скорости нарастания, показанные для наименьших значений сопротивлений R4, R23, не могут быть получены в реальной схеме усилителя с выходным каскадом по причине, которая будет пояснена позже. Необходимо обратить внимание, что почти незаметные колебания в величине выходного напряжения приводят к значительным выбросам на зависимости скорости нарастания, причем кажется маловероятным, чтобы они были воспроизведены точно, если только не учитывать паразитные сигналы в схеме. Для получения действительных значений скорости нарастания выходного напряжения необходимо использовать плоский участок на дифференциальной кривой.

С использованием данного метода были получены первые данные относительно асимметрии зависимости скорости нарастания сигнала. В области звуковых частот источник постоянного тока обеспечивает достаточно неизменный по величине ток, и это ставит конец обсуждению, сводя его к обычному выбору коллекторной нагрузки каскада усилителя напряжения; в результате коллектор подвержен воздействию полного размаха (двойного амплитудного значения)



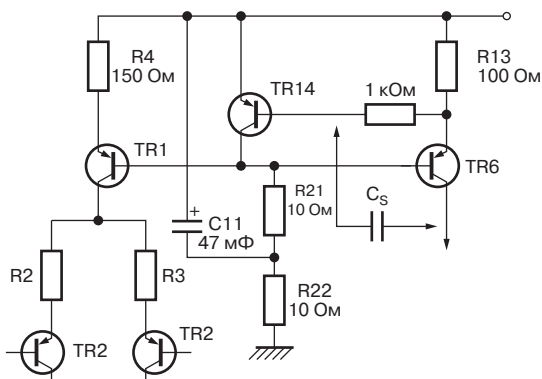
**Рис. 7.44.** Один из доводов, почему простая теория не работает. Крутой положительный фронт на коллекторе транзистора TR6 источника каскада усилителя напряжения из-за связи по собственной емкости (коллекторно-базового перехода)  $C_{bc}$  приводит к моментальному уменьшению тока покоя

выходного напряжения и максимального значения скорости нарастания выходного напряжения. Когда сигнал в усилителе изменяется быстро, имеет место паразитное прохождение паразитного сигнала с коллектора на базу (рис. 7.44) через коллекторно-базовую емкость. Если напряжение базы точно не зафиксировано, то быстрое нарастание положительного фронта заставляет возрасти напряжение на базе, уменьшая эмиттерное напряжение и, следовательно, выходной ток. И наоборот, для отрицательного фронта выходной сигнал источника тока несколько возрастает; см, например, работу Эрди (Erdi) [22]. Другими словами, положительный фронт сам по себе уменьшает ток, необходимый для его поддержания.

Обнаружив это неявное препятствие, сразу же начинаешь обращать внимание на подозрительную роль развязывающего резистора R23. Моделирование подтвердило, что его присутствие ухудшает эффект паразитной связи за счет увеличения полного комплексного сопротивления для опорного напряжения, подаваемого на базу транзистора TR5. Как обычно, на транзистор TR1 общей цепи источника питания (tail-source) входного каскада подается точно такое же напряжение смещения, что и напряжение транзистора TR5; эта копейная экономия значительно усложняет ситуацию, если ток общей цепи питания дифференциального усилителя (tail current) также изменяется во время этого переходного процесса, уменьшая скорость нарастания при положительном фронте и увеличивая ее при отрицательном фронте.

### 7.13.5. Ограничения скорости нарастания выходного напряжения в реальных схемах

Применение развязывающих резисторов смещения не представляет что-то из ряда вон выходящее для усилителя, изображенного на рис. 7.5; они применяются достаточно часто. В качестве примера, выбранного наугад, можно обратиться к работе Мейера (Meurer) [23]. Целью автора при введении в схему резистора R23 являлось вовсе не разделение двух источников тока друг от друга по переменной составляющей (иногда это совершенно не приводит к успеху), а применение их в целях обнаружения неисправности. Без введения данного резистора в случае, если ток в любом из источников падает до нулевого значения (т.е. если транзистор TR1 нарушает режим разомкнутой цепи), то опорное напряжение исчезает, отключая оба



**Рис. 7.45.** Видоизмененная схема задания смещения, которая позволяет контролируемо изменять ток транзистора TR6 и снизить влияние сквозного соединения

источника, при этом процесс определения, что же именно вышло из строя и где было нарушено взаимодействие элементов схемы, может оказаться весьма трудоемким. Осознав это, необходимо возвратиться к исходным значениям параметров схемы на рис. 7.5, и заменить резистор R23 перемычкой; измеряемые значения скорости нарастания немедленно улучшаются, от значений +21, -48 до значений +24, -48 (размерность параметров в этом случае, как и ниже по тексту, естественно, подразумевается в единицах В/мкс). Данный результат уже несколько лучше по сравнению с первыми предпринятыми попытками, причем, выполненный без крайне неприятного увеличения тока покоя каскада усилителя напряжения.

В схеме исходного усилителя применялся активный tail-source с управлением величиной обратной связи с использованием транзистора TR14; это было причудой чистой воды, так как использование пары диодов давало те же самые значения коэффициента нелинейных искажений. Представляется вполне вероятным, что изменение схемы двух источников тока таким образом, что источник каскада усилителя напряжения становится активным, могло бы сделать его более стойким относительно влияния сквозных соединений, так как цепь управления током в этом случае замыкается через TR5, а не через транзистор TR1, при этом обратная связь непосредственно воздействует на величину, непосредственно демонстрирующую нежелательные изменения (см. схему рис. 7.45). Это, разумеется, обеспечивает некоторое улучшение параметра, от значений +21, -48 до значений +24, -48.

Это изменение может проявляться более значительно, когда ток каскада усилителя напряжения увеличивается, а при значениях параметров  $R4 = 100 \text{ Ом}$ ,  $R13 = 68 \text{ Ом}$  значения параметра составляют +37, -52, что представляет определенный прогресс для положительного значения скорости нарастания выходного напряжения. При этом значение скорости спада выходного напряжения несколько увеличилось, указывая, что tail-current все еще претерпевает увеличение за счет эффекта сквозного соединения.

Представляется необходимым свести к минимуму этот переходной ток сквозного соединения, так как его негативное влияние проявляется именно в самый неподходящий момент. Одним из возможных вариантов могло бы быть каскадное включение транзистора, чтобы защитить коллектор транзистора TR5 от резких изменений напряжения; это потребовало бы использования большего количества элементов в цепи задания смещения, а также уменьшило бы величину положительного нарастания выходного напряжения, хотя и незначительно.

Так как причиной, которая вызывает такие бедствия, является именно емкость сквозной проводимости источника тока каскада усилителя напряжения, то возникает вопрос, а нельзя ли обратить ее против нее же самой таким образом, чтобы резкое изменение напряжения увеличивало бы ток, необходимый для его поддержания, вместо того, чтобы уменьшать его? Конечно, это возможно, если, например, конденсатор с очень небольшой емкостью  $C_s$  помещается между коллектором транзистора TR5 (воспринимающего полный размах напряжения) и чувствительной точкой А активной общей цепи питания (tail source); после чего при возрастании величины размаха коллекторного напряжения каскада усилителя напряжения база транзистора TR14 также получает положительное смещение, стремящееся отключить его, и, следовательно, приводит к увеличению смещения, прикладываемого через резистор R21 к транзистору TR5 источника каскада усилителя напряжения. Этот прием чрезвычайно эффективен, однако, он имеет оттенок положительной обратной связи, в силу чего должен применяться достаточно осторожно; емкость конденсатора  $C_s$  должна быть очень небольшой, автор книги установил, что максимальное значение не должно превышать величины 7,5 пФ, чтобы не привести к нарушению ВЧ устойчивости усилителя.

При значениях сопротивлений резисторов  $R_4 = 100 \text{ Ом}$  и  $R_{13} = 68 \text{ Ом}$  добавление конденсатора  $C_s = 6 \text{ пФ}$  приводит к изменению значений параметров скорости нарастания (и спада) выходного напряжения от +37, -52 до значений +42, -43; то есть асимметрия скорости нарастания, которая портила впечатление от схемы с самого начала, уменьшилась. Необходим тщательный подбор величины этой емкости, если требуется получить хорошую симметрию скорости изменения выходного напряжения.

### 7.13.6. Несколько дополнительных улучшений

Также было обнаружено несколько других неожиданных эффектов в гонке за скорость. Широкой публике обычно не известно, что на скорость нарастания выходного напряжения влияет как выходная нагрузка, так и класс, в котором работает выходной каскад. Выше было отмечено, что при значениях сопротивлений  $R_4 = 100 \text{ Ом}$  и  $R_{13} = 68 \text{ Ом}$  для усилителя класса В и нагрузки 8 Ом получены значения скоростей +37, -52. Для сопротивления нагрузки 4 Ом эти значения изменяются и достигают +34, -58, и опять потеря скорости для положительного фронта будет более значительной. Если для выходного каскада будет задано смещение, соответствующее классу А при величине выходной нагрузки 8 Ом, то соответствующие значения скоростей составят +35, -50. Объяснение заключается в том, что выходной каскад вопреки каскадному включению предоконечных каскадов и

выходных приборов, потребляет от каскада усилителя напряжения значительный по величине ток. Оконечные каскады потребляют достаточный по величине базовый ток в случае нагрузки 4 Ом, чтобы отводить избыточный ток от конденсатора  $C_{dom}$ , и во время положительного нарастания фронта ток протекает по кратчайшему пути снабжения. В усилителе класса А эффект проявляется более интенсивно, так как токи выходных приборов всегда имеют высокие значения, для предоконечных каскадов необходимы более высокие по величине базовые токи, даже в режиме покоя, и опять же они будут отбираться с коллектора каскада усилителя напряжения.

Разгон этого усилителя оказался бы легче, если бы емкость конденсатора  $C_{dom}$  Миллера оказалась меньше. Действительно, так ли необходимо на практике ее большое значение? Да, это действительно так: если необходимо иметь коэффициент усиления отрицательной ОС достаточно низкий для обеспечения ВЧ устойчивости, усиление на ВЧ контуре должно быть ограничено. Усиление разомкнутой цепи выше частоты доминантного полюса  $P_1$  представляет произведение крутизны входного каскада  $g_m$  на величину  $C_{dom}$ , при этом величина  $g_m$  уже настолько мала, насколько она вообще может быть за счет вырождения эмиттера. Эмиттерные резисторы  $R_2$  и  $R_3$  уже при значении сопротивлений 100 Ом достаточно велики, чтобы умеренно подвергнуть опасности входное напряжение разбаланса, так как ток общей цепи питания дифференциального усилителя раздваивается по двум резисторам, номинальные значения которых должны быть подобраны относительно друг друга с точностью, составляющей не менее 1 %, кроме того, шумовые характеристики также будут ухудшаться за счет дополнительного сопротивления в эмиттерных цепях входной пары. Таким образом, для данного значения коэффициента усиления отрицательной ОС на частоте 20 кГц величина емкости  $C_{dom}$  оказывается фиксированной.

Вопреки этим объективным обстоятельствам была произведена проверка влияния изменения распределения усиления разомкнутой цепи между входным каскадом и каскадом усилителя напряжения. Сопротивления резисторов  $R_2$ ,  $R_3$  были увеличены со 100 Ом до 220 Ом, а емкость  $C_{dom}$  была уменьшена до 66 пФ; эти действия не привели к точно такому же коэффициенту усиления отрицательной ОС, но по существу вдвое была уменьшена крутизна входного каскада и вдвое увеличен коэффициент усиления каскада усилителя напряжения. Двукратное увеличение коэффициента усиления позволило уменьшить значение  $C_{dom}$  до 66 пФ без уменьшения границ устойчивости.

При тех же значениях сопротивлений  $R_4 = 100$  и  $R_{13} = 68$  Ом, что и прежде, значения скорости нарастания возросли до +50, -50 В/мкс (при использовании для обеспечения симметричности зависимости скорости изменения выходного напряжения конденсатора  $C_s$ , имеющего емкость 6 пФ). Увеличение скорости составило 25 % по сравнению с теоретическим значением 50 %, которое предсказывает простая теория, что указывает на то, что существуют еще и другие ограничения; действительно, моделирование с использованием программы SPICE показало, что их существует действительно несколько.

Одно из таких ограничений заключается в следующем. При положительном, или нарастающем, фронте транзисторы  $TR_4$  и  $TR_2$  должны закрываться настолько

быстро, насколько это возможно путем экстракции тока из конденсатора  $C_{dom}$ . Следовательно, входная пара заставляет транзистор TR10 оставаться включенным за счет возросшего напряжения на транзисторе TR11 и резисторе R7. Как только транзистор TR10 включается, его эмиттерное напряжение возрастает из-за резистора R6, тогда как в тоже самое время коллекторное напряжение должно уменьшиться до значения, примерно равного напряжению шины  $-ve$ , чтобы выключить Q4. В предельном случае напряжение транзистора TR10 иссякает до значения  $V_{ce}$ , и он оказывается не в состоянии обеспечить достаточно быстрый разряд конденсатора  $C_{dom}$ . Наиболее простым способом решения этой проблемы является уменьшение сопротивлений резисторов R6 и R7, которые приводят к вырождению токового зеркала. Это подвергает риску изменение ВЧ искажений из-за разбаланса коллекторных токов  $I_c$  входной пары, однако, снижение величин до 12 Ом показало вполне приемлемые результаты. Еще раз подчеркивается, что это относится к положительному нарастанию, что является допустимым.

Другим способом уменьшения значения емкости  $C_{dom}$  до требуемого значения является уменьшение коэффициента усиления цепи за счет возрастания величины ослабления цепи обратной связи, либо, говоря другими словами, использовать усилитель при более высоком значении коэффициента усиления замкнутой цепи. Это может оказаться не таким уж и плохим решением; ток при стандартном значении 1 В для максимальной производительности является (как смеет предположить автор книги) следствием страстного желания иметь небольшое значение коэффициента усиления замкнутой цепи для того, чтобы обеспечить максимальное значение коэффициента усиления отрицательной ОС и таким образом уменьшить искажения. Здесь автору книги приходит на ум JLN, который защищал эту стратегию еще в далеком 1974 г. Однако, следует принимать мир таковым, как он есть, поэтому автор данной книги оставил коэффициент усиления замкнутой цепи неизменным. Конечно, можно ослабить входной сигнал и поэтому он может быть сильнее усилен, хотя у автора есть какое-то тревожное чувство относительно вещей такого рода: усиление сигнала в предусилителе, а затем его ослабление в усилителе мощности подразумевает постановку проблемы с ног на голову, если только подобная метафора может быть позволительной. Вполне стоящим делом может оказаться использование такого способа, ибо у рассматриваемого усилителя высокая линейность разомкнутой цепи, поэтому автор книги считает, что некоторое увеличение суммарного коэффициента нелинейных искажений не может привести к возникновению серьезной проблемы.

Затратив предварительно ряд усилий, связанных с минимизацией искажений, как-то совершенно не хочется ухудшать параметр суммарных нелинейных искажений «безупречного усилителя». К счастью, ни одна из модернизаций, приведенных здесь, не оказала какого-нибудь значительного влияния на общий коэффициент нелинейных искажений, хотя могло бы быть и меньше изменений в диапазоне 10–20 кГц.

### 17.13.7. Дальнейшие изменения и другие варианты схемы

Те результаты, которые получил автор данной книги в своих попытках улучшить скорость нарастания сигнала, на первый взгляд, не являются сногшибательными, однако, они действительно заслуживают одобрения и исполнения, как вполне реалистичные, в том виде, в котором их выполнил автор данной книги. Автор остается в уверенности, что улучшение такого параметра, как скорость нарастания выходного сигнала, может оказаться достаточно простым делом, каждое исключение из правила только подтверждает его справедливость. Также может оказаться, что другие схемы каскада усилителя напряжения, такие, например, как двухтактные усилительные каскады, проверенные в работе Селфа (Self) [16], продемонстрируют большую гибкость в отношении увеличения скорости нарастания, однако, такие топологические схемы имеют свои собственные недостатки, которые необходимо преодолевать.

Сточино (Stochino) в своей восхитительной работе [24] представил вариант схемы, которая, хотя и является намного более сложной по сравнению с обычной, позволяет, по его заверению достичь значения скорости нарастания выходного сигнала вплоть до значения 400 В/мкс.

## 7.14. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Otala. An Audio Power Amplifier for Ultimate Quality Requirements. – IEEE Trans on Audio and Electroacoustics, Vol AU-21, No. 6, Dec 1973.
2. Baxandall P. Audio Power Amplifier Design: Part 4 Wireless World, July 1978, стр. 76.
3. Takahashi et al Design and Construction of Hight Slew-Rate Amplifiers AES 60th Convention, Preprint No. 1375 (A-4) 1978.
4. Self Crossover Distortion and Compression Letters, Electronics and Wireless World, Aug 1992, стр. 657.
5. Widlar, A Monolithic Power Op-Amp IEEE Journal of solid-State Circuits, Vol 23, No 2, April 1988.
6. Bonello Advanced Negative Feedback Design for Hight Perfomance Amplifiers AES 67th Convention, Preprint No. 1706 (D-5) 1980.
7. Pernici et al A CMOS Low-Distortion Amplifier with Double-Nested Miller Compensation IEEE J. Solid-State Circuits, July 1993, стр. 758.
8. Scott and Spears On The Advantages of Nested Feedback Loops J. Audio Eng Soc, Vol 39, March 1991, стр. 115.
9. National Semi Fast Compensation Extends Power Bandwidth Linear Brief 4, Nat-Sem Linear Apps Handbook, 1991.
10. Feucht Handbook of Analog Circuit Design Academic Press 1990, стр. 264.
11. Atkinson, J Review of Krell KSA-50S Power Amplifier Stereophile Aug 1995, стр. 168.
12. Benjamin, E Audio Power Amplifiers for Loudspeaker Load Journ. Audio Eng. Soc. Vol 42, Sept 1994, стр. 670.
13. Otala et al Input Current Requirements of High-Qualiti Loudspeaker System AES preprint #1987 (D7) for 73rd Convention, March 1983.



14. Ojala and Huttenen Peak Current Requirement of Commercial Loudspeaker Systems JAES, June 1987, стр. 455. См. главу 12, стр. 294.
15. Cordell, R Interface Intermodulation in Amplifiers Wireless World, Feb 1983, стр. 32.
16. Self, D Distortion in Power Amplifiers, Part 3 Electronics World+WWW, Oct 1993, стр. 824.
17. Self, D Ibid Part 1 Electronics World+WWW, Aug 1993, стр. 631.
18. Baxandall P. Audio Power Amplifier Design Wireless World, Jan 1978, стр. 56.
19. Pass, N Linearity, Slew rates, Damping, Stasis and ... Hi-Fi News and PR, Sept 1983, стр. 36.
20. Hughless, J Arcam Alpha5/Alpha6 Amplifier Review Audiophile, Jan 1994, стр. 37.
21. Self, D Distortion in Power Amplifiers, Part 7 Electronics World+WWW, Feb 1994, стр. 138.
22. Erdi, G A 300 v/uS Monolithic Voltage Follower IEEE J. of Solid-State Circuits, Dec 1979, стр. 1062.
23. Meyer, D Assembling a Universal Tiger Popular Electronics, Oct 1970.
24. Stochino, G Ultra-Fast Amplifiers Electronics World+WWW, Oct 1995, стр. 835.

## Глава 8. Источники питания и коэффициент подавления источника питания (PSRR)

---

### 8.1. Принципиальные подходы к созданию источников питания

Существует три основных подхода для организации питания усилителей мощности:

- использование простого нестабилизированного источника питания, состоящего из трансформатора, выпрямителя и накопительного конденсатора;
- использование источника питания с линейной стабилизацией;
- использование импульсного источника питания.

Как становится совершенно очевидным, первый, и самый простой, источник питания будет самым дешевым с экономической точки зрения, но, с другой стороны, он же, скорее всего, будет подвержен риску создания повышенного уровня шумов и повышенного фона переменного тока, а также вероятности возникновения перекрестных помех. Поэтому было бы разумным рассмотреть более детально все аргументы, как за, так и против, для каждого варианта организации питания усилителя.

#### 8.1.1. Простой нестабилизированный источник питания

##### Преимущества

- Простой нестабилизированный источник питания – доступный и не дорогой по стоимости. (Проще говоря, традиционный силовой трансформатор с обмотками из медного провода и массивным магнитопроводом будет, скорее всего, самой дорогостоящей деталью всего усилителя.)
- Отсутствует вероятность неустойчивости или возникновения ВЧ помех на частотах переключения импульсного источника питания.

- Усилитель может отдавать более высокую мощность при пиковых переходных нагрузках, что полностью соответствует тем требованиям, которые предъявляются к усилителю.

### Недостатки

- В выходном выпрямленном напряжении источника питания присутствуют значительные пульсации, а значение коэффициента подавления источника питания, PSRR, в усилителе потребует при реализации схемы повышенного внимания.
- Силовой трансформатор будет иметь большую массу и занимать значительный объем.
- Первичная обмотка трансформатора должна иметь многочисленные отводы, чтобы удовлетворять многочисленным стандартам сетевого напряжения, применяющимся в различных странах.
- Отсутствие переключений, характерных для импульсных источников питания, не означает абсолютное отсутствие ВЧ помех. Мостовой выпрямитель будет генерировать высокочастотные помехи при запираии диодов с частотой их повторения 100 Гц. Причем помехи будут возрастать с увеличением потребляемого тока.

## 8.1.2. Линейно-стабилизированные источники питания

### Преимущества

- Линейно-стабилизированные источники питания могут быть спроектированы так, что в выпрямленном выходном сигнале будут полностью отсутствовать пульсации, или, другими словами, уровень фона переменного тока будет ниже уровня белого шума, генерируемого стабилизатором напряжения, что обеспечивает снижение требований к величине коэффициентов ослабления шин питания усилителя. Однако можно позволить себе быть совершенно беззаботным относительно величины коэффициента ослабления источника питания, PSRR, усилителя мощности только в том случае, если стабилизаторы могут полностью обеспечить «чистые» шины питания в случае неожиданных пиков (выбросов) потребления тока. Если же нет, то возникнут сильные перекрестные помехи, если только не будут использованы отдельные стабилизаторы для каждого канала. А это означает их учетверение для стереофонического усилителя, что сделает всю систему чрезвычайно дорогостоящей.
- Стабилизированное выходное напряжение питания обеспечивает абсолютно сообразный выходной сигнал усилителя мощности независимо от изменений напряжения в питающей сети.
- Существует вероятность отключения электроники в случае неполадок с питанием по постоянному току усилителя, поэтому можно обойтись без выходного переключателя. Однако при этом добавляются электронные цепи и нет полной гарантии, что отказавший выходной прибор не приведет к возникновению побочных неисправностей в стабилизаторах, которые заставят громкоговорители оставаться в состоянии потенциальной опасности.

## Недостатки

- Более высокая сложность и, следовательно, менее высокая надежность. В целом сложность всей схемы усилителя возрастает, как минимум, вдвое. Большое количество элементов схемы должно снизить общую надежность, а их общая работа, прежде всего, будет более длительной и с более высокими нагрузками. В качестве примера можно рассмотреть обычную схему, например схему Синклера (Sinclair) [1]. Если усилитель мощности отказывает, например, из-за выхода из строя выходных приборов, то элементы схемы стабилизатора, скорее всего, также выйдут из строя, так как защита полупроводниковых приборов с использованием плавких предохранителей представляет собой весьма сомнительную вещь. На практике такое развитие событий представляется маловероятным. Старая шутка о том, что транзистор в цепи служит для защиты плавкого предохранителя, совсем не представляется забавной для разработчиков усилителей мощности, так как это на самом деле то, что происходит на практике. Защита электронных схем стабилизаторов от перегрузки на самом деле является очень серьезной, прежде всего, для того, чтобы предотвратить возможность развития неисправностей по типу падающих костяшек домино, что дополнительно усложняет схему, так как для нее приходится применять своего рода двойную защиту в случае, когда транзисторы в схеме стабилизатора должны иметь гарантированную надежность при работе.
- Сравнительно дорогостоящие, использующие, по крайней мере, два мощных полупроводниковых прибора, имеющие соответствующую схему управления и схему токовой защиты. Эти мощные полупроводниковые приборы, в свою очередь, нуждаются в хорошем теплоотводе и специальном монтаже, схемах защиты от коротких замыканий и т.д., и т.п.
- Также от первичной обмотки трансформатора должны выполняться многочисленные отводы, чтобы источник питания мог соответствовать различным стандартам питающего напряжения.
- Стабилизаторы напряжения, выполненные в виде готовых интегральных микросхем, обычно не применяются из-за несоответствия требованиям к токам и напряжениям, поэтому, как правило, подобные схемы выполняются на дискретных полупроводниковых приборах, а такие схемы достаточно сложно сделать высоконадежными, способными сохранять работоспособность буквально при любых ситуациях. Обычно их невозможно приобрести на стандартном рынке комплектующих изделий, за исключением случаев предложений по ненормально высокому, заоблачному ценам.
- Линейно-стабилизированные схемы могут демонстрировать очень серьезные проблемы ВЧ неустойчивости, как самостоятельно, так и в комплексе с питаемым им усилителем мощности. Полное выходное комплексное сопротивление стабилизатора, скорее всего, склонно возрастать с частотой, а это создает некоторые реальные неудобства, связанные именно с неустойчивостью на высокой частоте. Ряд наихудших по своим результатам опытов с усилителями для автора данной книги связаны с буквальным нарушением стабильности работы в подобных усилителях.

- Усилитель не в состоянии отдавать повышенную мощность при пиковых переходных нагрузках.
- Общий уровень рассеиваемой мощности для заданного уровня выходной мощности значительно увеличен из-за минимально допустимого падения напряжения на схеме стабилизатора.
- Отклик на потребляемую мощность при переходном процессе очень медленный, что сказывается на величине скорости нарастания выходного напряжения.

### 8.1.3. Импульсные источники питания

#### Преимущества

- В импульсных источниках питания уровень пульсаций может быть значительно ниже по сравнению с нестабилизированным источником питания, но все-таки он никогда не может быть ниже по сравнению с правильно рассчитанным линейно-стабилизированным источником питания. Типичным напряжением пульсаций является значение 20 мВ двойного амплитудного значения.
- Отсутствует массивный силовой трансформатор, что дает значительное снижение в общей массе оборудования. Этот аргумент может оказаться решающим для оборудования, используемого при прямой передаче в эфир.
- Может приобретаться в виде комплектующих изделий, на практике это становится обязательным требованием, так как расчет импульсных источников питания представляет очень узкоспециализированную область деятельности проектировщиков схем источников питания.
- Может быть предусмотрен режим автоматического отключения, если усилитель переходит в опасный режим смещения по постоянной составляющей.
- Могут быть гарантированы условия нормальной работоспособности (обеспечивая при этом уровень акустического выходного сигнала без дополнительных настроек) для всех возможных стандартов сетевого напряжения, применяемых в различных странах, что позволяет использовать их в диапазоне питающих напряжений от 90 до 260 В.

#### Недостатки

- Импульсные источники питания представляют источник обильных высокочастотных помех. Может оказаться чрезвычайно сложной задачей полностью освободить от них выходной акустический сигнал.
- Пульсации с частотой 100 Гц в выходном сигнале, как уже указывалось ранее, имеют значительный уровень, поэтому в усилителе потребуются применение обычных мер предосторожности, связанных с величиной коэффициента ослабления источника питания, PSRR.
- Такой источник гораздо более сложный и, следовательно, менее надежный, по сравнению с нестабилизированным источником питания. Из-за наличия высоковольтного постоянного напряжения может представлять опасность в случаях, если не используется специальный корпус.

- Отклик на потребляемые переходные токи может быть сравнительно медленным.

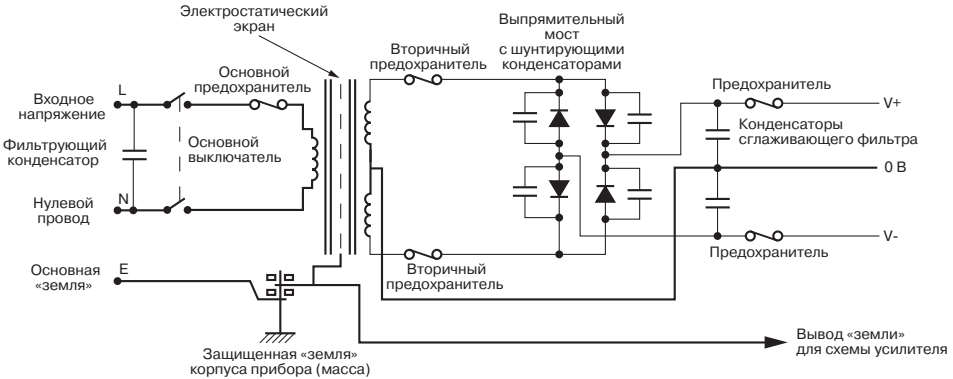
При внимательном перечитывании вышеприведенного перечня достоинств и недостатков может показаться, что стабилизированные источники питания для применения в усилителях мощности не представляют ничего хорошего. Но не каждый готов согласиться с мнением автора данной книги, см., например, работу Линслея-Худа (Linsley-Hood) [2]. К сожалению, он не привел никаких доказательств в поддержку своей точки зрения.

Обычный аргумент заключается в том, что линейно-стабилизированные источники питания дают более «тугие, связанные низкие частоты» (tighter bass), хотя адвокаты этой позиции всегда достаточно осторожны, чтобы не давать четкого определения для понятия «тугие, связанные низкие частоты», поэтому никто просто не в силах опровергнуть данное утверждение. Если данная фраза все-таки несет какой-то смысл, то она без сомнений относится к изменениям в низкочастотной переходной характеристике, хотя никаких подобных изменений не удалось зафиксировать, что позволяет заключить, что данное утверждение не является все-таки истинным. В случае правильно выполненного расчета все три варианта источников питания могут обеспечить получение превосходного по качеству звука, поэтому имеет смысл обратиться к более простому варианту решения проблемы. В случае применения нестабилизированного источника основная проблема связана с тем, чтобы не допустить попадания пульсаций в выходной сигнал, что, как будет показано, является прямым путем к успеху, если взяться за дело с должным усердием и рассуждать при этом логически. Случай варианта источника питания с линейной стабилизацией представляет вместо этого иной выбор – выполнение расчета не одного, а двух сложных систем, охваченных отрицательной ОС, сильно связанных тем, что может стать «смертельным объятием» во взаимодействующей системе, если в одном из партнеров возникнет малейшая ВЧ неустойчивость. Что касается импульсных источников питания, их расчет является в основном делом очень узких специалистов.

Основные (исходные или базовые) схемы усилителей, проанализированные в этой книге, имеют превосходные характеристики по величине коэффициента ослабления шин питания, поэтому простой нестабилизированный источник питания подойдет превосходно. Использование стабилизированного источника питания вовсе не является необходимым, и, более того, автор книги очень серьезно возражал бы против их применения вообще. В лучшем случае пришлось бы просто удвоить количество приобретаемых, собираемых и проверяемых схем высокой мощности. В худшем случае могли бы возникнуть трудноизлечимые проблемы с высокочастотной устойчивостью, специфические ограничения по скорости нарастания выходного напряжения, а также выход из строя дорогостоящих полупроводниковых приборов.

#### 8.1.4. Предварительные замечания, предшествующие проектированию источника питания

Типичная схема нестабилизированного источника питания приведена на рис. 8.1. Она полностью является концептуальной, хотя для оптимальной работы и



**Рис. 8.1.** Схема простого нестабилизированного источника питания, в которую включены сглаживающий пульсации выпрямитель и X-конденсатор

исключения фона как монтажная схема, так и схема прокладки проводов требует более внимательного подхода, что и будет с успехом проделано.

Для усилителей среднего уровня мощности величина общей емкости накопительного конденсатора в расчете на шину питания обычно колеблется от 4700 до 20000 мкФ, хотя в ряде разработок это значение может быть много больше. Значения токов пульсаций должны быть рассмотрены со всей тщательностью. Достаточно часто декларируется, что значительное увеличение емкости накопительного конденсатора обеспечивает более высокую устойчивость на низких частотах акустического диапазона; это не так для всех конструкций обычных усилителей ниже области подавления.

При изложении материала автор данной книги не намерен вдаваться в подробности расчета простого блока питания, так как все необходимые данные могут быть получены в обычных учебниках, вместо этого автор намерен предложить несколько советов и высказать ряд предостережений, которые либо редко публикуются, либо специально относятся к расчету акустических усилителей.

### 8.1.5. Силовые трансформаторы

Силовые трансформаторы обычно исполняются либо с использованием традиционного Ш-образного сердечника, либо с использованием тороидального сердечника. Стандартный Ш-образный сердечник используется в тех случаях, когда стоимость является определяющим параметром по сравнению с размерами трансформатора или внешними магнитными полями, абсолютно справедливым будет и обратное утверждение. Существуют и другие разнообразие типы трансформаторов, такие, например, как с С-образным сердечником, R-образным, но они не могут сравниться по величине внешнего магнитного поля трансформатора с тороидальным сердечником, оставаясь при всем этом значительно более дорогими изделиями по сравнению с обычным трансформатором, имеющим Ш-образный сердечник.

Внешнее магнитное поле обычного трансформатора с Ш-образным сердечником может быть значительно уменьшено при использовании антивибрационной полосы или стяжного хомута, как иногда его не совсем любезно называют. Он представляет собой широкую медную полосу, которая образует замкнутый виток, охватывающий с внешней стороны сердечник и обмотки трансформатора таким образом, что он не образует короткозамкнутый виток, пересекающий основной магнитный поток силового трансформатора. Совсем наоборот, он рассекает только паразитный поток утечки, частично нейтрализует его.

Расчет силового трансформатора на заданное напряжение и величину тока, в принципе, не представляет сложностей, однако всегда включает в себя при практическом воплощении применение тривиального метода проб и ошибок. Основная причина такого положения заключается в том, что напряжение, развиваемое на накопительном конденсаторе, зависит от величины потерь, которые не так просто предугадать, а это явление характерно для любой цепи выпрямителя, в которой ток протекает только в виде чрезвычайно короткого острого импульса на гребне переменного сигнала.

Прежде всего развиваемое напряжение зависит от степени стабилизирующего влияния трансформатора, т.е. от изменения величины падения напряжения при возрастающем значении потребляемого тока. (Слово «стабилизирующее» в данном контексте не имеет ничего общего с принципом управления по напряжению отрицательной обратной связи – все это смущает и запутывает, но это так.) Производители трансформаторов обычно с большой неохотой и под давлением вынуждены предоставлять что-нибудь большее, чем очень приблизительные данные по этому поводу.

Потери напряжения также сильно зависят от пиковой амплитуды импульсов, поступающих из выпрямителя на накопительный конденсатор; эти пики вызывают падения напряжения в цепях переменного тока, на сопротивлении обмоток трансформатора и выпрямительных диодах, и которые по своей величине оказываются значительно больше, чем можно было бы ожидать. К сожалению, величина пикового тока практически не может быть определена учетом сопротивления проводов и индуктивным сопротивлением утечки трансформатора (параметр, который производители трансформаторов с еще гораздо большей неохотой готовы предсказать), а любые производимые расчеты настолько приблизительны, что реально не могут дать вообще никакой вразумительной цифры. Также может существовать неопределенность в величине к.п.д. по напряжению самого усилителя, помимо этого существует столько переменных, что единственным реальным вариантом остается только на практике испытать несколько моделей трансформаторов перед тем, как будет получено точное значение требуемой выходной мощности.

Так как большая часть усилителей предназначена воспроизводить музыку и речь, характеризующиеся большими отношениями среднего уровня мощности к пиковому значению, они будут удовлетворительно работать с трансформаторами, которые способны отдавать только 70 % от значения тока, необходимого для длительного воспроизведения синусоидального сигнала, поэтому при сравнительном стоимостном анализе изделий можно сэкономить значительные средства.



Проблемы начинают возникать, когда подобные усилители подвергаются тестированию синусоидальным сигналом и выбранный таким образом трансформатор может отказать просто из-за перегрева, хотя для того, чтобы дать температуре подняться столь значительно, может понадобиться около часа, или даже еще больше. Обычной причиной может оказаться пробой межвитковой изоляции, возникшее в результате этого короткое замыкание витков приведет к расплавлению предохранителя в цепи первичной обмотки трансформатора. Этот процесс редко приводит к последствиям, вполне очевидным при визуальном осмотре трансформатора, т.е. проходит без выделения дыма, но, конечно же, он выводит из строя дорогостоящие компоненты схемы.

Для предотвращения подобных повреждений, когда мощность трансформатора заведомо выбрана несколько ниже, необходимо использовать некоторые виды тепловой защиты. Самовосстанавливающиеся защитные устройства, основанные на использовании биметаллических предохранителей, имеющих вид пластин или дисков, имеют небольшие размеры, чтобы быть размещенными во внешних слоях обмотки, и при этом работают просто великолепно. Они обычно выбираются из расчета на срабатывание при температурах 100 или 110 °С, тогда как материалы, применяемые в трансформаторах, предназначены для работы при температурах 120 °С, если только не требуется использовать специальные конструкции трансформаторов.

Если первичная обмотка силового трансформатора имеет многочисленные отводы, представляющие возможность использовать его при различных стандартах сетевого напряжения, необходимо помнить, что часть первичных обмоток трансформатора способна выдерживать значительно более высокие токи и в тех случаях, когда схема должна питаться от меньших по значению напряжений: ток первичной обмотки, потребляемый при сетевом напряжении 90 В, будет почти в 3-раза больше, чем при сетевом напряжении 240 В при той же самой номинальной мощности.

### 8.1.6. Предохранители и выпрямители

Выпрямительный мост (почти всегда он выполняется в виде микросборки) должен быть изначально рассчитан выдерживать начальные броски тока, возникающие в момент, когда происходит заряд полностью разряженного накопительного конденсатора. Совершенно определено, в большей части усилителей требуется применение для выпрямительных диодов теплоотводящих радиаторов; падение напряжения в кремниевых выпрямительных диодах может быть очень небольшим (использование при приблизительных расчетах значения в 1 В для каждого диода является достаточно хорошим приближением), однако импульсные токи могут достигать очень больших значений и общая выделяющаяся энергия может оказаться весьма значительной.

Подводящие провода к накопительному конденсатору должны подключаться непосредственно к его выводам и непосредственно от выпрямительного диода; точно так же отводящие провода к высоковольтной шине питания должны отходить от этих же самых выводов. Другими словами, не следует делать ответвления

к конденсатору, так как если его сделать, то его сопротивление вкуче с импульсом зарядного тока большой амплитуды вызовет появление дополнительного узкого пика в вершине пульсирующего выходного выпрямленного напряжения, что может ухудшить отношение уровня сигналов фон/пульсации в акустическом диапазоне.

По соединительным проводам, подходящим и отходящим от выпрямительных диодов, проходят импульсы зарядного тока конденсатора, амплитуда которых значительно превосходит величину выпрямленного выходного тока. Нагрев проводников, следовательно, будет более значительным благодаря более высокому значению произведения квадрата тока на величину сопротивления. Выделяющееся при прохождении тока тепло может, скорее всего, быть еще более значительным, если ток будет проходить по различного рода соединителям. Держатели для плавких предохранителей также могут нагреваться, поэтому следует включить при рассмотрении данной проблемы вопрос использования моделей, предназначенных для тяжелых условий работы. Следует обратить внимание на плавкие предохранители: если плавкая проволока в предохранителе провисает при включении либо при переходных процессах, то подобный предохранитель перегорит, скорее всего, уже через несколько десятков часов работы, иными словами, сам предохранитель должен быть выбран рассчитанным на более высокое номинальное значение тока защиты.

При выборе величины номинального тока сетевого предохранителя в первичной обмотке трансформатора следует помнить, что у трансформатора с тороидальным сердечником при включении наблюдается бросок тока с более высоким значением. Поэтому, без всяких сомнений, при выборе типа плавкого предохранителя следует остановиться на плавком предохранителе с задержкой срабатывания.

Выпрямительные диоды для мостовой схемы должны в обязательном порядке соответствовать требованиям повышенной надежности, они также должны снабжаться надежными теплоотводящими радиаторами.

### 8.1.7. ВЧ излучение мостовых схем выпрямления

Мостовые схемы выпрямления, в том числе даже мощные приборы, предназначенные исключительно для работы в качестве силовых выпрямителей на частотах до 100 Гц, генерируют при работе, на удивление, очень сильный ВЧ сигнал. Это происходит в момент выключения полупроводниковых диодов выпрямительного моста: носители заряда быстро выносятся полем из области р-п-перехода, а протекающий ток резко прерывается, в результате чего происходит генерация гармоник, частоты которых расположены непосредственно в ВЧ диапазоне. Чем больше по величине ток, тем большее количество ВЧ гармоник генерируется, хотя в общем случае невозможно заранее предсказать степень подобного увеличения. Этот эффект очень часто может быть обнаружен, что называется, на слух, с помощью обычного транзисторного радиоприемника (настроенного на средневолновый или длинноволновый диапазон), который необходимо поднести к кабелю сетевого питания усилителя. Это единственная область обычного усилителя

мощности, которая, скорее всего, будет доставлять неприятности при проверке на соответствие нормам, ограничивающим предельный уровень электромагнитного излучения [3].

Даже в том случае, когда усилитель установлен в глухо заземленный металлический корпус, а силовой трансформатор имеет заземленный электростатический экран, ВЧ помехи будут излучаться через точки подключения фазного и нейтрального проводов сети электропитания. Первую линию обороны против этого явления обычно составляют четыре демпфирующих конденсатора с емкостью примерно 100 нФ, подключенных параллельно каждому выпрямительному диоду моста, которые уменьшают скорость выключения диодов. Для того чтобы они смогли принести какую-то пользу, жизненно необходимо, чтобы они все устанавливались как можно ближе к точкам подключения выпрямительных диодов. (При этом никогда не следует забывать, что такие конденсаторы обязательно должны быть типа, способного успешно выдерживать длительные по времени перегрузки по переменному току.)

Вторую линию обороны против появления ВЧ помех составляет X-конденсатор, подключенный между фазным проводом и проводом нейтрали и расположенный настолько близко к сетевой розетке, насколько это вообще возможно (см. рис. 8.1). Обычно такой способ требуется для больших усилителей мощности, рассчитанных на 300 и более ватт общей мощности. Конденсатор должен быть особого вида, который предназначен для прямого подключения в сеть питания. Величины емкости 100 нФ обычно оказываются вполне достаточной; некоторые стандарты по безопасности устанавливают максимальную величину емкости конденсатора значением 470 нФ.

## 8.2. Подавление влияния шин питания в усилителях

В литературе, посвященной усилителям мощности, часто дискутируется важность проблемы ослабления влияния (подавления) источника питания, оказываемого в низкочастотных усилителях, особенно в связи с его возможным влиянием на величину искажений [4].

Автор книги надеется, что ему удалось убедить своих читателей в главах 5 и 6, что совершенно нет никакой необходимости использовать стабилизированные источники питания для того, чтобы обеспечить достойный всяческого подражания уровень нелинейных искажений. Автор намерен подтвердить это путем проверки того, как именно местные искажения в шинах питания проникают на выход усилителя, а также способы, какими эти помехи, поступающие из шин питания, могут быть эффективно устранены. Целью автора является не только создание усилителя, избавленного от влияния фона питания, но также намерение показать, что в самом эффекте влияния источника питания изначально нет ничего мистического, т.е. нет ничего такого, чего творец не мог бы сказать о своем собственном творении.

Влияние неадекватно подобранного коэффициента подавления источника питания, PSRR, на обычный усилитель мощности класса В, в котором применяется простой нестабилизированный источник питания, может быть двояким:

- часть пульсаций на шинах питания, имеющих частоту 100 Гц, поступает на выход, ухудшая соотношение сигналов шум/фон. Большая часть людей признает такое положение дел доставляющим гораздо более серьезное беспокойство, чем общий уровень нелинейных искажений;
- по шинам питания в силу их очень низкого полного комплексного сопротивления проходит небольшая составляющая полезного сигнала. В усилителе класса В это будет проявляться в виде однополупериодных (полуволновых) импульсов, так как выходной ток потребляется от двух шин питания поочередно; если же они представляют путь для прохождения сигнала, то это приведет к значительному ухудшению общего коэффициента нелинейных искажений.

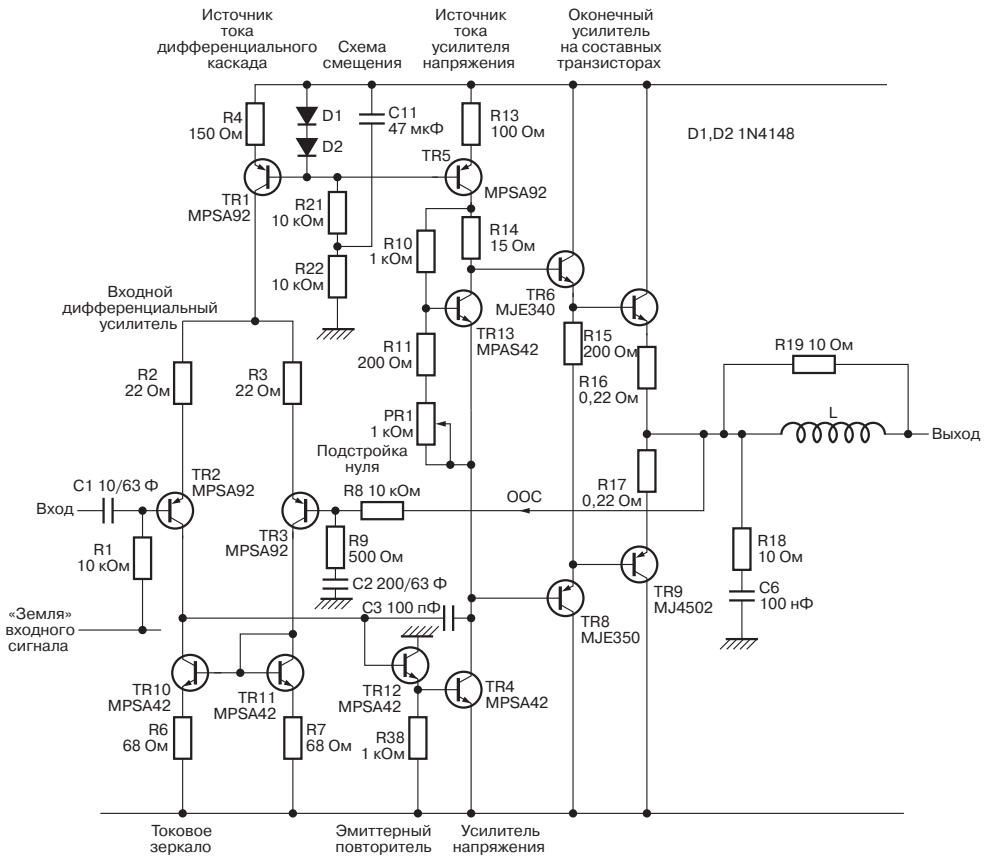
Вторая вероятность, «вторжение» искажений за счет инжекции из шин питания, может быть исключена на практике, по крайней мере, за счет использования соответствующей архитектуры усилителя, схема которого рассматривалась до сих пор. Наиболее распространенным дефектом, как представляется, является неправильный выбор места подключения блокировочных конденсаторов шин питания, в результате чего в сигнал добавляются обильные пульсации и искажения, при условии, что их обратные провода подключены к общей с сигналом земле; они были обозначены автором книги под номером 5 (искажения развязки шин питания) в перечне механизмов искажений, приведенном в главе 3.

Этот вид искажений не должен путаться с искажениями, вызываемыми вкладом в сигнал за счет индуктивной связи токов цепей однополупериодного выпрямления, – этот эффект не имеет никакого отношения к рассматриваемому и полностью устраняется тщательностью физического воплощения схемного решения; автор книги обозначил данный вид искажений под номером 6 (индуктивные искажения).

Если считать, что подключение развязывающих конденсаторов шин питания выполнено правильно, с использованием отдельных обратных проводов земли, то в этом случае пульсации и искажения могут попасть в усилитель только непосредственно из схемы. Исходя из своего личного опыта, автор книги считает, что если усилитель изготовлен защищенным от пульсаций при работе, то он будет всегда защищен от вклада таких составляющих искажений, как шины питания; это смелое заявление требует, тем не менее, серьезных разъяснений.

Прежде всего на выходе должны отсутствовать пульсации при нагрузке, т.е. при наличии значительных по амплитуде пульсаций на шинах питания.

Если в усилителе класса В уровень пульсаций на выходе измеряется в режиме покоя, то на шинах питания амплитуда пульсаций будет очень мала и результат измерений окажется очень неплохим; однако это не дает никакой уверенности, что фоновый шум не будет добавлен к сигналу, когда усилитель работает и потребляет значительный по величине ток от накопительных конденсаторов. Метод спектрального анализа мог бы быть использован для того, чтобы отделить пульсации от сигнала при возбуждении усилителя сигналом, однако будет проще не подавать на усилитель возбуждающий сигнал и искусственно возбудить пульсации на высоковольтных шинах путем подключения к ним подходящего по параметрам резистора;



**Рис. 8.2.** Схема исходного усилителя мощности с диодным смещением для входной общей шины питания и каскада усилителя напряжения

при проведении подобных испытаний автор книги остановился на стандартизованном значении, обеспечивающем потребление тока 1 А. Таким образом, одновременно может нагружаться только одна шина; так как механизмы ослабления для плюсовой шины  $V+$  и минусовой  $V-$  совершенно различны, такой способ обеспечивает большое преимущество.

Отбор тока 1 А с минусовой шины  $V-$  типичного усилителя мощности, схема которого приведена на рис. 8.2, снизил измеряемый выходной уровень пульсаций с  $-88$  дБ (преимущественно шумов) до значения  $-80$  дБ.

Во вторых, автор книги полагает, что любые фильтрующие элементы шин питания с ростом частоты будут работать с такой же или даже возрастающей эффективностью; это совершенно не подлежит сомнению для резистивно-емкостных (RC) фильтров, однако никоим образом не установлено для электронных развязывающих средств, таких, например, как задание смещения источника тока с использованием

отрицательной ОС, метод, который использовался в схеме, рассмотренной в главе 6. (Этот пример продемонстрирует снижающуюся эффективность с ростом частоты по мере того, как собственное усиление контура снижается.) Итак, если элементы (составляющие) искажений с частотой ниже 100 Гц будут ниже уровня шума на разностной характеристике суммарного коэффициента искажений, то в общем случае можно принять, что искажения на более высоких частотах тоже окажутся незаметными и не будут давать вклада в общие искажения.

Чтобы начать с рядом трудных экспериментальных фактов, автор книги использовал усилитель мощности – подобный тому, что изображен на рис. 8.2 – питающийся от нестабилизированного источника питания, расположенного на той же самой печатной плате (важность такого соседства станет ясной немного погодя) и возбуждающего среднеквадратическую мощность 140 Вт в нагрузку 8 Ом на частоте 1 кГц. Блок питания представлял традиционный мостовой выпрямитель, работающий на накопительные конденсаторы с емкостью 10.000 мкФ на каждую шину.

Пульсации питания с частотой 100 Гц при этих условиях имели величину 1 В двойного амплитудного значения. На них накладывались с частотой сигнала ожидаемые полуволновые импульсы, измеряемые на участке дорожки печатной платы до плавкого высоковольтного предохранителя, их величина составляла примерно 100 мВ двойного амплитудного значения. Эта величина удваивалась до значения примерно 200 мВ на выходе плавкого предохранителя – незначительное сопротивление плавкой вставки на 6,3 А оказывается достаточным для того, чтобы удвоить масштаб проблемы, именуемой коэффициентом ослабления источника питания, PSRR, поэтому мельчайшие детали конструктивных особенностей печатной платы и соединительных проводов самого блока питания могут привести к значительному росту влияния данного эффекта. (Амплитуда пульсаций с частотой 100 Гц, конечно, не изменялась от сопротивления плавкой вставки предохранителя.)

Таким образом, становится ясным, что улучшение характеристик со стороны передающей стороны может оказаться, вероятнее всего, сложным и дорогостоящим процессом, требующим применения проводников со сверхвысоким сечением и т.п. для снижения сопротивления на участке между накопительными конденсаторами и усилителем. Гораздо же проще и дешевле взяться за дело с принимающей стороны, улучшая значение коэффициента ослабления источника питания, PSRR, усилителя мощности. Точно такой же подход применим и к пульсациям с частотой 100 Гц; единственный путь уменьшить их амплитуду – это увеличить емкость накопительных конденсаторов, что потребует значительных дополнительных затрат.

### **8.3. Философия разработки проблемы коэффициента подавления шин источника питания, PSRR.**

Прежде всего следует убедиться, что составляющая пульсаций в выходном шумовом сигнале усилителя с нулевым выходным током покоя представляет незначительную долю. Это было бы в значительной мере просто, если бы пульсации

источника питания оказались минимальными; любые составляющие с частотой 50 Гц, скорее всего, являлись бы результатом магнитных наводок от трансформатора и должны были бы исключены в первую очередь мерами, направленными на совершенствование конструкции.

Во-вторых, остаточная (разностная) характеристика коэффициента нелинейных искажений исследуется при условии полной нагрузки (возбуждения) усилителя; составляющая пульсаций в этом случае оказывается вполне очевидной, так как они противно смещаются (как бы скользят) вдоль сигнала искажений (при условии, что осциллограф синхронизируется тестовым сигналом). И в качестве другого общего правила: если усилитель изготовлен так, что он чисто зрительно свободен от проблем (артефактов) синхронизации пульсаций на остаточной (разностной) характеристике коэффициента нелинейных искажений, то в нем не окажется определяемых приборными методами искажений, связанных с шинами питания.

На коэффициенте подавления источника питания, PSRR, сильнее всего сказывается действие RC-фильтра усилителя мощности, собранного из дискретных элементов. Однако он окажется малоэффективным против влияния сигнала очень низких частот, лежащих ниже 50 Гц, который возникает из-за краткосрочных изменений сетевого напряжения, отражающихся в изменении напряжения шины высоковольтного напряжения. Схема, полностью основывающаяся на RC- фильтрах, может иметь низкие значения пульсаций переменного тока, однако, вероятнее всего, будет характеризоваться нерегулярными скачками и подергиваниями на разностной характеристике суммарного коэффициента нелинейных искажений. Следовательно, целесообразно использование источника постоянного тока в общей входной цепи источника питания и каскаде усилителя напряжения для того, чтобы установить рабочие режимы более точно (строго).

Стандартное значение коэффициента подавления источника питания, PSRR, для операционного усилителя выражается в децибелах потерь между каждой шиной питания и дифференциальным сигналом на входах, давая в результате величину, которая не зависит от коэффициента усиления замкнутой цепи. Однако в данной книге автор использовал потери, выраженные в децибелах, между шиной питания и выходом в обычной неинвертирующей конфигурации с коэффициентом усиления  $C/L$ , равным 26,4 дБ. Это коэффициент усиления цепи рассматриваемого усилителя, что позволяет связывать значения потерь, выраженных в децибелах, непосредственно с показаниями, выводимыми на экран испытательной аппаратуры.

Если посмотреть на схему рис. 8.2, то становится очевидным, что любое место подключения к каждой из высоковольтной шин представляет вероятную точку ввода пульсаций. Динамика изменения коэффициента подавления источника питания, PSRR, для каждой из шин питания совершенно различна, поэтому каждая из двух шин питания анализируется по отдельности.

#### 8.4. Подавление влияния плюсовой шины питания

Точками инъекции плюсовой шины  $V+$ , которые должны быть рассмотрены со всей осторожностью, являются общая шина питания входной пары и коллекторная

нагрузка каскада усилителя напряжения. Существует достаточно слабое искушение использовать самый обычный общий резистор шины питания (дифференциального усилителя) для входа; экономия будет копеечной, а проявление пульсаций неадекватное, даже с использованием развязывающей средней точки. На практике величина такого общего резистора цепи питания составляла бы 22 кОм, что при использовании программы моделирования SPICE дает значение низкочастотного коэффициента подавления источника питания, PSRR, равное  $-120$  дБ, для случая невырожденной дифференциальной пары с токовым зеркалом.

Замена подобного общего резистора цепи питания обычным источником тока улучшает положение дел, обеспечивая значение  $-164$  дБ, при условии, что источник имеет чистое напряжение смещения. Улучшение на 44 дБ напрямую связано с более высоким выходным полным комплексным сопротивлением источника тока по сравнению с общим резистором цепи питания; для приведенных на схеме значений оно будет составлять 4,6 МОм, а частное от деления 4,6 МОм/22 кОм составляет 46 дБ, что дает очень хорошее совпадение. Так как маловероятно, чтобы сигнал шины питания превышал величину  $+10$  дБ, то данные значения привели бы к максимальной величине пульсаций на выходе, равной  $-154$  дБу.

Измеряемый уровень шума (в соотношении «сигнал-шум») реального усилителя (при этом пульсации исключены) составлял  $-94,2$  дБ ( $EIN = -121,4$  дБу), причем основной вклад давал шум Джонсона эмиттерных резисторов вырождения и цепь общей отрицательной ОС. Вклад пульсаций общей шины питания был, следовательно, на 60 дБ ниже уровня шума, что позволяет, по мнению автора книги, пренебречь им.

Однако в реальной жизни напряжение смещения общего источника питания никогда не будет идеальным; оно будет подаваться от плюсовой шины  $V+$ , с безнадежно присутствующими в ней пульсациями. Классическим методом считается использование «пары кремниевых диодов»; использование светоизлучающих диодов обеспечивает прекрасную температурную компенсацию, однако, подобная точность в поддержании условий по постоянной составляющей, скорее всего, просто ни к чему. Может оказаться необходимым подавать напряжение смещения на коллектор каскада усилителя напряжения источника тока точно такой же величины, что исключает все, что превышает значение в один или два вольта. Стабилитрон с рабочим напряжением 10 В мог бы оказаться подходящим для задания смещения общего источника питания (при условии принятия соответствующих мер, предотвращающих генерацию шума), однако данный метод серьезно ограничил бы величину достижимого размаха положительного напряжения каскада усилителя напряжения.

Схема смещения с использованием отрицательной ОС, использованная в схеме, рассмотренной в главе 6, обеспечивает лучшее базовое значение коэффициента подавления источника питания, PSRR, по сравнению с диодами, правда, ценою некоторого снижения коэффициента усиления. Этот способ совершенно не так хорош, как светоизлучающие диоды, однако более низкое генерируемое напряжение больше подходит для задания смещения источника каскада усилителя напряжения. Это различие становится классическим в том случае, если для средней



точки цепи смещения к плюсовой шине  $V+$  в качестве фильтра используется конденсатор с емкостью 47 мкФ, как это приводится в табл. 8.1 (это конденсатор C11 на схеме, приведенной на рис. 8.2).

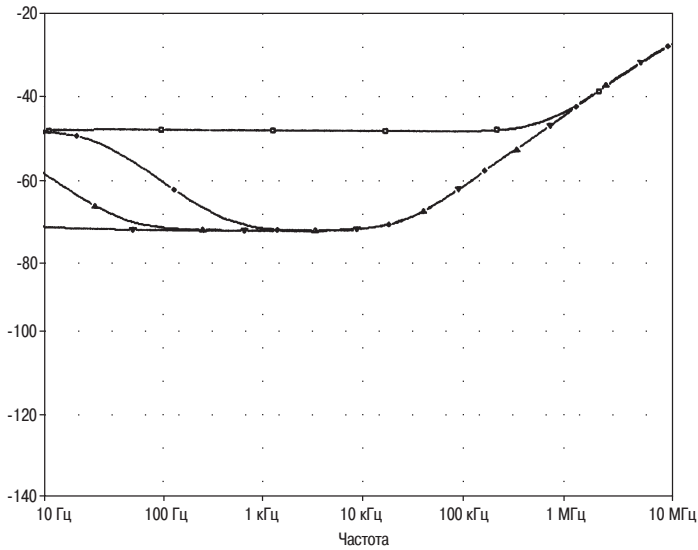
Другой пример. Для усилителя, приведенного на схеме рис. 8.2, у которого используется диодная схема смещения и отсутствует фильтр цепи смещения, уровень выходных пульсаций составляет -74 дБ; при использовании фильтрующего конденсатора емкостью 47 мкФ положение улучшается (уровень пульсаций достигает значения -92 дБ), а использование емкости 220 мкФ снижает показания измерений ниже уровня шума.

Таблица 8.1.

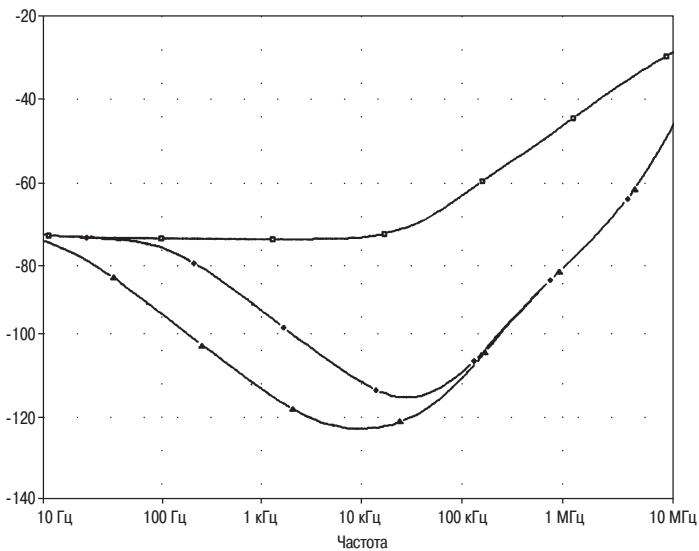
	Без развязывающего конденсатора	С развязывающим конденсатором емкостью 47 мкФ
Два диода	-65 дБ	-87 дБ
Светоизлучающий диод	-77 дБ	-86 дБ
Отрицательная ОС с малым значением коэффициента усиления	-74 дБ	-86 дБ
Отрицательная ОС с высоким значением коэффициента усиления	-77 дБ	-86 дБ

На рис. 8.3 приводятся результаты моделирования с использованием программы SPICE для усилителя, изображенного на схеме рис. 8.2, при этом синусоидальный сигнал с уровнем 0 дБ подается только на плюсовую шину  $V+$ . При большом значении емкости развязывающего конденсатора  $C_{decouple}$  (таком, например, как 100 мкФ) улучшается НЧ значение коэффициента подавления источника питания, PSRR, примерно на 20 дБ, что могло бы снизить остаточные пульсации ниже уровня шума. Однако продолжает действовать другой, не зависящий от частоты механизм на уровне примерно -70 дБ. Процесс изучения коэффициента подавления источника питания, PSRR, очень сильно напоминает чистку лука: последовательно счищается слой за слоем, слой за слоем и бесконечные слезы, текущие из глаз... При всем этом также остается существовать канал ВЧ инжекции, начинающийся примерно с частоты 100 кГц (рис. 8.3), на который практически не воздействует развязка по цепи смещения.

До некоторой степени будет проще вместо того, чтобы пытаться докапываться до точного механизма в нижележащем слое, использовать RC фильтр для  $V+$  источника при питании входной пары (при этом не имеет большого значения, будет ли существовать развязка источника питания каскада усилителя напряжения или нет), так как потеря нескольких вольт не имеет большого значения. На рис. 8.4 продемонстрирован очень выразительный эффект такого влияния в области средних частот, где ухо человека чрезвычайно чувствительно к фону пульсаций.



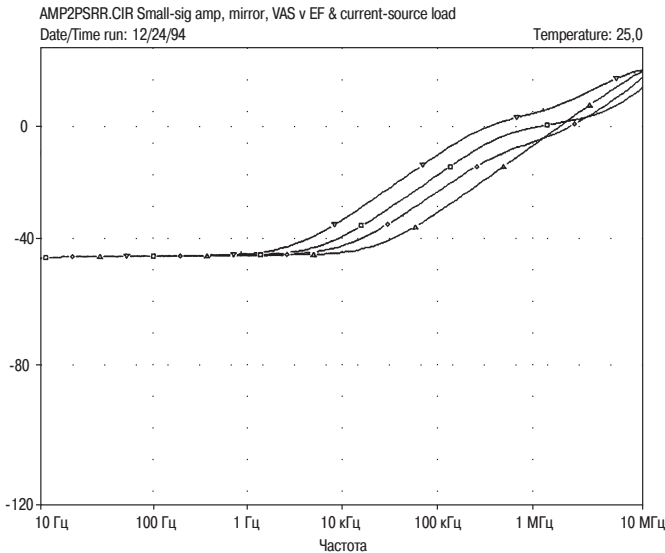
**Рис. 8.3.** Подавление плюсовой шины питания; результат развязки цепи смещения R21, R22 общего источника тока конденсатором, имеющим емкость 0, 1, 10 и 100 мкФ



**Рис. 8.4.** Подавление плюсовой шины питания; использование RC-фильтра шины питания входного каскада, состоящего из резистора 100 Ом и конденсатора с емкостью 0, 10 и 100 мкФ. Масштаб графика такой же, что и на рис. 8.3

## 8.5. Подавление минусовой шины источника питания

Минусовая шина питания  $V-$  представляет основной путь для инъекции пульсаций, а также весьма крепкий орешек для анализа. Проверенный практикой поколений метод анализа Вольфа-Фенса [V.N.2](Walf-Fence) предлагает разделить проблему на две и решать их независимо: и в данном случае, случае сохранности овец, воздвигается защитный барьер применением RC-фильтра к малосигнальному блоку (т.е. входному токовому зеркалу и эмиттеру каскада усилителя напряжения), оставляя выходной каскад с единичным коэффициентом усиления полностью подверженным пульсациям шины питания. Выходные пульсации быстро исчезают, показывая, что наш прожорливый волк протискивается через каскад усилителя напряжения или нижние (по принципиальной схеме) элементы входной пары, либо же сразу этими двумя путями, а выходной каскад остается при этом эффективно защищенным. Сделать что-нибудь еще, увеличивающее эффективность защиты, невозможно, так как токовое зеркало должно оставаться под тем же самым постоянным напряжением, что и каскад усилителя напряжения. Моделирование с применением программы SPICE характеристик усилителя 1 с использованием переменного сигнала величиной 1 В (0 дБВ) на минусовой шине  $V-$  приводит к виду характеристик коэффициента подавления источника питания,

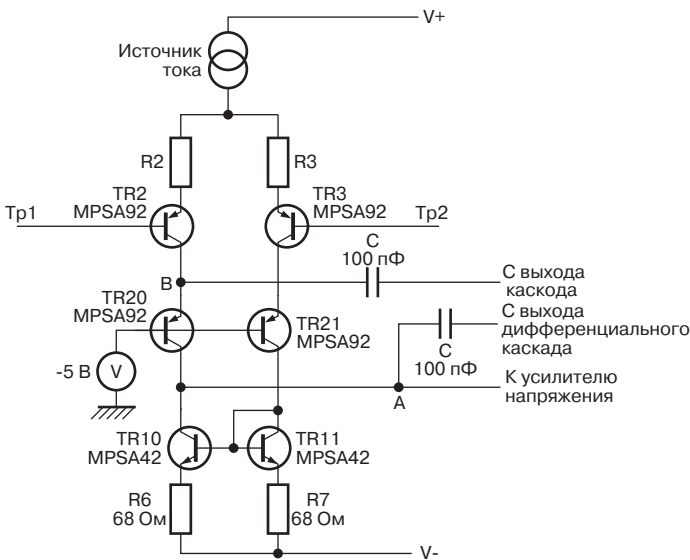


**Рис. 8.5.** Коэффициент подавления минусовой шины, PSRR, изменяется в зависимости от величины емкости конденсатора  $C_{dom}$  сложным образом; оптимальным значением является величина 100 пФ. Это подтверждает наличие своеобразного эффекта аннулирования воздействия

PSRR, изображенных на рис. 8.5, при этом использовались различные значения емкости конденсатора  $C_{dom}$ . Как и ранее, в данном случае также наблюдается два режима: один участок плоский с значением  $-50$  дБ и второй возрастающий, со скоростью  $6$  дБ/октаву, что приводит к мысли о наличии, по крайней мере, двух независимых механизмов инжекции. Это подозрение получает весьма солидное подтверждение, так как при увеличении емкости конденсатора  $C_{dom}$  ВЧ участок коэффициента подавления источника питания, PSRR, в области  $100$  кГц улучшается, достигая максимального значения, а затем опять ухудшается, т.е. существует оптимальное значение величины емкости  $C_{dom}$ , равное примерно  $100$  пФ, что указывает на своеобразный эффект аннулирования воздействия. (Необходимо напомнить, что в случае плюсовой шины  $V+$  изменение величины емкости конденсатора  $C_{dom}$  оказывало очень незначительное влияние.)

Основным механизмом инжекции НЧ пульсаций является эффект Ирли, наблюдающийся в транзисторах входной пары, который определяет плоский НЧ участок на уровне  $-50$  дБ на кривой 1, приведенной рис. 8.7, для стандартной входной цепи (соответствующей схеме на рис. 8.5 с величиной емкости  $C_{dom} = 100$  пФ).

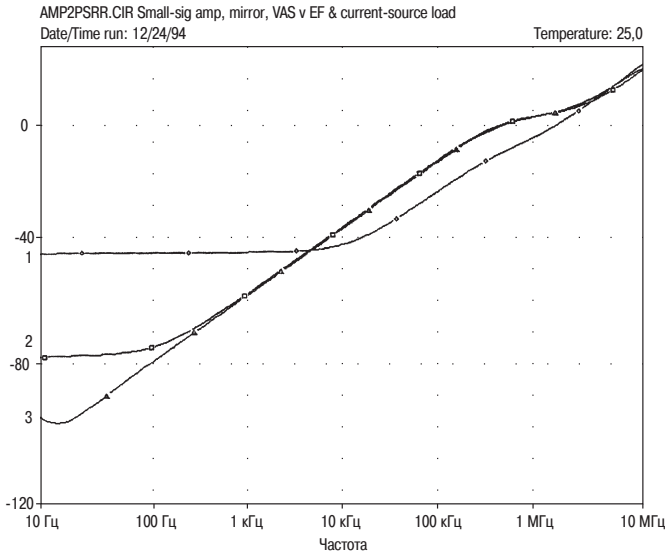
Для того чтобы устранить этот эффект, необходимо добавить во входной каскад каскодную схему, как это изображено на рис. 8.6. Она поддерживает постоянное



**Рис. 8.6.** Входной каскад с использованием каскодной схемы; Q21 и Q22 [V.N.3] — препятствуют поступлению переменной составляющей минусовой шины  $V-$  на коллекторы транзисторов TR2 и TR3, а также улучшают НЧ участок коэффициента подавления источника питания, PSRR. Точка В представляет альтернативную точку для подключения конденсатора  $C_{dom}$  для каскодной компенсации

значение напряжения  $V_{ce}$  входной пары, равное 5 В, характеристики измененной схемы соответствуют зависимости 2 на рис. 8.7. НЧ плоский участок в данном случае находится на 30 дБ ниже, хотя ВЧ часть коэффициента подавления источника питания, PSRR, несколько ухудшилась. Реакция на изменение величины  $C_{dom}$  в данном случае носит монотонный характер: ее можно выразить простой зависимостью – чем больше величина емкости  $C_{dom}$ , тем меньше коэффициент подавления источника питания, PSRR. Такое положение дел является хорошим признаком того, что один из двух частично аннулирующих механизмов инжекции был ликвидирован.

Здесь скрывается очень тонкое различие. Было бы естественным принять, что эффект Ирли во входной паре изменяет ток сигнала, отдаваемый из входного каскада в каскад усилителя напряжения, однако это не так; на самом деле этот ток не изменяется. Что изменяется, так это целостность уменьшения обратной связи, выполняемой входной парой; модуляция коллекторных напряжений  $V_{ce}$  транзисторов TR1, TR2 заставляет изменяться выходной сигнал в области средних частот за счет действия общей обратной связи. Изменения степени влияния эффекта Ирли в транзисторах TR1, TR2 путем изменения параметра VAF (напряжения отсечки Ирли) в модели транзистора, выполненной с использованием методики



**Рис. 8.7.** Зависимость 1 представляет коэффициент подавления источника питания, PSRR, минусовой шины для случая стандартного входа. Зависимость 2 показывает, как каскодирование входного каскада улучшает подавление шины питания. Зависимость 3 демонстрирует дальнейшее улучшение, достигаемое дополнительным отключением коллектора транзистора TR12 от минусовой шины V—

моделирования PSpice, изменяло высоту плоского участка на зависимости 1; наихудший случай инжекции наблюдался при самом низком значении параметра VAF (т.е. напряжение  $V_{ce}$  оказывало максимальный эффект на величину коллекторного тока  $I_c$ ), что, собственно, и имеет смысл.

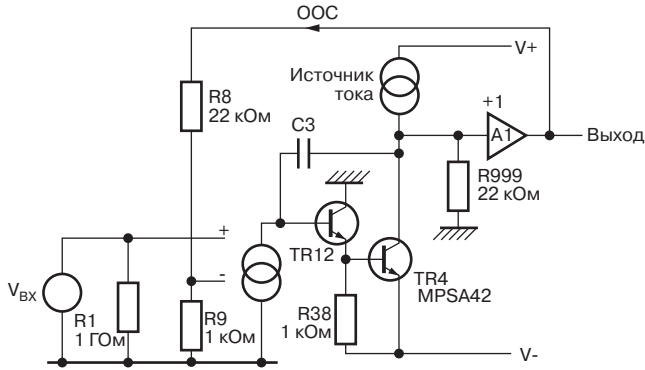
При этом продолжает сохраняться плоский участок в области средних частот, хотя он теперь находится уже в диапазоне  $-80$ , а не  $-50$  дБ. Обширные эксперименты показали, что это происходит под влиянием источника коллекторного напряжения транзистора TR12, фактор, увеличивающий усиление каскада усилителя напряжения, который изменяет  $V_{ce}$  и подает дополнительный сигнал во внутреннюю цепь каскада усилителя напряжения еще раз за счет эффекта Ирли. Это проявление легко squished (подавляется – также синонимы: заталкивать, умирять, хлопнуть, чавкать...) путем отключения коллектора транзистора TR12 от минусовой шины  $V-$ , при этом плоский среднечастотный участок снижается до значения  $-95$  дБ, где, по мнению автора книги, он и может быть оставлен на некоторое время. (См. зависимость 3 на рис. 8.7.)

Счистив, таким образом, два слоя с проблемы коэффициента подавления источника питания, PSRR, становится необходимым что-то сделать с возрастающей инжекцией при увеличении частоты выше значения 100 Гц. Если опять обратиться к схеме, приведенной на рис. 8.2, то видно, что каскад усилителя напряжения немедленно привлекает внимание, как начальная (исходная) точка.

Достаточно часто и многословно доказывается, что подобные каскады очень успешно противостоят пульсациям, поступающим непосредственно через конденсатор  $C_{dom}$ , который самым первым оказывается под подозрением, соединяя минусовую шину  $V-$  с коллектором усилителя напряжения. Однако это голословное утверждение не соответствует истине. В процессе моделирования возможно разместить идеальный буферный каскад с единичным коэффициентом усиления между коллектором каскада усилителя напряжения и конденсатором  $C_{dom}$ , причем без всяких проблем, связанных с устойчивостью схемы (это A1 на рис. 8.8), что абсолютно точно предотвратит непосредственное прохождение сигнала от минусовой шины  $V-$  на коллектор каскада усилителя напряжения через конденсатор  $C_{dom}$ ; при этом коэффициент подавления источника питания, PSRR, совершенно не изменяется.

Несмотря на то что конденсатор  $C_{dom}$  был исключен как прямой канал для передачи пульсаций, коэффициент подавления источника питания, PSRR, остается по-прежнему весьма чувствительным к величине емкости этого конденсатора. В реальности имеющийся коэффициент усиления отрицательной ОС является доминирующим фактором для подавления передачи пульсаций с минусовой шины  $V-$ , но влияние этих двух величин в акустическом диапазоне очень часто оказывается примерно одинаковым.

Схема построения обычного усилителя, которую со всей неизбежностью приходится исследовать, включает каскад усилителя напряжения, подключенный к одной из шин питания; в противном случае оказалось бы просто невозможным получить полный размах амплитудного напряжения. Следовательно, в качестве опорной точки для входа каскада усилителя напряжения должна использоваться минусовая шина  $V-$ , поэтому становится весьма вероятным, что такое изменение опорной точки от земли к минусовой шине  $V-$  может стать основной причиной

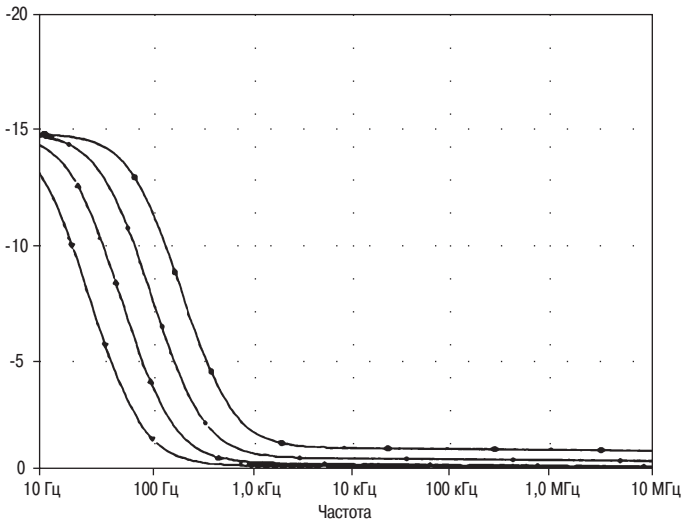


**Рис. 8.9.** Концептуальная модель, используемая при моделировании методом SPICE коэффициента подавления, PSRR, минусовой шины  $V-$  источника питания при наличии только каскада усилителя напряжения с реальными значениями номиналов элементов схемы. Резистор R999 моделирует нагрузку каскада усилителя напряжения

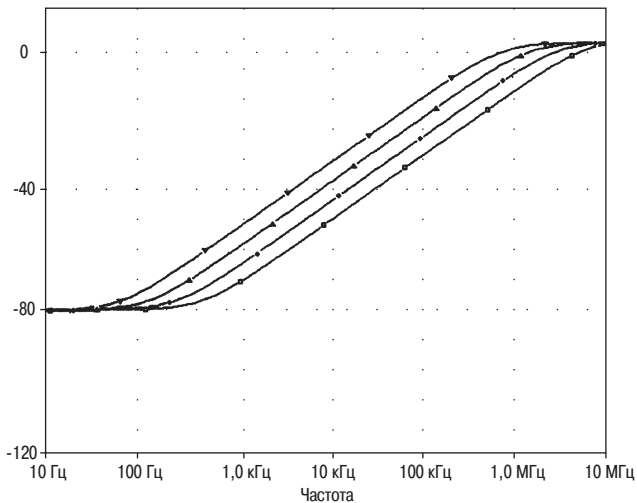
продолжающейся инъекции. На первый взгляд, очень трудно добиться, чтобы именно коллекторный сигнал каскада усилителя напряжения привязывался бы относительно опорной точки, так как узел этой цепи содержит два коллектора транзисторов, включенных навстречу друг другу, при этом отсутствуют определяющие данные для его расположения; ответом на эти вопросы является то, что для общей отрицательной ОС опорной точкой является земля.

Рассмотрим усилитель, сокращенный до концептуальной модели, представленной на рис. 8.9, имеющей реальный каскад усилителя напряжения, объединенный с идеальным усилителем тока, управляемым напряжением  $G$  и буферным каскадом с единичным коэффициентом усиления  $A1$ . Также должен быть включен усиливающий коэффициент усиления каскада усилителя напряжения транзистор TR12, оказывающий, как уже было доказано, сильное влияние на коэффициент подавления источника питания, PSRR, в области средних частот.

Для начала необходимо временно удалить общую отрицательную ОС, при этом постоянное входное напряжение устанавливается на критическом значении, чтобы удерживать усилитель в активной области (операция, которая очень просто осуществляется при моделировании). При увеличении частоты местная отрицательная ОС, действующая через конденсатор  $C_{dom}$ , становится постоянно все более возрастающей (эффективной), а полное комплексное сопротивление коллектора каскада усилителя напряжения снижается. Следовательно, коллектор каскада усилителя напряжения становится все более и более связанным по переменной составляющей с минусовой шиной  $V-$ , пока при достаточно высокой частоте (обычно равной примерно 10 кГц) коэффициент подавления источника питания, PSRR, не приблизится к предельному значению 0 дБ, и все на минусовой шине  $V-$  не «сопьется» вместе через единичный коэффициент усиления, как показано на рис. 8.10.



**Рис. 8.10.** Коэффициент подавления источника питания, PSRR, для случая разомкнутой цепи, рассчитанный для модели, которая представлена на схеме рис. 8.8, для различных значений емкости конденсатора  $C_{dom}$ . Для частот ниже 1 кГц представлено действительное значение коэффициента усиления



**Рис. 8.11.** Коэффициент подавления источника питания, PSRR, для случая замкнутой цепи и рассчитанный для модели, представленной на схеме рис. 8.9, для различных значений емкости конденсатора  $C_{dom}$ , позволяющих изменять коэффициент усиления отрицательной ОС для замкнутой цепи



Здесь, однако, возникают дополнительные сложности; комбинация из транзисторов TR12/TR4 действительно определяет усиление на низких частотах участка цепи от минусовой шины  $V-$  до выхода; это определяется эффектом Ирли, особенно в транзисторе TR12, если транзистор TR12 не участвовал в снижении низкочастотного коэффициента усиления разомкнутой цепи до величины примерно  $-6$  дБ.

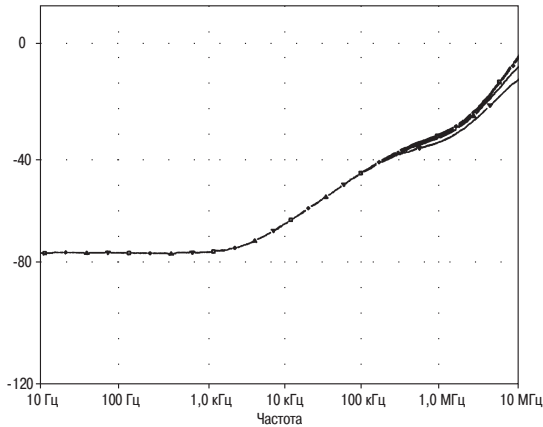
На рис. 8.11 демонстрируются весьма обнадеживающие результаты конкуренции в величине коэффициента подавления источника питания, PSRR, для всего усилителя, изображенного на рис. 8.7, в случае переключения общей отрицательной ОС. Использованием общей отрицательной ОС выравнивается значение коэффициента усиления разомкнутой цепи примерно на  $10-15$  дБ, чего совершенно не наблюдается на рис. 8.11.

В этих условиях отрицательная ОС пытается определить выходной сигнал усилителя через цепь коллектора каскада усилителя напряжения, и если бы такое управление оказалось бы совершенным по влиянию, коэффициент подавления источника питания мог бы оказаться безгранично большим. Но это не соответствует истинному положению дел, так как коэффициент усиления отрицательной ОС имеет конечное значение и снижается с увеличением частоты, поэтому коэффициент подавления источника питания, PSRR, деградирует с точно такой же скоростью, с какой снижается коэффициент усиления разомкнутой цепи. Такое положение дел можно видеть при анализе технических паспортов большого количества операционных усилителей, где коэффициент подавления источника питания, PSRR, минусовой шины  $V-$  резко снижается после достижения частоты доминантного полюса, принимая значение для обычного операционного усилителя, у которого каскад усилителя напряжения связан с минусовой шиной  $V-$ .

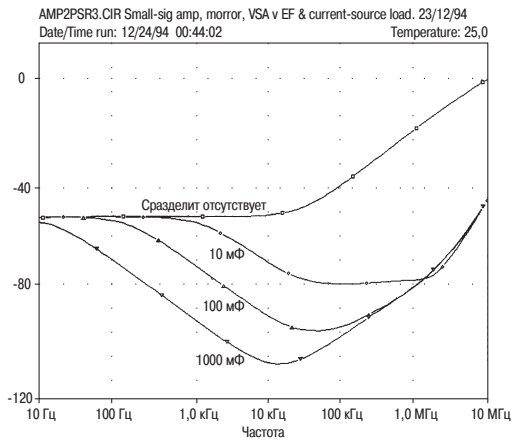
Становится совершенно ясным, что высокое значение коэффициента усиления общей отрицательной ОС на низких частотах является жизненно важным фактором, обеспечивающим отсутствие искажений на минусовой шине  $V-$ . В Главе 4 данной книги автор достаточно самонадеянно предположил, что видимая ширина полосы пропускания для разомкнутой цепи может быть расширена весьма значительно (без изменения величины отрицательной ОС в области высоких частот, на которых она имеет значение) за счет уменьшения НЧ коэффициента усиления цепи; резистор с высоким значением сопротивления  $R_{nf}$ , подключенный параллельно конденсатору  $S_{dom}$ , осуществляет это. Но вот чего автор книги не говорил, так это то, что большое значение коэффициента усиления общей отрицательной ОС в области НЧ также бесценно для удаления фона переменного тока; аргумент, который пропустили те, кто

Таблица 8.2

Р цепи отрицательной ОС	Выходные пульсации, дБ
Отсутствует	83,3
470 кОм	85,0
200 кОм	80,1
100 кОм	73,9



**Рис. 8.12.** Использование входной каскадной схемы для изменения величины опорного напряжения конденсатора  $C_{dom}$ . НЧ коэффициент подавления источника питания, PSRR, не изменяется, однако степень его распространения в области высоких частот значительно увеличивается. (Сравните с зависимостью 2 на рис. 8.7.)



**Рис. 8.13.** Применение RC-фильтра для минусовой шины  $V$ - эффективно в области средних частот, однако, значительно менее полезно в области низких частот, даже при величине емкости фильтра, равной 100 мкФ. Величина сопротивления  $R$  составляет 10 Ом

защищает низкое значение коэффициента усиления отрицательной ОС и в качестве аргумента использует скорее веру, чем здравый смысл.

В табл. 8.2 приводятся данные, которые показывают, как уменьшение коэффициента общей отрицательной ОС, осуществляемое путем уменьшения величины сопротивления резистора  $R_{nfb}$ , ухудшает подавление пульсаций в реальном усилителе.

Добравшись до самых нижних слоев механизма, влияющего на коэффициент подавления источника питания, PSRR, минусовой шины, в нашем праведном мире вознаграждением мог бы быть новый и элегантный метод, предотвращающий появление (инжекцию) подобного рода пульсаций. Такой метод, разумеется, существует в действительности, хотя, по мнению автора книги, он до сих пор ни разу не применялся в отношении усилителей мощности [5], [6]. Смысл идеи заключается в том, чтобы изменить величину опорного напряжения, поскольку постольку в процесс вовлечен конденсатор  $C_{dom}$ , относительно земли. Рис. 8.6 показывает, что может быть использован метод каскодной компенсации, осуществляемый просто соединением конденсатора  $C_{dom}$  к точке «В» вместо того, чтобы использовать обычное подключение базы каскада усилителя напряжения к точке «А». Рис. 8.12 демонстрирует, что такой прием очень эффективен, коэффициент подавления источника питания, PSRR, на частоте 1 кГц улучшается почти на 20 дБ.

Не совсем ясно, будет ли решение элегантным либо нет, но самым простым способом уменьшить пульсации ниже уровня шума представляется, что называется, метод решения «в лоб», т.е. использование RC-фильтра для минусовой шины источника питания относительно входного токового зеркала и каскада усилителя напряжения, т.е. избавление от искажений до того, как они поступят в схему. Может быть это и топорно, но весьма эффективно, что и демонстрируют зависимости на рис. 8.13. Достижение приемлемых значений коэффициента подавления источника питания, PSRR, требует большого значения постоянной времени RC-цепи, а для характеристик по постоянной составляющей – оставаться в действительности без улучшений, однако в реальности ирония заключается в том, что необходимое при соблюдении этих условий падение напряжения на резисторе  $R$  непосредственно уменьшает размах амплитуды выходного сигнала усилителя, а так как магическое число достижимых ватт мощности усилителя зависит от напряжения во второй степени, это может привести к достойному удивления различию в не совсем честных значениях для коммерческих образцов (хотя, конечно, это не относится к воспринимаемой на слух громкости). Значение сопротивления 10 Ом для приведенной схемы является максимально допустимым значением, даже если это приведет к измеряемому уменьшению выходного сигнала. Величина же емкости конденсатора фильтра должна составлять, по крайней мере, 220 мкФ, причем, большее значение будет необходимо, если понадобится избавиться от мельчайших намеков на пульсации.

## 8.6. Список использованных источников

1. Sinclair (ed) Audio and Hi-Fi Handbook pub Newnes 1993, стр. 541.
2. Lisle-Hood, J Evolutionary Audio. Part 3 Electronics World, Jan 1990, стр. 18.
3. Williams, T EMC For Product Designers pub Newnes (Butterworth-Heinemann) 1992, ISBN 0 7506 1264 9 стр. 106.
4. Ball, G Distorting Power Supplies EW+WW, Dec 1990, стр. 1084.
5. Ribner and Copeland Design Techniques for Cascoded CMOS Opamps IEEE J. Solid-State Circuits, Dec 1984, стр. 919.
6. Ahuja, B K Improved Frequency Compensation Technique for CMOS Opamp IEEE J. Solid-State Circuits, Dec 1983, стр. 629-633.

## Глава 9. Усилители мощности класса А

---

### 9.1. Предварительные замечания

Два, наиболее явно бросающихся в глаза обстоятельства относительно усилителей, работающих в классе А, заключаются в том, что они отличаются, прежде всего, крайне низкой эффективностью и, тем не менее, обеспечивают при работе самый низкий уровень нелинейных искажений. Их никогда окончательно и бесповоротно не вытеснят из употребления усилители класса В, и они всегда будут оставаться вокруг нас.

Мощность, рассеиваемая усилителем класса А в статическом режиме, равна удвоенной максимальной выходной мощности, что делает непрактичным их использование при высоких уровнях выходной мощности, и было бы замечательно, если бы эта проблема была связана только с определенным дискомфортом в жаркие летние месяцы. Однако природа человеческого восприятия звука такова, что выходная мощность усилителя должна постоянно и значительно увеличиваться, чтобы человек мог ощущать все более громкий звук. Удвоение уровня звукового давления – это совсем не одно и то же, что воспринимается как субъективное удвоение громкости звука (последняя характеристика выше порогового значения измеряется обычно в сонах, а не в децибелах), поэтому удвоение ощущаемой человеком субъективной громкости требует увеличения уровня звукового давления почти на 10 дБ, а не на 6 дБ [1]. Эта особенность восприятия звука органами человека приводит к тому, что мощность усилителя должна возрасти приблизительно десятикратно, а не вчетверо, чтобы увеличить субъективно ощущаемую громкость вдвое. Поэтому громкость звучания усилителя класса В, имеющего выходную мощность 40 Вт, будет не намного превышать громкость звучания своего собрата, работающего в классе А и имеющего выходную мощность 20 Вт.

Для усилителей класса А характерны притягательная простота и безупречность. Большая часть искажений и их механизмов, детально рассмотренных

ранее, являются характерными для усилителей класса В, поэтому совершенно благополучно можно забыть негативные явления, связанные: с переходом сигнала через нулевой уровень и процессами в базе при выключении полупроводникового диода (искажения, имеющие номера 3b и 3c), с нелинейностью нагрузки каскада усилителя напряжения (искажения номер 4), с инжекцией помех из шин источника питания (искажения номер 5), с наводками от токов сети питания (искажения номер 6) и с неправильным выбором точки подключения обратной связи (искажения номер 7). Проблема несогласованности коэффициентов усиления выходных полупроводниковых приборов также может быть забыта.

Единственным реальным недостатком усилителя класса А является его неэффективность, поэтому и было затрачено со всей неизбежностью столько усилий на то, чтобы найти компромиссное решение, объединяющее достоинства усилителей классов А и В. На пути компромиссов традиционный усилитель класса АВ не представляет собой достаточно удачный вариант (см. главы 5 и 6 книги), так как при переходе в область АВ резкое, ступенчатое изменение коэффициента усиления вызывает генерацию значительно больших по величине искажений высокого порядка по сравнению с теми, что возникают в оптимально смещенном усилителе класса В. Тем не менее, правильно спроектированный усилитель класса АВ действительно переходит в режим работы усилителя в классе А ниже пороговой области АВ, свойство, не являющееся доступным для усилителя класса В.

Другим возможным компромиссным решением является так называемый, «не переключаемый (не выключаемый) усилитель, у которого для выходных полупроводниковых приборов задан такой режим работы, при котором по ним постоянно протекает минимальный по величине ток. Однако нельзя считать очевидным, что неожиданное резкое изменение в величине протекающего через прибор тока в противоположность его полному прекращению обеспечивает лучшие условия в точке перехода сигнала через нулевой уровень (в точке кроссовера). Те разностные осциллограммы, которые были опубликованы, скорее склонны продемонстрировать, что в точке кроссовера, тем не менее, существует некоторый род разрывности [2].

Еще одной потенциальной проблемой является наличие максимальных пульсаций на шинах питания при нулевом выходном сигнале; коэффициент подавления шин питания, PSRR, должен выбираться со всей тщательностью, если необходимо получить вполне удовлетворительные значения по уровню шумов и пульсаций. Данная проблема решается достаточно просто мерами, предложенными в главе 8 данной книги для базовой схемы усилителя класса В.

## 9.2. Варианты схем усилителей класса А и их эффективность

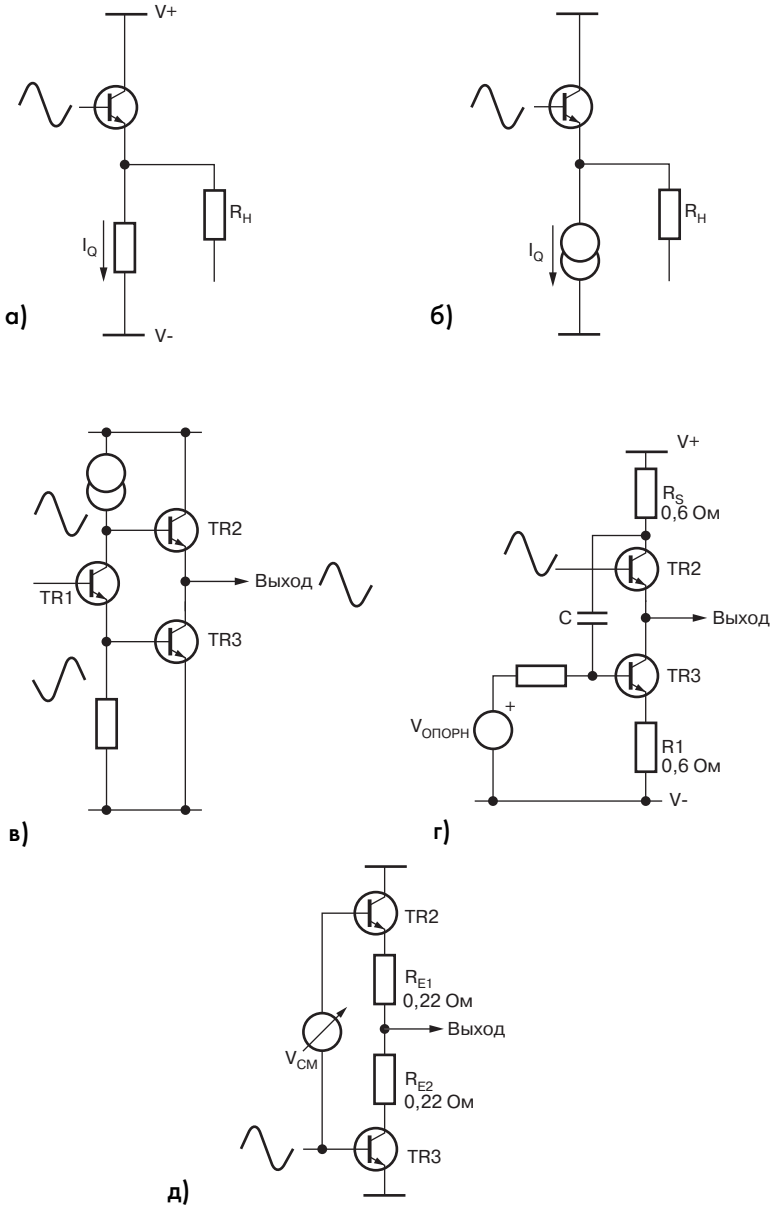
Существует стандартная последовательность, в которой располагаются различные типы усилителей класса А с точки зрения эффективности их работы (либо производительности, или к.п.д.). Самым простым вариантом схемы является усилитель с несимметричным выходом и резистивной нагрузкой, изображенный на рис. 9.1а. Когда он потребляет выходной ток, возникает неизбежное падение

напряжения на эмиттерном сопротивлении, ограничивающее использование отрицательной полуволны выходного сигнала, что приводит к величине к. п. д. усилителя всего лишь в 12,5 % (как ошибочно указано, по крайней мере, в одном из справочных пособий, максимальное значение эффективности будет равно 25 %; такой вывод делается частично на том основании, что мощность, которая не рассеивается в кремниевом приборе, вообще не должна учитываться). Все это могло бы представлять сугубо теоретический интерес, и не более того, если бы совсем недавно не была бы продемонстрирована схема с несимметричным выходом, представленная (компанией) Fuller Audio. Как сообщалось, схема обеспечивает выходную мощность 10 Вт при величине потребляемой мощности в 120 Вт, при этом, как и ожидалось, из полного размаха амплитуды выходного сигнала (двойного амплитудного значения) отсекалась часть, соответствующая одной из полярности [3].

Схема усилителя класса А с постоянным по величине током и представляющего собой гораздо более совершенный вариант, показана на рис. 9.16. Ток, потребляемый расположенным (ниже по схеме) источником постоянного тока, более не связан с напряжением, поэтому выходное напряжение может достигать значения, равного напряжению на минусовой шине при достижимых на практике значениях тока в рабочей точке ВАХ. (Условное обозначение, применяемое как на схемах, так и далее по тексту для данного параметра, –  $I_q$ .) Максимальная эффективность работы усилителя в этом случае удваивается, достигая значения 25 % при максимальном уровне выходной мощности; в качестве примера подобного усилителя с выходной мощностью, равной 20 Вт (и с большим вентилятором в придачу), можно рекомендовать работу Нельсона (Nelson) [4]. В ряде вариантов этой схемы (например, в работе Крелла {Krell}) рабочее значение источника тока может переключаться, управление осуществляется (логической) схемой типа noise-gate.

Работа усилителя по двухтактной схеме еще раз удваивает его полную выходную мощность, давая в итоге более реальное для практического применения значение к.п.д., равное 50 %; большая часть коммерческих усилителей класса А относится именно к этой категории. Размах амплитуды каждой из выходных полуволн начинается от нулевой отметки, что позволяет удвоить ток в рабочей точке,  $I_q$ , а минимальное значение напряжения совпадает (на временной диаграмме) с максимальным значением тока, приводя к уменьшению рассеиваемой мощности. При всем этом также присутствует дополнительный интригующий момент, связанный с избавлением от четных гармоник, которые генерируются при работе выходных полупроводниковых приборов.

Двухтактная работа схемы может быть реализована несколькими способами. Схемы, приведенные на рис. 9.1в, г, показывают нижний источник постоянного тока замененный управляемым напряжением источником тока (VCIS). Они могут возбуждаться непосредственно прямой цепью усилителя, как показано на схеме рис. 9.1в [5], либо токо-управляющей цепью отрицательной обратной связи, как показано на схеме рис. 9.1г [6]. Первый из этих методов своим недостатком имеет то, что каскад выполняет усиление, расщепитель фазы транзистор TR1 удваивает, как каскад усилителя напряжения; следовательно, отсутствует точка



**Рис. 9.1.** Традиционная последовательность эффективности схем усилителей класса А. На схемах с индексами в, г и д представлены двухтактные варианты схем, для которых к.п.д. достигает 50 %. Схема, обозначенная индексом е, представляет просто каскад класса в с более высоким значением напряжения смещения  $V_{СМ}$

цепи, которая могла бы выступать в качестве входа для выходного каскада с единственным усилением, делая схему очень сложной для анализа, так как искажения каскада усилителя напряжения не могут быть отделены от нелинейности выходного каскада. Также отсутствуют гарантии того, что верхний и нижний (по схеме) выходные полупроводниковые приборы будут возбуждаться соответствующим для класса А образом; в работе Линслея-Худа (Linsley-Hood) [5] эффективное значение тока (рабочей точки) изменяется более чем на 40% в течение периода.

Второй метод организации работы по двухтактной схеме, приведенный на рис. 9.1г, является более заслуживающим доверия, и автор настоящей книги разработал на его основе несколько вариантов схемы, которые хорошо проявили себя. Недостатком первого простого изображенного варианта является то, что необходим стабилизированный источник питания для того, чтобы предотвратить проникновение пульсаций из шин питания, вызванных нарушением (раздроблением на части) управления токовой петли. Схемы такого типа имеют ограниченный диапазон управления током – на схеме рис. 9.1г транзистор TR3 не может быть включен после того, как верхний прибор будет полностью выключен (закрыт) – поэтому нижний управляемый напряжением источник тока, (VCIS), будет не в состоянии реагировать на непредвиденные увеличения выходной нагрузки. При таком ходе событий не существует способа обратиться за помощью к схеме Класса АВ, чтобы продолжить работу, а в усилителе проявится одна из форм асимметричного жесткого ограничения (отсечения).

Самой лучшей двухтактной схемой представляется та, которая представлена на рис. 9.1д, которая и выглядит достаточно хорошо знакомой. Подобно всем обычным каскадам класса В, исследованных в главах 5 и 6, данная схема будет эффективно работать в режиме чистого двухкаскадного усиления класса А, если напряжение смещения покоя будет увеличено в достаточной степени; его превышение над режимом, обеспечивающим работу в классе В, составляет, как правило, 700 мВ, в зависимости от величины сопротивлений эмиттерных резисторов. В качестве примера схемы усилителя класса В с большим напряжением смещения можно обратиться к работе Нельсона-Джонса (Nelson-Jones) [7]. Данная схема имеет то большое преимущество, что, столкнувшись с неожиданно низким значением полного комплексного сопротивления нагрузки, она будет работать в режиме класса АВ. Характеристики искажений будут подчинены не только режиму класса А, но также и режиму оптимально-смещенного усилителя класса В выше уровня перехода к классу АВ, однако все искажения могут быть сведены к очень низкому уровню соответствующей схемной проработкой.

Принципиально схема двухтактного усилителя имеет максимальную эффективность, равную 50 %, однако она достигается только при максимальном выходном сигнале синусоидальной формы; из-за очень высокого отношения пикового значения музыкального сигнала к его среднему значению усредненное значение эффективности работы усилителя не превышает, скорее всего, значения 10%, даже при максимальной громкости перед моментом наступления очевидного ограничения сигнала.

Одним из возможных решений проблемы является использование зависимого от уровня сигнала изменения напряжения шин питания усилителя класса А,



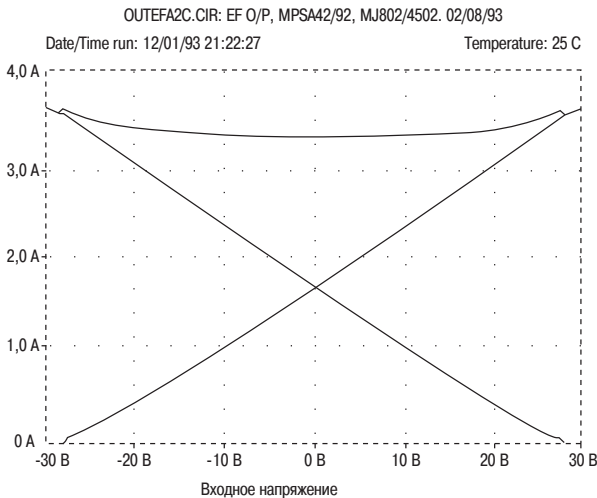
выполненное либо с применением отдельного усилителя класса В, либо модулированного импульсного источника питания. Оба варианта обеспечивают высокую выходную мощность, но предполагают использование эффективных дополнительных схемных решений и добавляют ряд приводящих в уныние чисто конструкторских проблем.

Усилитель класса В имеет ограниченные возможности по уровню напряжения выходного сигнала, однако он обладает высокой гибкостью относительно изменения величины полного комплексного сопротивления нагрузки; большой ток начинает протекать просто по мере необходимости. Однако усилитель класса А имеет также ограничения и по величине тока, после преодоления которого он переходит в режим работы класса АВ и поэтому теряет свои *raison d'être*. Выбор значений, задающих положение рабочей точки на ВАХ, определяет основные проблемы, связанные с тепловой устойчивостью и стоимостью деталей конструкции; поэтому расчет схемы усилителя класса А требует перед началом работы очень четкого представления о том, какая величина полного комплексного сопротивления нагрузки будет возбуждаться из условий работы в чистом режиме класса А. Расчеты, необходимые для определения величины тока в рабочей точке  $I_q$ , являются прямыми, хотя и длинными, при условии, что величины пульсаций источника питания, коллекторных напряжений насыщения  $V_{ce(sat)}$ , активных потерь и т. д., оказываются определенными, поэтому автор книги приводит только результаты таких расчетов. (При расчетах принимается, что используется нестабилизированный источник питания, имеющий накопительный конденсатор емкостью 10000 мкФ.)

Для усилителя мощностью 20 Вт и сопротивлением нагрузки 8 Ом потребуется напряжение на шинах питания порядка  $\pm 24$  В и величина тока, задающего положение рабочей точки, равная 1,15 А. Если эти параметры распространить для случая, чтобы обеспечить примерно такое же значение размаха амплитудного напряжения для нагрузки величиной 4 Ом, то выходная мощность возрастет до 37 Вт, а для сохранения режима работы усилителя в классе А ток в рабочей точке должен возрасти до значения 2,16 А, почти удваивая величину рассеиваемой усилителем мощности. Если, однако, полный размах напряжения будет прикладываться к нагрузке с сопротивлением 6 Ом (характерной для большого количества достойных уважения громкоговорителей), то величина тока в рабочей точке должна быть увеличена всего лишь до значения 1,5 А; из чего, собственно говоря, автор книги и принимает величину тока, определяющего положение рабочей точки, равной 1,6 А, обеспечивая некоторый запас из соображений безопасности.

### 9.3. Выходной каскад усилителей класса А

Здесь автор книги рассматривает топологию только каскада класса В с увеличенным напряжением смещения, так как, вероятнее всего, именно она представляет собой наилучшее приближение к идеалу и позволяет решить проблемы, представленные в других методах. На рис. 9.2 представлены результаты моделирования с использованием компьютерной программы SPICE коллекторных токов в зависимости от выходного напряжения, а также сумму этих токов. Этот суммарный ток полупроводниковых приборов является, в принципе, постоянной величиной

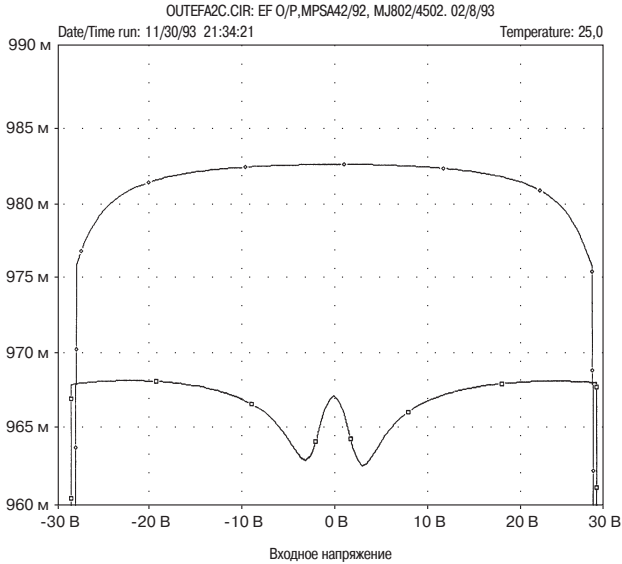


**Рис. 9.2.** Характер изменения токов в выходных полупроводниковых приборах для двухтактного усилителя, работающего в классе А. Сумма токов является почти постоянной величиной, что упрощает задачу задания напряжения смещения

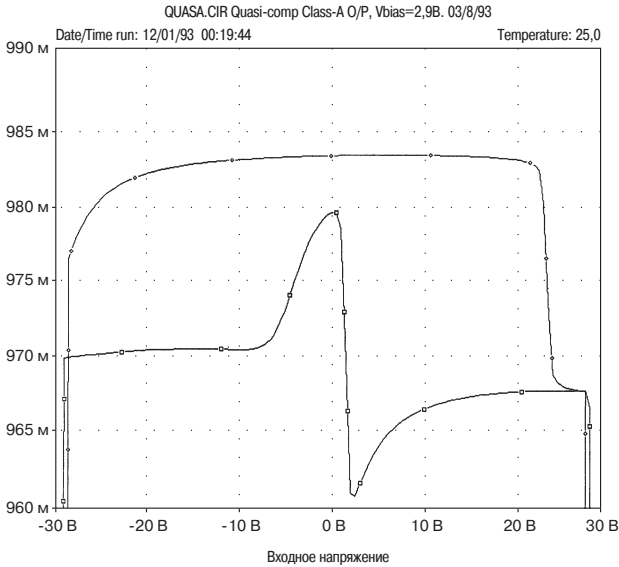
для усилителей класса А, хотя с точки зрения достижения минимального значения коэффициента нелинейных искажений это не обязательно должно быть так; выходной сигнал представляет собой разность токов полупроводниковых приборов и не связан непосредственно с их суммарным значением. Однако значительные отклонения от этого условия постоянства суммы означает увеличение неэффективности, так как каскад должен пропускать больший по величине ток, чем он необходим для соответствующей части периода.

Сохранение постоянного значения суммы данных токов имеет очень большое значение, так как она показывает, что падение напряжения, измеряемое совместно на резисторах  $Re_1$  и  $Re_2$ , также является постоянной величиной до тех пор, пока усилитель остается в режиме класса А. А это, в свою очередь, означает, что ток в рабочей точке может быть задан просто с помощью генератора постоянного смещения, т.е. точно таким же образом, что и для усилителя класса В.

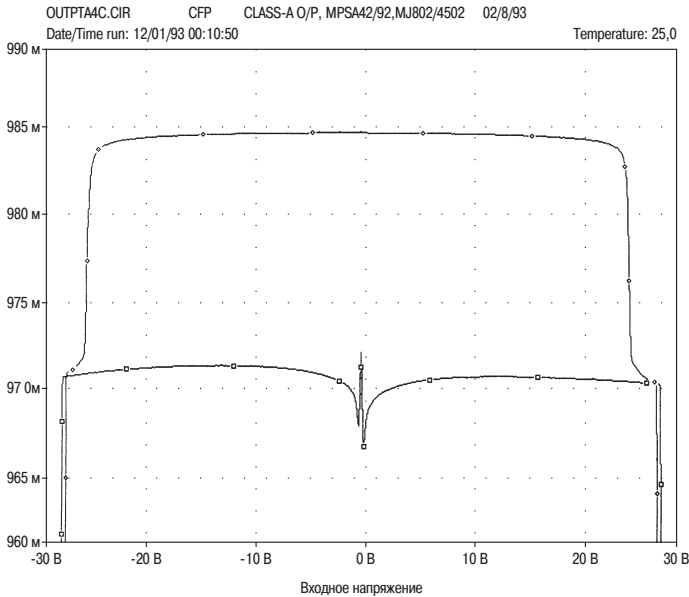
На рис. 9.3, 9.4 и 9.5 представлены зависимости результатов моделирования с использованием программы SPICE коэффициентов усиления с разомкнутой цепью выходного каскада для нагрузки 8 Ом и тока в рабочей точке 1,6 А. Схема полностью совпадает со схемой усилителя класса В, приведенного в главе 6. Верхняя зависимость на графике представляет усиление для режима работы класса А, а нижняя зависимость показывает для сравнения усиление для режима работы усилителя класса В, имеющего оптимальное значение смещения. На рис. 9.3 приводится выходная характеристика эмиттерного повторителя, на рис. 9.4 — характеристика простого квази-комплементарного каскада, а на рис. 9.5 — характеристика выходного каскада с парой, охваченной комплементарной обратной связью, CFP.



**Рис. 9.3.** Линейность коэффициента усиления для выходного каскада на базе эмиттерного повторителя усилителя класса А. Величина нагрузки равна 8 Ом и ток покоя ( $I_q$ ) равен 1,6 А



**Рис. 9.4.** Линейность коэффициента усиления для квази-комплементарного выходного каскада усилителя класса А. Режимы совпадают с теми, которые использованы для схемы на рис. 9.3



**Рис. 9.5.** Линейность коэффициента усиления для выходного каскада Класса А выполненного на паре с комплементарной ОС, CFP

Можно было бы ожидать, что каскады класса А должны иметь более высокую линейность характеристики по сравнению с каскадами класса В, и это действительно так. (Значения напряжений гармоник и суммарного коэффициента нелинейных искажений для трех конфигураций усилителей при величине напряжения 20 В пикового значения приведены в табл. 9.1.) Совершенно отсутствуют колебания в значении коэффициента усиления в области 0 В, как для усилителя класса В, так и для двухтактного усилителя класса А, который не только в состоянии, но и реально нейтрализует искажения четных гармоник.

Становится сразу понятным, что у каскада с эмиттерным повторителем наблюдаются большие вариации в коэффициенте усиления и, следовательно, более низкая линейность, чем и у каскада на паре, охваченной комплементарной ОС, CFP, тогда как квази-комплементарный каскад представляет весьма интересный конгломерат из двух предыдущих вариантов. Наиболее искривленный вид зависимости коэффициента усиления квази-комплементарного каскада приходится на участок с напряжением  $-ve$ , на котором CFP часть квази-комплементарного каскада пропускает большую часть тока; однако, из сравнения рис. 9.3 и 9.5 известно, что каскад, выполненный на паре, охваченной комплементарной ОС, CFP, представляет собой схему с наиболее высокой линейностью. Поэтому представляется возможным, что форма зависимости коэффициента усиления определяется выходной половиной (видимо, CFP), которая выключена; данный вывод представляется наиболее вероятным, потому что на него указывает наибольшее изменение в величине (крутизны характеристики)  $gm$ . Структура пары, охваченной

Таблица 9.1

Номер гармоники	Эмиттерный повторитель	Квази-комплементарный усилитель	Выходной каскад на основе пары с комплементарной обратной связью
Вторая	0,00012%	0,0118%	0,00095%
Третья	0,0095%	0,0064%	0,0025%
Четвертая	0,00006%	0,0011%	0,00012%
Пятая	0,00080%	0,00058%	0,00029%
Суммарный коэффициент нелинейных искажений	0,0095%	0,0135%	0,0027%

*Примечание. Значение суммарного коэффициента нелинейных искажений рассчитывалось по девяти первым гармоникам, хотя вклад гармоник, начиная с пятой, очень мал.*

комплементарной ОС, СФР, поддерживает величину  $g_m$  лучше при снижении тока, что проявляется в более ровном (плоском) ходе зависимости коэффициента усиления, с меньшими закруглениями в точках экстремумов.

Поведение коэффициентов усиления для этих каскадов отражается в величинах генерируемых гармоник; табл. 9.1 отражает тот факт, что для двух симметричных топологических схем каскадов характерны, как и ожидалось, преимущественно нечетные гармоники. Асимметрия квази-комплементарного варианта вызывает значительное увеличение числа четных гармоник, что отражается в более высоком значении суммарного коэффициента нелинейных искажений. Тем ни менее, все значения суммарных коэффициентов нелинейных искажений остаются в два-три раза ниже, чем для эквивалентных им схем усилителей класса В.

Такое скромное улучшение может представляться результатом недостаточного отвода дополнительного тепла в усилителе класса А, но это не совсем так. Наиболее значительным с точки зрения вклада выходного каскада усилителя класса А в искажения является вовсе не то, что они незначительны по величине, а то, что являются искажениями низкого порядка и, следовательно, извлекают максимум из обычной отрицательной ОС, снижаясь с увеличением частоты по сравнению с искажениями более высоких порядков, вызванных пересечением сигнала нулевого уровня.

Выбор топологии выходного каскада для усилителя класса А в настоящее время прост. Для наиболее высокой отдачи следует использовать пару с комплементарной обратной связью, СФР частично из-за более высокой изначальной линейности эффекты влияния температуры выходных полупроводниковых приборов на величину тока в рабочей точке характеристики,  $I_q$ , сглаживаются за счет действия локальной обратной связи, точно также, как в усилителях класса В. Для предельной экономии следует использовать квази-комплементарную пару с двумя приборами п-р-п-типа, для них понадобится только низкое значение коллекторного напряжения,  $V_{ce(max)}$  в случае обычного усилителя класса А, следовательно, возникает благоприятная возможность компенсировать часть расходов, потраченных на тепловые радиаторы. Правила в данном случае несколько отли-

чаются от тех, которые применялись для усилителей класса В; простая квази-комплементарная конфигурация обеспечивает первоклассный результат совместно со средней по величине отрицательной ОС, а добавление в схему диода Баксендалла (Baxendall), предназначенного для моделирования комплементарного каскада эмиттерного повторителя, дает незначительное улучшение линейности. Тем не менее, можно обратиться к работе Нельсона-Джонса (Nelson-Jones) [7], в которой можно найти пример подобного решения.

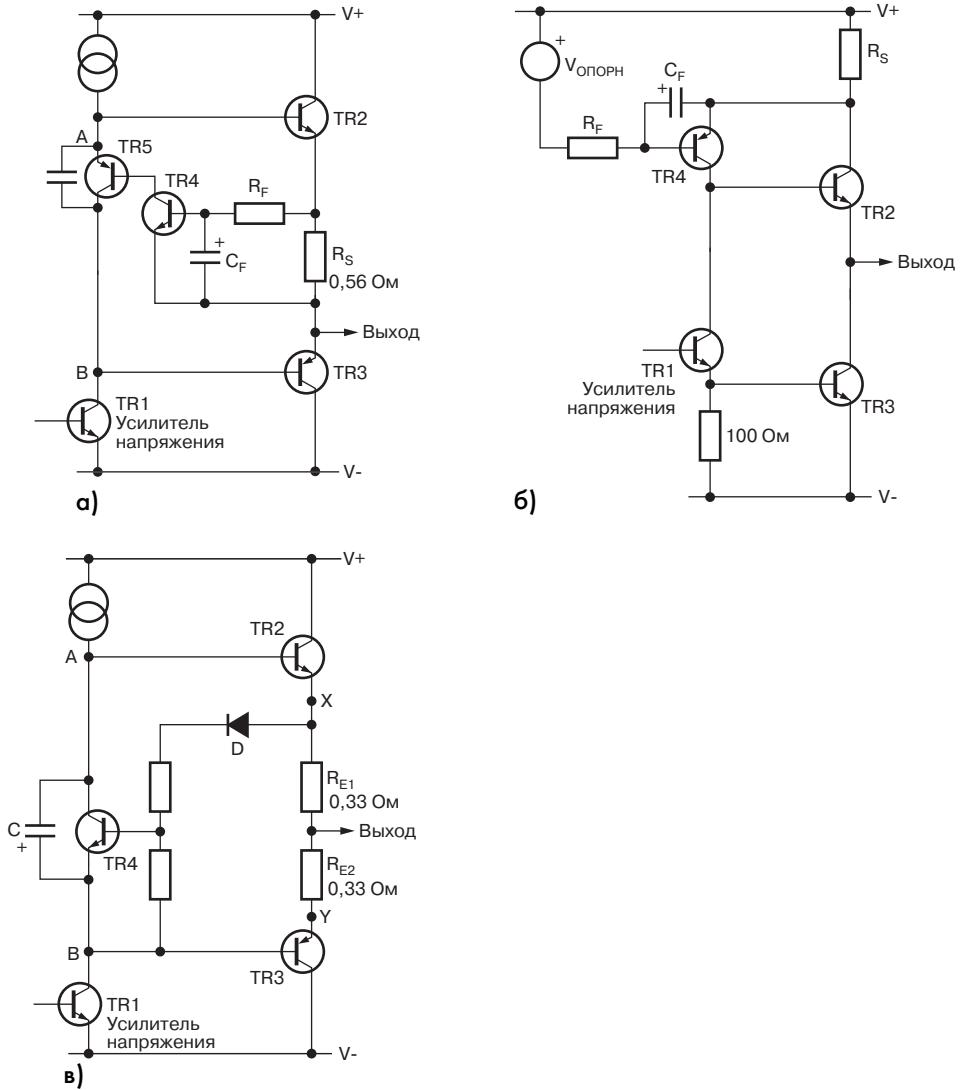
Иногда почему-то считается, что своеобразный режим работы усилителя класса А делает его по самим по себе защищенным при возникновении короткого замыкания. Это может оказаться действительно так для ряда вариантов схем, однако вариант схемы с высоким значением напряжения смещения, рассматриваемый в данной книге, будет продолжать питаться током в лучших традициях усилителя класса В до тех пор, пока не сгорит, поэтому цепь защиты от перегрузки представляется вовсе не излишней.

## 9.4. Схемы управления током в рабочей точке

В отличие от усилителей класса В для оптимизации величины нелинейных искажений не требуется осуществлять особо точный контроль за величиной тока в рабочей точке ВАХ; для хорошей линейности оказывается достаточной просто его величина. Тем не менее, величина тока в рабочей точке должна стабилизироваться хотя бы для предотвращения температурного дрейфа, особенно в случае использования в качестве выходного каскада эмиттерного повторителя. Плохо рассчитанная схема управления током в рабочей точке может нарушить линейность, поэтому требуется самый тщательный ее расчет. Также необходимо учитывать, что точно поддерживаемое значение тока, задающего рабочую точку, рассматривается в качестве своего рода породистости усилителя класса А. Усилитель, ток в рабочей точке которого изменяется наподобие траектории движения подвыпившего матроса, совершенно не внушает чувства уважения к себе.

Метод непосредственной температурной компенсации с использованием генератора смещения умножителя напряжения  $V_{be}$  действительно работает [30] и будет предотвращать температурный уход характеристик. Однако, в отличие от усилителя класса В, в усилителе класса А предоставляется благоприятная возможность весьма действенно управлять значением тока в рабочей точке,  $I_q$ , с помощью отрицательной обратной связи. Это представляется особенно ироничным, так как именно в тот момент, когда имеется возможность точного управления величиной  $I_q$ , она как раз и становится не очень-то и необходимой в силу того, что необходимость управления просто перестает носить критический характер. Тем не менее, представляется крайне неразумным (глупым) полностью игнорировать такую благоприятную возможность, в силу чего данный метод управления током в рабочей точке с использованием обратной связи будет внимательно рассмотрен.

Существует два основных метода управления током с помощью обратной связи. В первом методе контролируется ток, протекающий в одном из выходных приборов, делается это либо измерением напряжения на одном из эмиттерных



**Рис. 9.6.** Схемы регулирования тока. Из всех схем только для варианта 9.6 не требуется использовать фильтр нижних частот при регулировании тока. С просто обеспечивает прямую связь для того, чтобы ускорять передачу сигнала на транзистор TR2

резисторов (на рис. 9.6а обозначен как  $R_S$ ), либо с использованием чувствительного коллекторного резистора-датчика; во втором методе контролируется сумма токов выходных приборов, которая, как уже было показано выше, для усилителей класса А является постоянной величиной.

В первом методе, который используется в схеме на рис. 9.6а [7], производится сравнение базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$  транзистора TR4 с падением

напряжения на резисторе  $R_s$  с фильтрацией, выполняемой  $R_F$  и  $C_F$ . Если величина тока в рабочей точке превышает требуемое значение, то транзистор TR4 пропускает больший по величине ток, включая транзистор TR5 и уменьшая напряжение смещения между точками А и В. На схеме рис. 9.6б, в которой используется подход, основанный на управляемом напряжением источником тока, VCIS, напряжение на коллекторном чувствительном резисторе  $R_s$  сравнивается транзистором TR4 с величиной эталонного напряжения, при этом величина эталонного напряжения выбирается такой, чтобы оказаться реальной в качестве базово-эмиттерного напряжения транзистора TR4 [9]. Опять для фильтрации используются элементы схемы  $R_F$  и  $C_F$ .

Как для схемы на рис. 9.6а, так и для схемы на рис. 9.6б, ток, который контролируется, содержит значительную составляющую сигнала, поэтому перед тем как использовать данный ток в качестве контролирующего параметра для него должен использоваться фильтр нижних частот. Это крайне неудобно, так как при этом вводится еще одна дополнительная постоянная времени, о которой приходится беспокоиться, если усилитель переходит в режим несимметричного ограничения. В случае коллекторно-чувствительного элемента возникают нежелательные потери в дополнительном чувствительном резисторе. Из опыта автора данной книги также следует, что некачественная фильтрация вызывает серьезное увеличение низкочастотных искажений.

Самый лучший способ заключается в контроле за величиной тока, протекающего в *обоих* эмиттерных резисторах; как уже было объяснено ранее, суммарное падение напряжения на них практически не отличается от постоянной величины, поэтому использование на практике фильтров не является необходимым. Пример такого подхода, который основан на идее, впервые предложенной Нельсоном Пассом (Nelson Pass) [10], продемонстрирован на рис. 9.6в. В этой схеме транзистор TR4 сравнивает величину собственного базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$  с напряжением между точками X и В; избыточный по величине ток в рабочей точке включает транзистор TR4 и автоматически снижает напряжение смещения. Присутствие диода D не является обязательным в этой идее, однако он благотворно увеличивает коэффициент усиления контура с токовой обратной связью; исключение его из схемы почти вдвое увеличивает изменения тока, задающего рабочую точку ВАХ,  $I_q$ , при изменении температуры на транзисторе TR7 в схеме Пасса.

Основная проблема данного метода заключается в том, что базово-эмиттерное напряжение  $V_{be}$  непосредственно влияет на задаваемое напряжение смещения, однако находится вне контура, регулирующего ток. Кратность базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$  устанавливается между точками X и В, тогда как параметр, которым действительно хотелось бы управлять, является напряжение между точками X и Y. Температурные изменения базово-эмиттерных напряжений  $V_{be}$  транзисторов TR4 и TR3 частично подавляются, но только частично. Этот метод дает наилучшие результаты при использовании каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, либо с квази-комплементарным выходом, так как разность в напряжениях между точками Y и В зависит только от температуры предоконечного каскада, которая может быть установлена достаточно низкой. В качестве



Таблица 9.2. Изменения тока рабочей точки ВАХ при изменении температуры на один градус Цельсия

	Изменение температуры только транзистора TR7	Изменение общей температуры окружающей среды
Квази-комплементарная схема совместно с эмиттерно-базовым напряжением $V_{be}$	+ 0,112%	– 0,43%
Метод Пасса: в соответствии со схемой, приведенной на рис. 9.6	+ 0,025%	– 14,1%
Метод Пасса: в соответствии со схемой, когда отсутствует диод D	+ 0,0675%	– 10,7%
Новая система	+ 0,006%	– 0,038%

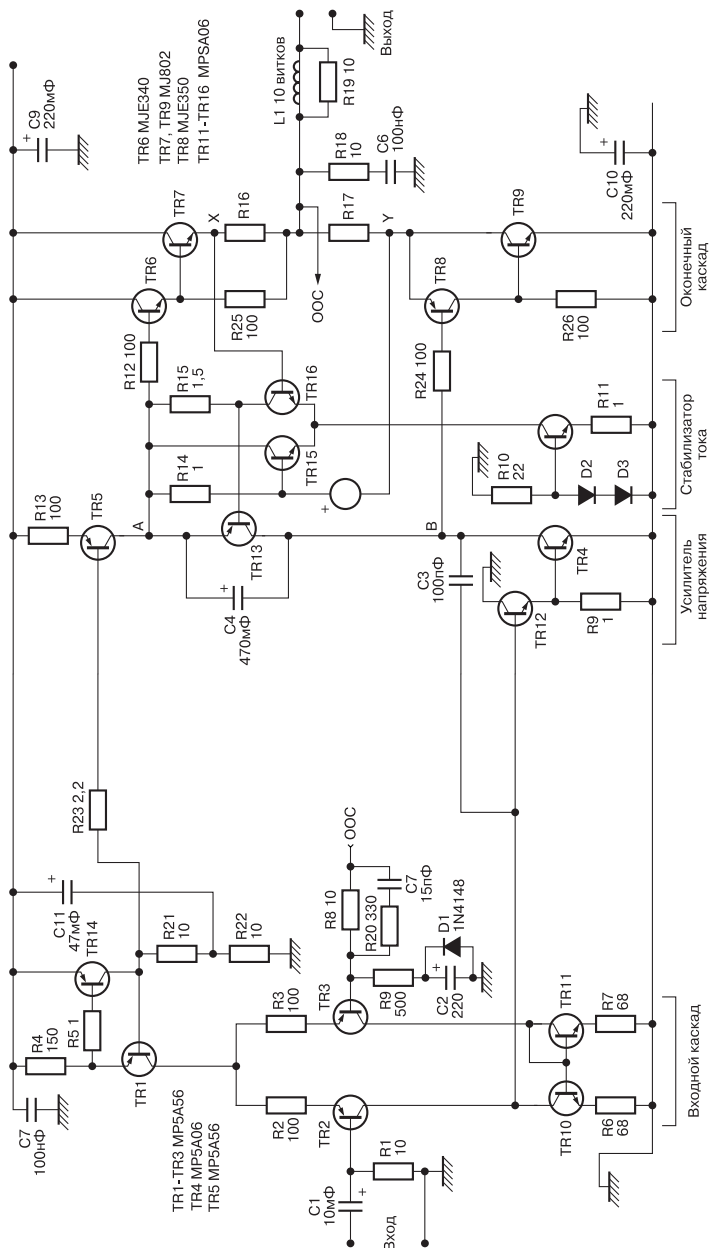
Примечание. При условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно 0,22 Ом, а величина тока в рабочей точке,  $I_q$ , равна 1,6 А.

опорного выступает базово-эмиттерное напряжение  $V_{be}$  транзистора TR4, которое само является температурно-зависимым; если даже на него и не будут воздействовать высокие температуры, оно все равно будет подвержено изменениям температуры окружающей среды, что и объясняет неудовлетворительные результаты использования метода Пасса по стабилизации глобальных температурных изменений (табл. 9.2).

## 9.5. Оригинальный метод управления током в рабочей точке

Для того чтобы решить данную проблему, автор книги хотел бы предложить совершенно новый и оригинальный метод управления, который представлен на рис. 9.7. По сути дела необходимо сравнивать плавающее напряжение между точками X и Y с фиксированным опорным напряжением, что можно рассматривать в качестве эквивалентного требования для двух дифференциальных усилителей. Однако все это можно свести к одному путем привязки опорного напряжения  $V_{ref}$  к точке Y; эта точка действительно представляет точку с очень низким значением полного комплексного сопротивления и может легко пропускать опорный ток величиной порядка 1 мА. Простая дифференциальная пара из транзисторов TR15 и TR16 затем сравнивает опорное напряжение с напряжением в точке Y; избыточный ток в рабочей точке включает транзистор TR16, заставляя транзистор TR13 пропускать больший ток, уменьшая, таким образом, напряжение смещения.

Схема выглядит не совсем понятной из-за того, что высокое значение полного комплексного сопротивления коллекторной цепи транзистора TR13, скорее



**Рис. 9.7.** Безукоризненный во всех отношениях усилитель мощности класса А с мощностью 20 Вт, в котором применяется прогрессивная система управления током рабочей точки

всего, будет препятствовать прохождению сигнала в верхнюю половину выходного каскада; по существу это так, но существенным является то, что транзистор TR13 является частью контура отрицательной ОС, которая устанавливает напряжение в точке А, которое будет поддерживать постоянным значение напряжения смещения между точками А и В. А это, в свою очередь, полностью совпадает с тем, как если бы поддерживать постоянным напряжением смещения  $V_{см}$  на транзисторе TR5. Как можно было бы предположить, этот контур не отличается высокой скоростью передачи сигнала, поэтому эта функция возложена на конденсатор прямой обратной связи С4. Без этого конденсатора контур (что достаточно удивительно) оказывается вполне работоспособным, однако в определенной части периода почти неизбежно возникновение ВЧ осцилляций. С использованием указанного конденсатора С4 уже нет необходимости в высокой скорости передачи сигнала по контуру, так необходимо не передавать сигнал, а поддерживать уровень постоянной составляющей.

Экспериментальное исследование стабильности значения тока в рабочей точке ВАХ,  $I_q$ , является достаточно сложным из-за неопределенности с температурой перехода. Профессиональные реализации СБИС-ориентированной программы моделирования SPICE, наподобие программы PSpice, позволяют манипулировать как общей рабочей температурой схемы, так и температурой отдельного прибора; это еще один из аспектов, когда проявляется весь блеск методов моделирования. Предсказать точные соотношения температур между отдельными элементами схемы усилителя достаточно сложно, поэтому автор книги приводит только результаты изменения общей температуры всех полупроводниковых приборов схемы, а также результаты изменения температуры перехода только для транзистора TR7 (рис. 9.7) для различных вариантов управления. Транзистор TR7 будет одним из транзисторов, имеющих сравнительно невысокую температуру, и, в отличие от транзистора TR9, он не входит в цепь локальной отрицательной ОС, которая могла бы в значительной степени ослабить влияние на него тепловых эффектов.

## 9.6. Схема усилителя класса А

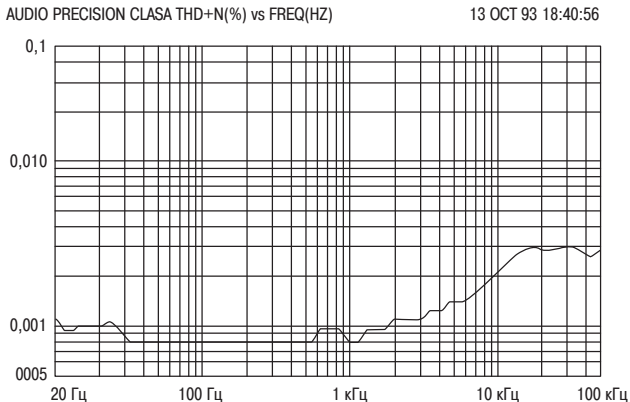
Пример схемы безупречного во всех отношениях усилителя мощности класса А, рассчитанного на выходную мощность 20 Вт при работе на нагрузку 8 Ом, приведен на рис. 9.7. Эта схема, насколько только это оказалось возможным, по своим рабочим характеристикам повторяет параметры ранее рассмотренной схемы усилителя класса В с целью их сравнения; особенно это относится к коэффициенту усиления цепи отрицательной ОС, который остается равным 30 дБ на частоте 20 кГц. Входной каскад остается точно таким же, что и для варианта усилителя класса В; поэтому не должно будет вызывать удивления, что он будет приводить к точно таким же входным искажениям номер 1, на которые не в состоянии оказывать воздействие топология выходных блоков. Как и ранее, для входной пары используется высокое значение тока общего источника питания, поэтому для линеаризации передаточной характеристики и задания крутизны могут быть введены в схему резисторы R2 и R3. Искажения номер 2 (вызываемые каскадом уси-

ления напряжения), присутствуют, как и ранее, и связаны с транзистором TR12, выступающим в роли усилителя коэффициента передачи по току, увеличивающим действие локальной обратной связи через конденсатор  $C_{dom}$ . Совершенно нет необходимости заботиться об искажениях номер 4 (нелинейность нагрузки, связанной с выходным каскадом), так как полное входное комплексное сопротивление выходного каскада класса А хотя и не является постоянным, все же не проявляет таких резких изменений, демонстрируемых усилителем класса В.

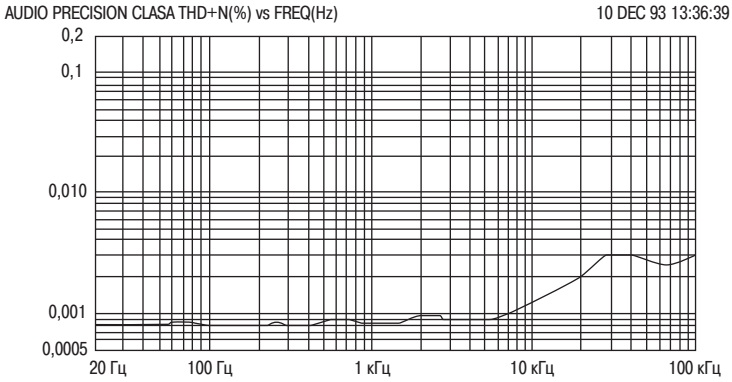
На схеме рис. 9.7 используется стандартный квази-выходной каскад. Он может быть без каких-либо проблем заменен каскадом на паре с комплементарной обратной связью, CFP. В обоих случаях искажения будут чрезвычайно низкими, однако, по счастью, каскад на паре с комплементарной обратной связью, CFP, обеспечивает даже лучшие характеристики по сравнению с квази-комплементарным выходным каскадом, подтверждая результаты моделирования для выходных каскадов по отдельности.

Работа транзисторов TR13, TR15 и TR16 схемы регулирования тока уже была описана ранее. В качестве источника опорного напряжения использовалась (интегральная микросхема компании) National LM385/1.2. Ее выходное напряжение поддерживается на номинальном значении 1,233 В; оно снижено с использованием делителя напряжения на резисторах 1 кОм (на схеме не показаны) до значения примерно 0,6 В. Используя это значение опорного сигнала значение тока в рабочей точке ВАХ,  $I_q$ , поддерживалось с точностью  $\pm 2$  мА уже через одну или две секунды после включения. Взгляд на данные, приведенные в табл. 9.2, не оставляет никаких сомнений, что новая система стабилизации оказывается очень эффективной.

Как и ранее, использовался простой нестабилизированный источник питания с накопительным конденсатором, имеющим емкость 10000 мкФ, и вопреки более высоким превалирующим пульсациям никаких особых проблем с коэффициен-



**Рис. 9.8.** Характеристики искажений усилителя класса А для случая квази-комплементарного выходного каскада. Ступеньки на НЧ участке зависимости представляют артефакты процесса измерений



**Рис. 9.9.** Характеристики искажений усилителя класса А для случая выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP

Таблица 9.3.

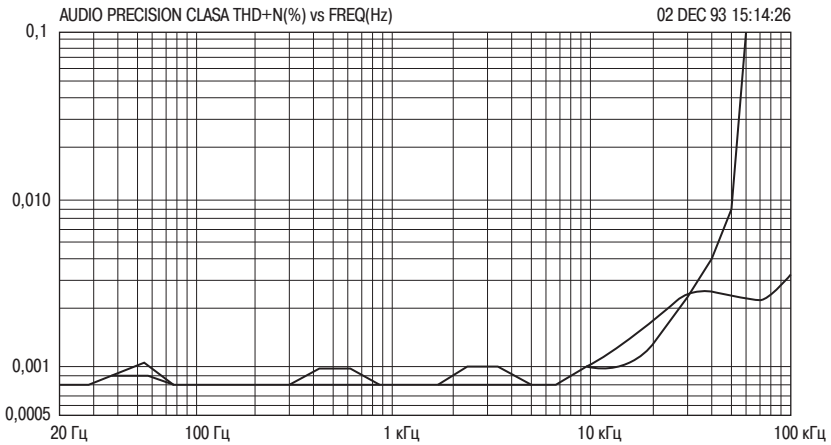
	1 кГц	10 кГц	20 кГц	Мощность, Вт
Класс В, эмиттерный повторитель	< 0,0006%	0,0060%	0,012%	50
Класс В, пара с комплементарной обратной связью	< 0,0006%	0,0022%	0,0040%	50
Класс В, 2-полосный эмиттерный повторитель	< 0,0006%	0,0015%	0,0026%	50
Класс А, квази- комплементарная схема	< 0,0006%	0,0017%	0,0030%	20
Класс А, пара с комплементарной обратной связью	< 0,0006%	0,0010%	0,0018%	20
Класс А, 2-полосная пара с комплементарной обратной связью	< 0,0006%	0,0010%	0,0012%	20

*Примечание. Все данные приведены для нагрузки 8 Ом и ширины полосы пропускания 80 кГц. Если не указано иное, использована однополюсная компенсация.*

том подавления источника тока, PSRR, не возникло после того, как были использованы обычные меры предосторожности по развязке цепей.

Характеристики искажений замкнутой цепи (с соответствующей компенсацией) для случая квази-комплементарного выходного каскада приведены на рис. 9.8, а на рис. 9.9 – для варианта выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP. Разностная характеристика суммарного коэффициента нелинейных искажений представляет в чистом виде шум практически для всего акустического диапазона, и только в диапазоне частот свыше 10 кГц появляется небольшая составляющая третьей гармоники. Как предполагается, источником искажений является входная пара, но до сих пор оно не получило должного подтверждения.

Искажения, которые возникают в примерах вариантов схем усилителей классов В и А, сведены в табл. 9.3, которая демонстрирует притягательное снижение значений их величины по мере выполнения измерений. В качестве мимолетной (и не совсем удачной) попытки явилось применение двухполосной (двухполярной) компенсации к наиболее линейному варианту (для выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP) усилителя класса А, которое привело к уменьшению искажений до еще более выразительного значения 0,00012% на частоте 20 кГц, но за счет скорости нарастания сигнала (см. рис. 9.10). Хотя его и нельзя признать ставшим «притчей во языцах» Усилителем, полностью лишенным искажений, все же он по своим характеристикам оказывается где-то рядом...



**Рис. 9.10.** Уменьшение искажений до значения 0,00012% на частоте 20 кГц за счет скорости нарастания сигнала

## 9.7. Трехмодальный усилитель

Далее автор книги представляет свой собственный вклад во всеобщее дело по улучшению характеристик усилителей класса А; автор надеется, что сей вклад явится достаточно новаторским в той его части, что усилитель не только выдерживает резкое снижение полного комплексного сопротивления нагрузки за счет наибольшей линейности, возможной для усилителей класса АВ, но также и то, что он будет работать точно так же, как и Безукоризненный во всех отношениях усилитель класса В. Выходная мощность в чистом режиме усилителя класса А

составляет от 20 до 30 Вт при работе на нагрузку 8 Ом в зависимости от выбора конкретного варианта напряжений на шинах питания.

В данном усилителе для обеспечения максимально возможной линейности характеристики используется выходной каскад на паре с (парной) комплементарной (дополняющей) обратной связью, СFP, а также были предприняты некоторые дополнительные меры, касающиеся уровня шумов, скорости нарастания выходного сигнала и задания максимального напряжения смещения постоянной составляющей. Данная схема действительно в значительной степени несет отпечаток безукоризненного усилителя класса В, поэтому было решено сохранить усилитель базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$ , используемый в усилителе класса В и использовать его в качестве схемы безопасности, чтобы предотвратить катастрофический отказ в случае, если сравнительно сложная схема регулирования тока усилителя класса А выйдет из строя. Из этого возникла идея сделать усилитель незамедлительно переключаемым между режимами работы в классе А и в классе В, что позволяет получить два совершенно различных типа усилителя практически по цене одного, а также выполнить ряд интересных опытов по оценке качества звучания. Это также позволяет, наконец-то, сделать реальное сравнение и выбор между усилителями класса А и класса В...

При работе в режиме класса В для усилителя характерна, как правило, незначительная рассеиваемая мощность в режиме покоя. Для усилителя класса А тепловое рассеяние достаточно велико, так как в чистом классе А режим работы усилителя распространяется на резистивную нагрузку вплоть до 6 Ом при полном размахе напряжения за счет соответствующего задания положения рабочей точки на ВАХ; при более тяжелых режимах нагрузки усилитель элегантно переходит в режим работы класса АВ, в котором он будет отдавать полную мощность при работе на нагрузки вплоть до значений 3 Ом до того, как начнут действовать ограничения области устойчивой работы (SOAR). Работа усилителя на выходную нагрузку 2 Ом весьма ограничена, как это и должно быть с одной выходной парой и этот вид нагрузки настоятельно не может быть рекомендован.

Если коротко, то для усилителя возможен следующий выбор:

1. Иметь очень высокую линейность характеристики во все время работы (безукоризненный во всех отношениях усилитель класса В) и
2. иметь ультралинейную характеристику большую часть времени (усилитель класса А) с временными переходами в область работы АВ. Режим работы класса АВ также характеризуется очень высокой линейностью по текущим меркам, хотя изначально он никогда не может быть настолько же хорош, каким бывает правильно спроектированный и изготовленный усилитель класса В. Так как фактически осуществляется работа в трех возможных областях, то автор счел возможным назвать данную схему трехмодальным (или трехрежимным) усилителем мощности.

Хотя никогда невозможно быть полностью уверенным, что вам удалось прочитать буквально всю имеющуюся литературу по данному вопросу, однако, на основе всех своих знаний, автор данной книги полагает, что данное сообщение является первым по поводу трехрежимного усилителя.

Как уже указывалось ранее, расчет и проектирование усилителя класса А, обладающего малым уровнем искажений, является, в общем, на порядок гораздо более простым делом по сравнению с точно таким деянием сравнительно с уси-

лителем класса В, так как все сложности по организации наилучшим образом всех возможных пересечений между выходными приборами исчезают. Из-за этого оказывается достаточно сложным делом достаточно точно определить, что может означать термин «безукоризненный», относящийся к усилителю класса А. В классе В ситуация совершенно противоположна, и термин «безукоризненный» имеет свое достаточно точное значение; когда влияние каждого из восьми или даже еще большего числа механизмов искажений сведено к минимуму, всегда все равно остаются искажения, связанные с переходом значения сигнала через нулевое значение (искажения точки кроссовера), присущие исключительно усилителям класса В, и очень часто отсутствуют методы для их уменьшения без того, чтобы радикально не отойти от того, что может быть названо исходной конфигурацией усилителя Лина [Lin]. Следовательно, состояние, соответствующее термину «безукоризненный во всех отношениях», может быть отнесено к некоей разновидности теоретического предела для усилителей класса В, но никак не для усилителей класса А.

Однако, анализ усилителей класса В не может проигнорирован, даже в процессе проектирования, относящемся исключительно к усилителям класса А, так как если усилитель окажется вынужденным работать на меньшее по величине полное комплексное сопротивление нагрузки, чем ожидалось, то он перейдет в класс АВ, после чего все дополнительные по классу В требования станут такими же актуальными, как если бы речь шла о проектировании устройства для работы в чистом классе В. Усилитель класса АВ никогда не будет в состоянии обеспечить такой же низкий уровень искажений, что и оптимально смещенный усилитель класса В, однако он может быть создан таким, чтобы оказаться приближенным к этому идеалу достаточно плотно, при условии, что все механизмы дополнительных искажений будут соответствующими усилиями сведены к минимуму.

В усилителе класса А приносятся определенные жертвы во имя качества, поэтому считается достаточно резонным, чтобы не быть удовлетворенным чем-нибудь менее значительным, чем наилучшая из всех возможных линейность характеристики. Следовательно, в усилителе, описанном в данной книге, используется тип выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, СFP, который характеризуется самыми низкими искажениями благодаря цепям локальной обратной связи, охватывающим выходные полупроводниковые приборы. Он также имеет преимущества более высокого выходного к. п. д. по сравнению с вариантом схемы эмиттерного повторителя, EF, а также присущую ему исключительно высокую стабильность тока в рабочей точке ВАХ. Вскоре станет ясно, что два этих фактора приобретают особо важное значение для предлагаемой схемы усилителя.

Первоначально возникла не совсем серьезная мысль обозначить режим работы усилителя в классе А как *Полностью лишенный искажений*, так как коэффициент нелинейных искажений оказывался практически не измеряемым почти во всем акустическом диапазоне.

Однако регистрируемые искажения в действительности все-таки существуют на частотах выше 10 кГц, поэтому данная не совсем корректная идея была, по счастью, вскоре отброшена.

В процессе работы оказалось достаточно естественным рассмотреть под несколько иным углом зрения сам процесс проектирования усилителя класса А, чтобы определить, не окажется ли конечный результат на несколько дюймов



ближе к идеальному. В результате этого было получено весьма незначительное улучшение в эффективности работы, а также улучшение по шумовым характеристикам на 2 дБ. Дополнительно к этому ожидаемый диапазон смещения постоянной составляющей был уменьшен с  $\pm 50$  мВ до  $\pm 15$  мВ, причем без всяких дополнительных регулировок.

## 9.8. Полное комплексное сопротивление нагрузки и рабочий режим

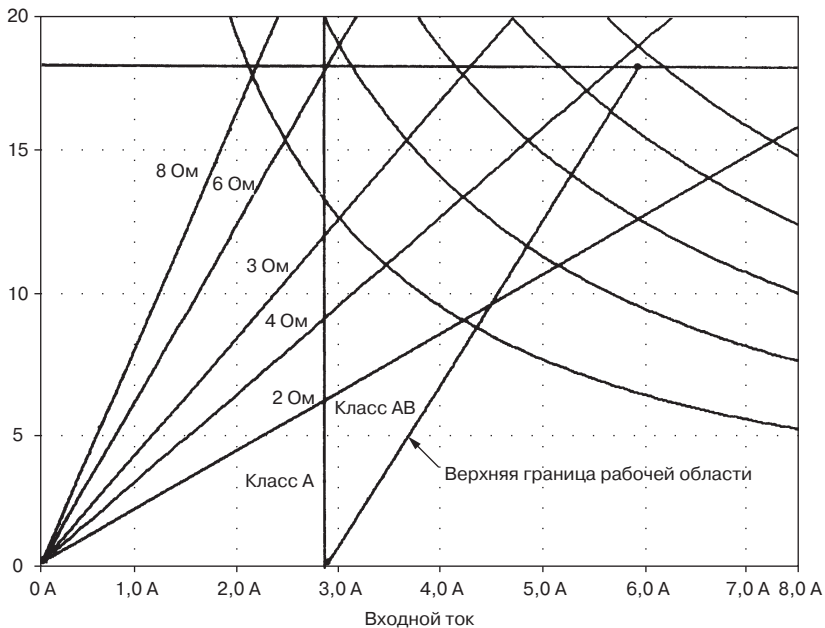
Усилитель рассчитан на работу как в режимах классов А/АВ, так и класса В, хотя это и является причиной того, что его характеристики по уровню искажений не являются исключительно высокими. Все усилители, выполненные на интегральных микросхемах (без всяких ограничительных условий, насколько автор книги осведомлен по этому вопросу), гораздо лучше работают с нагрузкой 8 Ом, как с точки зрения линейности характеристики, так и эффективности; производители же акустических систем всячески потакают этому характерному признаку. При величине нагрузки 4 Ом работа в классе В обеспечивает лучшие значения по коэффициенту нелинейных искажений, чем работа в классе А/АВ, так как последний из двух названных всегда будет находиться в режиме АВ и, следовательно, генерировать дополнительные искажения выходного каскада из-за удвоения (значения крутизны) gm. (Которое следовало бы правильнее называть недостатком усиления из-за его снижения вдвое, термин, который, однако, так и не получил всеобщего признания.) Все эти неочевидные соотношения приведены в табл. 9.4.

На рис. 9.11 предпринята попытка графически отобразить, каким образом мощность, сопротивление нагрузки и рабочий режим связаны между собой. На шинах питания было установлено напряжение  $\pm 20$  В, что позволяло при работе в Классе А на нагрузке 8 Ом развивать мощность 20 Вт. Кривые представляют линии постоянной мощности (т.е. произведение напряжения на ток,  $V \cdot I$ , в нагрузке), верхняя горизонтальная линия представляет максимальное напряжение выходного сигнала, допустимое для напряжений  $V_{ce(sat)}$ , а наклонная линия справа ограничивает область устойчивой работы, SOAR; при любом режиме работы усилителя выходной сигнал не должен выходить за пределы области, ограниченной указанными границами. Пересечения между линиями сопротивления нагрузки,

Таблица 9.4.

Нагрузка	Режим работы	Искажения	Выделяющаяся мощность
8 Ом	А/АВ	Очень низкие	Высокая
4 Ом	А/АВ	Высокие	Высокая
8 Ом	В	Низкие	Низкая
4 Ом	В	Средние	Средняя

*Примечание. Высокий уровень искажений для данного типа усилителя означает примерно 0,002% на частоте 1 кГц и 0,01% на частоте 10 кГц.*



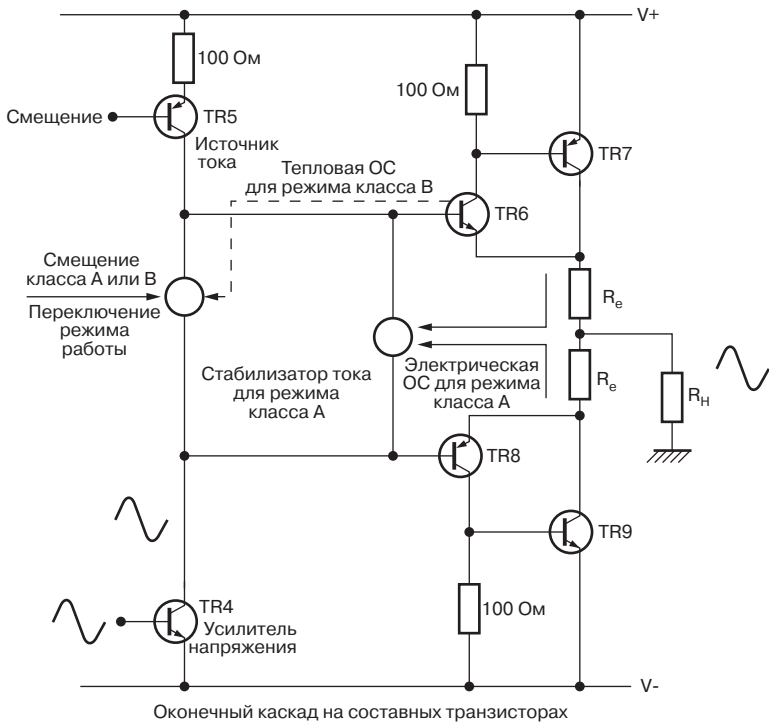
**Рис. 9.11.** Соотношения между нагрузкой, режимом работы и выходной мощностью. Пересечение между наклонной линией сопротивления нагрузки и максимальными предельными значениями ограничения напряжений и области устойчивой работы, SOAR, определяют, которая из линий постоянной мощности может быть достигнута. При режиме работы в классе А/АВ рабочая точка должна располагаться левее от вертикальной линии, характеризующей двухтактную работу с ограничениями тока для класса А

выходящими наклонно из начала координат и максимальными предельными значениями ограничения напряжений и области устойчивой работы, SOAR, определяют, которая из линий постоянной мощности может быть достигнута.

При режиме работы в Классе А/АВ рабочая точка должна располагаться левее от вертикальной линии, характеризующей двухтактную работу с ограничениями тока (при значении тока 3 А, удвоенном значении тока рабочей точки усилителя) для режима работы в Классе А. Если сместиться правее этой ограничительной линии вдоль какой-нибудь из линий полного комплексного сопротивления, то выходные полупроводниковые приборы усилителя часть периода будут находиться в закрытом состоянии, а это соответствует уже области работы в классе АВ. При режиме работы в классе В линия тока 3 А уже не имеет никакого значения и усилитель остается в оптимальном классе В до тех пор, пока не наступит условие ограничения по напряжению или ограничение по нахождению в области устойчивой работы. Необходимо обратить внимание, что оси графика представляют мгновенную мощность в нагрузке, а сами зависимости показывают среднеквадратическое значение для синусоидального сигнала, что является причиной явного несоответствия с коэффициентом, равным двум, между ними.

## 9.9. Эффективность работы

Забота относительно эффективности работы усилителя класса А может показаться парадоксальной, но одна из точек зрения на эту проблему заключается в том, что каждый ватт выходной мощности в классе А является слишком большой ценностью, связанной с выделением и рассеянием (т.е. бесполезной потерей) значительного количества тепловой мощности, поэтому для заданного уровня мощности покоя имеет смысл убедиться, что усилитель приблизился к теоретическому пределу собственного к. п. д. настолько близко, насколько это вообще возможно. Автор книги получил дополнительные подтверждения своей точки зрения при чтении недавно опубликованной работы по расчету схемы [11], в которой, как ему кажется, драгоценные ватты буквально выбрасывались на ветер за счет использования выходного каскада в виде гибридной интегральной микросхемы каскада на биполярных и полевых транзисторах. Падение напряжения, присущее этой конфигурации, требовали  $\pm 50$  В шинного напряжения и шестикратного увеличения количества выходных приборов для достижения 100 Вт



**Рис. 9.12.** Базовый выходной каскад с использованием пары с комплементарной обратной связью, CFP, одинаково подходящий для работы в классах В, АВ и А, выбор которого определяется величиной напряжения смещения  $V_{см}$ . Величины сопротивлений эмиттерных резисторов могут колебаться от 0,1 до 0,47 Ом

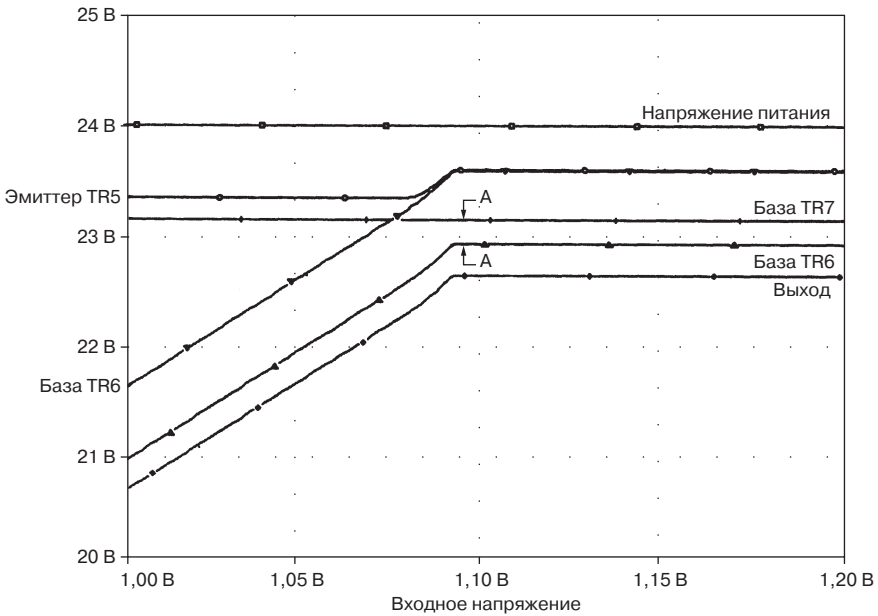
выходной мощности в классе А; при таком напряжении на шинах питания можно было бы обеспечить 156 Вт выходной мощности при к. п. д. 100 % усилителя.

Коэффициент использования усилителя по напряжению напрямую зависит от напряжения на шинах питания, которое в реальности может рассматриваться как размах двойного амплитудного значения напряжения, питающего нагрузку; эффективность работы, без всяких сомнений, будет меньше при работе на нагрузке 4 Ом из-за более высоких падений напряжения на омических сопротивлениях, связанных с возросшим значением тока.

Усилитель класса В, который автор книги описал в главе 6, обладает эффективностью по напряжению, равной 91,7% для положительного размаха, и 92,5% для отрицательного при работе на нагрузку 8 Ом. Усилители в общем случае не являются полностью симметричными, поэтому необходимо указывать два значения; соответственно, может использоваться более низкое значение из двух приведенных, так как оно определяет максимальный неискаженный выход при синусоидальном сигнале. Приведенные выше значения относятся к выходному каскаду на эмиттерном повторителе, а выходной каскад на паре с комплементарной обратной связью, СФР, имеет даже лучшие характеристики, эффективность по напряжению для положительного и отрицательного размаха амплитуд напряжений составляет 94,0% и 94,7% соответственно. Вариант с использованием эмиттерного повторителя обеспечивает меньший размах выходного напряжения, так как в нем имеется два дополнительных падения базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$  в последовательной цепи между шинами питания; вариант схемы на паре с комплементарной обратной связью, СФР, всегда имеет более высокую эффективность по напряжению, поэтому выбор именно такого варианта по сравнению со схемой эмиттерного повторителя для рассматриваемой схемы усилителя класса А является первым шагом в достижении максимального к. п. д.

На рис. 9.12 приводится базовая схема выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, СФР, совместно с двумя элементами смещения. В классе А величина тока в рабочей точке точно управляется посредством отрицательной обратной связи; это становится возможным потому, что в усилителях класса А общее (суммарное) напряжение на обоих эмиттерных резисторах  $R_e$  неизменно в течение всего периода. Для усилителей класса В это не так, поэтому следует надеяться на *тепловую обратную связь* от выходного каскада, хотя, если быть достаточно строгим, она вовсе не является обратной связью, а разновидностью прямой связи (см. главу 12). Вторым немаловажным преимуществом конфигурации с использованием пары с комплементарной обратной связью, СФР, является то, что ток в рабочей точке  $I_{q}$ , зависит только от температуры предоконечного каскада, что очень важно для работы в режиме класса В, когда реальное управление величиной тока в рабочей точке с использованием обратной связи невозможно, особенно в тех случаях, когда выбраны очень малые значения сопротивлений эмиттерных резисторов  $R_e$ , такие, например, как 0,1 Ом вместо более обычных значений, равных 0,22 Ом; причины же для именно такого выбора станут вполне ясными чуть позже.

Эффективность по напряжению для квази-комплементарного варианта схемы класса А базовой конфигурации, приведенной в разделе 9.6, при работе на нагруз-



**Рис. 9.13.** Моделирование с использованием специализированной программы PSpice, демонстрирующее, каким образом происходит положительное ограничение в выходном каскаде на паре с комплементарной обратной связью, CFP. Более высокое напряжение на шинах питания каскада усилителя напряжения не в состоянии увеличить размах выходного напряжения, так как ограничение устанавливается минимальным значением напряжения Все предоконечного каскада, а не размахом выходного напряжения каскада усилителя напряжения

ку 8 Ом составляет 89,9% для положительного и 92,2% для отрицательного значения напряжения. Преобразование данной схемы в вариант выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, увеличивает данные величины до 92,2% для положительного размаха и 93,6 % для отрицательного размаха напряжения. Следует обратить внимание, что значение тока в рабочей точке ( $I_q$ ) для режима работы в классе А, принятое равным 1,5 А, распространяется на все рассматриваемые случаи; это позволяет отдавать мощность 31 Вт в нагрузку 8 Ом при двухтактном режиме работе при условии, что напряжение на шинах питания достаточно высокое. Однако приближение, что полное комплексное сопротивление громкоговорителя никогда не снижается ниже значения 8 Ом, представляется достаточно сомнительным, чтобы воспринимать его спокойно, и поэтому, как и ранее, данная схема позволяет с полным размахом выходного напряжения во всем диапазоне работы Класса А работать на нагрузку вплоть до снижения ее величины до значения 6 Ом.

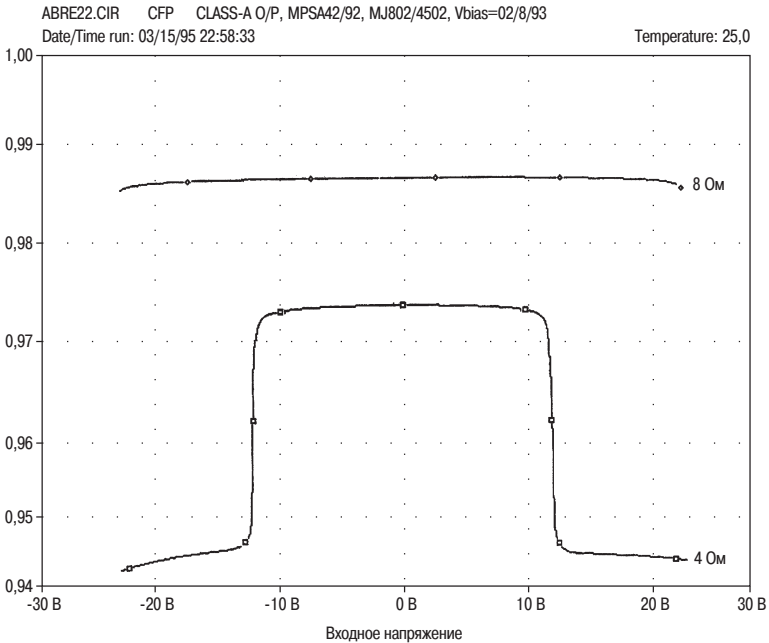
Таким образом, возникает вопрос, за счет чего еще можно увеличить эффективность работы усилителя. Введение дополнительных и более высоких напряжений

на шинах питания для малосигнальной части схемы усилителя не приводит к большому удивлению, к значительному увеличению выходного сигнала; результаты исследований, приведенные на рис. 9.13, отвечают на вопрос, почему так происходит. В этой области на базу выходного прибора TR6 подается фактически постоянное напряжение 880 мВ положительной шины  $V+$ , и если напряжение на базе TR7 схемы предоконечного каскада возрастает, он проходит этот уровень продолжает возрастать; но отсечки пока не наступает. Условия на эмиттере транзистора предоконечного каскада следуют за условиями на базе транзистора предоконечного каскада до тех пор, пока разница в величине напряжений на этом эмиттере и на базе выходного каскада (т.е. напряжение  $V_{ce}$  предоконечного каскада) становится настолько малой, чтобы допустить дальнейшую проводимость; эта точка «перекрытия» указана стрелками А – А. В этой точке напряжение на базе транзистора предоконечного каскада вынужденно выравнивается, хотя оно и продолжает оставаться примерно на 500 мВ ниже уровня напряжения шины питания  $V+$ . Следует также обратить внимание, как пропадает напряжение между шиной  $V+$  и эмиттером транзистора TR5.

Таким образом, более высокое напряжение питания на шинах не будет давать увеличение размаха двойного амплитудного значения, вывод, как готов допустить автор книги, является несколько обескураживающим. Более высокое напряжение на шинах малосигнального блока обеспечивает должный результат только в усилителях на полевых транзисторах, когда более высокое напряжение  $V_{gs}$ , необходимое для формирования канала проводимости (5 В или более), делает его использование почти обязательным.

Все значения к. п. д., приведенные выше, оказываются во всех случаях больше для отрицательного, а не положительного значения размаха двойного амплитудного значения напряжения. Приближение к напряжению на шинах для отрицательного ограничения оказывается слегка ближе из-за того, что отсутствует напряжение смещения 0,6 В, определяемое падением напряжения на резисторе R13; однако данное преимущество утрачивается из-за того, что существует необходимость терять некоторую часть напряжения на RC-фильтре для источника отрицательного напряжения  $V-$  по пути к токовому зеркалу и каскаду усиления напряжения. Этот фактор становится особенно существенным, если необходимо получить действительно высокое качество работы устройства с удовлетворительным уровнем пульсаций и фона (см. Главу 8).

В поисках путей достижения высокого значения эффективности работы совершенно очевидными кандидатами на эту роль становятся значения сопротивлений выходных эмиттерных резисторов  $R_e$ . Характеристики описанного блока управления током в рабочей точке, особенно тогда, когда он оказывается дополненным выходным каскадом на паре с комплементарной обратной связью, CFP, оказываются более чем достаточными для того, чтобы уменьшить значения сопротивлений данных резисторов, сохраняя при этом первоклассную стабильность величины тока в рабочей точке  $V_{AX}$ ,  $I_q$ . Автор книги использовал значение сопротивления 0,1 Ом в качестве наименьшего применяемого на практике значения, и даже это значение оказывается сравнимым с сопротивлением токоведущих дорожек печатных плат, в силу чего приобретает важное значение некоторая

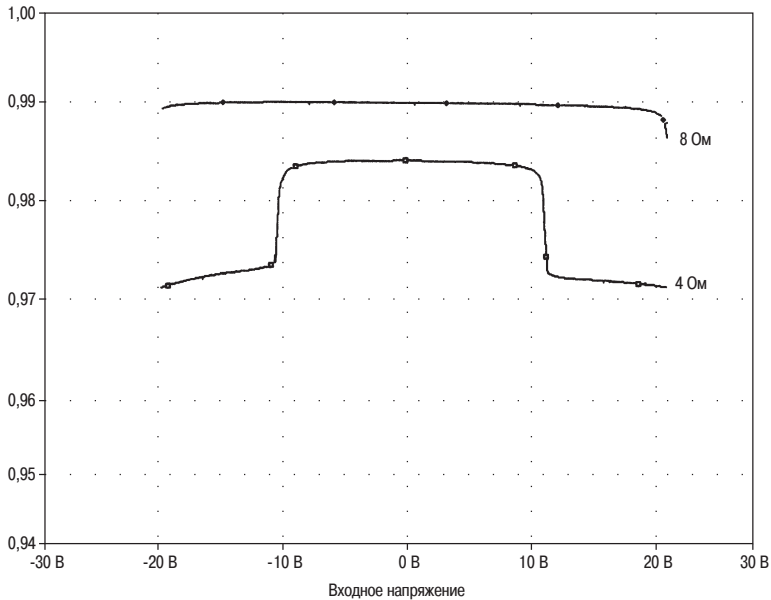


**Рис. 9.14.** Линейность характеристик выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, при величине сопротивления  $R_e = 0,22 \text{ Ом}$ . Верхняя кривая относится к режиму работы в классе А на нагрузку 8 Ом, нижняя - к работе в классе АВ на нагрузку 4 Ом, демонстрируя ступенчатые изменения в коэффициенте усиления на 0,024 единицы

осторожность при рассмотрении точных деталей физических процессов; в особенности это касается эмиттерных резисторов, которые должны рассматриваться в качестве четырехполюсников, чтобы исключить нежелательные падения напряжения в токопроводящих дорожках, подходящим к контактным площадкам резисторов.

Если величину сопротивления резистора  $R_e$  уменьшить с 0,22 Ом до значения 0,1 Ом, то эффективность по напряжению увеличивается с 92,9/93,6% до значений 94,2/95,0%. Разве плохо иметь такое улучшение? Далее3 ограниченная напряжением выходная мощность при работе на нагрузку 8 Ом возрастает с 31,2 до 32,2 Вт при напряжении на шинах  $\pm 24 \text{ В}$  практически при *нулевых* материальных затратах, но было бы бесполезно притворяться, что итоговое увеличение уровня звукового давления окажется значительным; все это, правда, приносит моральное удовлетворение, что наибольшая мощность усилителя класса А, насколько это возможно для данного уровня рассеиваемой мощности, достигнута; слабое, однако, утешение.

Линейность выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, работающего в классе А, чуть-чуть хуже при использовании эмиттерных резисторов с сопротивлениями 0,1 Ом, хотя эта разница очень мала и может быть

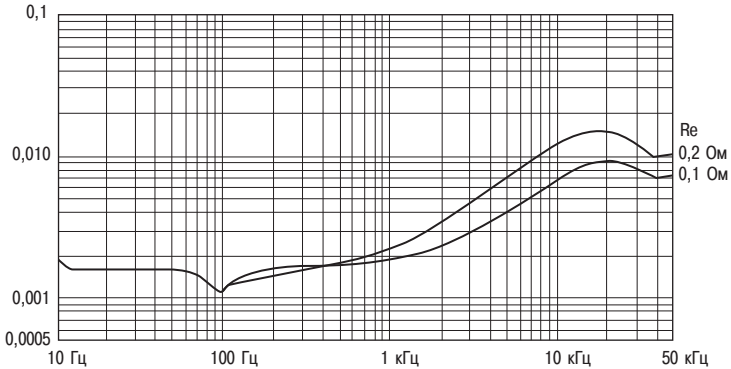


**Рис. 9.15.** Линейность характеристик выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, при величине сопротивления  $R_e = 0,1$  Ом, по-новому смещенного, чтобы обеспечить значение тока в рабочей точке  $1,5$  А. Наблюдается слегка более худшая линейность в области плоской вершины для работы в классе А по сравнению с использованием эмиттерных сопротивлений с величиной  $0,22$  Ом, однако, ступеньки на зависимости для сопротивления нагрузки  $4$  Ом (класс работы АВ) уменьшились вдвое на  $0,12$  единиц. Следует отметить, что оба значения коэффициента усиления в данном случае расположены ближе к единице; масштаб полностью совпадает с масштабом зависимостей рис. 9.14

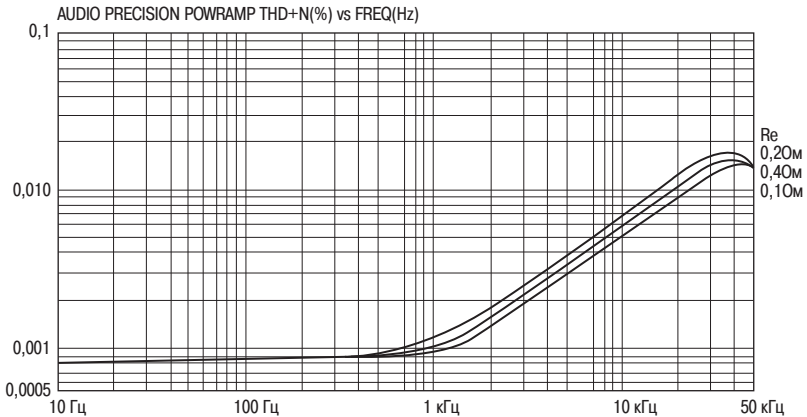
зафиксирована только в режиме разомкнутой цепи; результаты моделирования коэффициента нелинейных искажений для напряжения  $20$  В двойного амплитудного значения и с нагрузкой  $8$  Ом показали увеличение только с  $0,0027\%$  до  $0,0029\%$ . Возможно, что это связано просто со слегка более низким общим сопротивлением для выходного каскада.

Однако в то же самое время уменьшение величины сопротивлений эмиттерных резисторов до  $0,1$  Ом обеспечивает гораздо более низкие искажения при выходе усилителя из режима работы в классе А; оно уменьшает вдвое величины изменений шага усиления, свойственного классу АВ, а также эффективно уменьшает искажения при работе на нагрузку  $4$  Ом. Результаты моделирования линейности выходных характеристик приводятся на рис. 9.14 и 9.15; результаты измерений как реального, так и «безупречного во всех отношениях» трехрежимного (трехмодального) усилителя приводятся на рис. 9.16, из которых со всей очевидностью следует, что коэффициент нелинейных искажений уменьшается вдвое при введе-





**Рис. 9.16.** Искажения для режима работы в Классе АВ снижаются за счет уменьшения величины сопротивления  $R_e$



**Рис. 9.17.** Доказательства того, что величины эмиттерных резисторов оказывают гораздо меньшее влияние при работе в классе В. Выходная мощность усилителя составляла 20 Вт при работе на нагрузку 8 Ом и при оптимальном значении смещения. Интересным фактом является то, что нет необходимости производить установку смещения при изменении величины сопротивления  $R_e$

нии этих простых изменений. Насколько автор книги сведущ в этом вопросе, полученный результат является совершенно новым; если необходимо работать в классе АВ, то следует выбирать величину сопротивлений эмиттерных резисторов настолько низкой, насколько это возможно, чтобы свести к минимуму изменения коэффициента усиления.

Рассмотрев проблемы линейности характеристик при работе усилителя в классах А и АВ, не следует пренебрегать тем, какой эффект вызовет это радикальное изменение в величинах сопротивлений  $R_e$  на линейность характеристик при работе каскада в классе В. Ответ на этот вопрос, правда, не очень обстоятель-



300 мВ, что обеспечивает значение тока в рабочей точке,  $I_q$ , величиной 1,5 А, когда устанавливается на общем сопротивлении эмиттерных резисторов со значением 0,2 Ом).

Параллельно со схемой управления током включен усилитель напряжения  $V_{be}$  транзистор TR13. При работе в режиме класса В схема управления током блокируется, и необходимое смещение для обеспечения минимальных искажений точки перехода через нулевое значение (точку кроссовера) обеспечивается обычным путем регулировкой (установкой) предварительно заданного значения на PR1, чтобы устанавливать напряжение на транзисторе TR13. При режиме работы в классе А/АВ напряжение, которое стремится поддерживать транзистор TR13, увеличивается (за счет замыкания накоротко PR1) до значения большего, чем то, которое необходимо для работы в классе А. Схема регулирования током, следовательно, вносит изменения в величину напряжения между точками X и Y и, пока оно не уменьшится, транзистор TR13 закрыт. Точки А, В, X и Y – это те же самые узлы схемы, что и в схеме простого усилителя класса А (см. схему на рис. 9.6в).

### 9.11. Работа в режиме класса А/АВ

При работе в режиме, соответствующем классу А/АВ, схема регулирования током (транзисторы TR14, TR15, TR16 на схеме рис. 9.18) будет активной, а транзистор TR13 отключен, так как транзистор TR20 замкнул накоротко PR1. Транзисторы TR16, TR15 образуют простой дифференциальный усилитель, который производит сравнение опорного напряжения на резисторе R31 с напряжениями смещения  $V_{cm}$  на эмиттерных резисторах R16 и R17; как уже объяснялось ранее, при работе в режиме класса А это напряжение остается постоянным вне зависимости от величины тока, питающего нагрузку. Если падение напряжения на резисторах R16, R17 стремится возрасти, то ток через транзистор TR16 возрастает, увеличивая проводимость транзистора TR14 и снижая величину напряжения между точками А и В. Режимы работы всех транзисторов TR14, 15 и TR16 «плывут» вместе с выходным сигналом усилителя, поэтому используется источник тока в общей цепи питания (транзистор TR17).

Автор книги совершенно точно представляет, что схема регулирования током значительно сложнее, чем простой умножитель напряжения  $V_{be}$ , схема которого применяется в большинстве разработок усилителей класса В. Существует вполне определенная опасность, что ошибка монтажа может привести к протеканию значительного по величине тока, который сможет вынудить выходные приборы пожертвовать собой ради того, чтобы уцелели плавкие предохранители шин питания. Транзистор TR17 общего источника питания особенно уязвим, так как любая неисправность (ошибка), которая приводит к отсутствию тока общей цепи питания, смещает возбуждение к транзистору TR14, схема управления током блокируется, а ток выходного каскада возрастет в очень большой степени. На рис. 9.18 транзистор TR13 умножителя напряжения  $V_{be}$  выступает в качестве цепи защиты, которая ограничивает напряжение смещения  $V_{cm}$  значением примерно 600 мВ, отличающимся от обычного значения 300 мВ даже в том случае, если схема управления током полностью вышла из строя и транзистор TR14 пол-

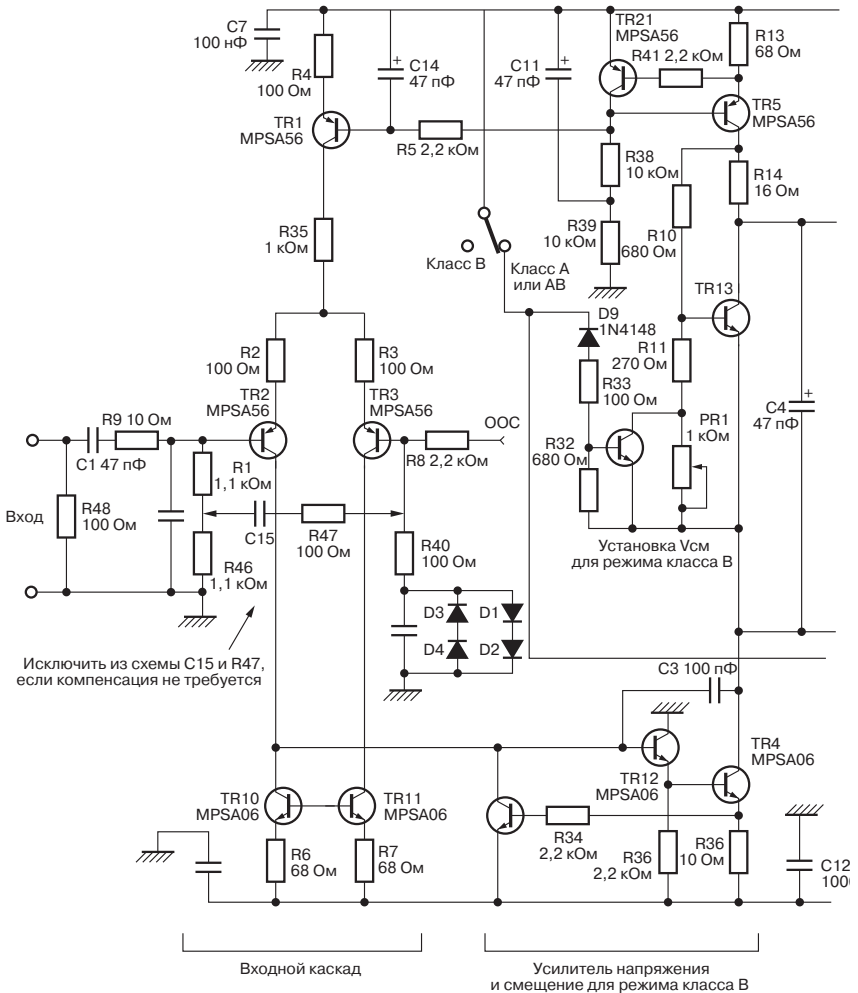
ностью выключен. Такое условие обеспечивает величину тока в рабочей точке 3,0 А, и автор книги готов засвидетельствовать, что это будет экспериментом на выживание для выходных полупроводниковых приборов в краткосрочном плане; однако они могут просто выйти из строя из-за перегрева, если допустить подобные условия.

Есть еще несколько существенных замечаний относительно схемы регулирования тока. Полный ток общей цепи питания усилителя ошибок, определяемый транзистором TR17, перекачивается от транзистора TR5 источника тока каскада усилителя напряжения, и должен приниматься во внимание, когда гарантируется, что верхняя половина выходного сигнала обеспечена достаточным по величине током каскада предварительного усиления.

Должен быть обеспечен достаточный по величине ток в общей цепи питания, способный включить транзистор TR14, учитывая при этом, что большая часть коллекторного тока транзистора TR16 протекает через резистор R15, чтобы удерживать примерный баланс дифференциальной пары. Если ощущается потребность внести изменения в ток каскада усилителя напряжения, необходимо также помнить, что базовый ток транзистора TR6 каскада предварительного усиления будет больше по величине при работе в классе А по сравнению с режимом работы в классе В, поэтому скорость нарастания положительной полуволны сигнала будет слегка уменьшена при переходе из режима работы класса А в класс В.

В оригинальном усилителе класса А использовалась (интегральная микросхема) LM385/1.2 компании National, ее выходное напряжение имело фиксированное значение 1,233 В; данное напряжение было уменьшено примерно до значения 0,6 В с использованием делителя напряжения из резисторов 1 кОм – 1 кОм. Схема также удовлетворительно работала при использовании опорного напряжения  $V_{ref}$ , задаваемого кремниевым диодом, причем, значение 0,6 В являлось вполне подходящим напряжением смещения  $V_{см}$ , являющимся падением напряжения на двух выходных эмиттерных резисторах величиной 0,22 Ом. Данное решение является простым и сохраняет защиту тока в рабочей точке,  $I_q$ , от влияния температурных изменений теплоотводящих радиаторов и выходных приборов, но оно в реальности приносит в жертву общую защищенность от изменения температуры окружающей среды, которую обеспечивает band-gap reference.

Интегральная микросхема LM385/1.2 является источником самого низкого band-gap эталонного напряжения, которая к тому же широко доступна; однако, напряжение, которое показано на схеме рис. 9.18, обнаруживает некоторые сложности с новым, более низким значением напряжения смещения,  $V_{см}$ , и каскадом на паре с комплементарной обратной связью, CFP; разница в напряжении между точками А и Y составляет всего 960 мВ, что не обеспечивает условий для работы схемы эталонного напряжения, если она питается от узла А, как это осуществляется в исходной схеме. Решение заключается в осуществлении питания схемы эталонного напряжения от плюсовой шины  $V+$  через резисторы R42 и R43. Средняя точка цепи из этих двух резисторов *используется в качестве точки подключения компенсационной обратной связи (bootstrapped)* от выходной шины усилителя через конденсатор C5, удерживая падение напряжения на резисторе R43 постоян-



**Рис. 9.19.** Полная принципиальная схема трехрежимного усилителя, включающая дополнительные «ускоряющие» элементы (однокаскадного усилителя с компенсационной обратной связью) R47 и C15



ным с высокой эффективностью. С другой стороны, может быть использован источник тока, но это может уменьшить потолок для положительного сигнала. Так как более не существует строгих ограничений по верхнему значению для эталонного напряжения, могут быть использованы гораздо более доступные приборы (интегральные микросхемы) с напряжением 2,56 В при условии, что сопротивление резистора R30 соответствующим образом увеличено до значения 30 кОм, чтобы обеспечить на резисторе R31 значение эталонного напряжения  $V_{ref}$ , равное 300 мВ.

При практическом использовании стабильность тока в рабочей точке,  $I_q$ , очень высока, сохраняясь в пределах 1% в течение длительного периода времени. Наиболее очевидным ограничением, влияющим на стабильность тока, является разница в нагреве транзисторов TR15 и TR16, возникающая из-за потока теплового излучения основного теплоотводящего радиатора. Транзистор TR14 также следовало бы учитывать в данной связи, так как нагрев будет увеличивать его коэффициент усиления и несколько нарушать баланс между транзисторами TR15 и TR16.

## 9.12. Режим работы усилителя в классе В

При работе усилителя в классе В схема управления током будет заблокирована путем выключения транзистора TR17 источника общего питания, поэтому транзистор TR14 надежно заперт и в результате чего крайне необходимое напряжение смещения для получения минимальных искажений точки перехода сигнала через нулевое значение обеспечивается, как обычно, транзистором TR13 умножителя базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$ . При использовании эмиттерных резисторов с сопротивлением 0,1 Ом напряжение смещения  $V_{см}$  между точками X и Y составляет примерно 10 мВ. Автор книги придавал бы особое значение тому факту, что при работе в классе В данная разработка, при условии что она корректно изготовлена, будет совершенно равноценной как в качестве безупречного во всех отношениях усилителя, и как специально разработанного усилителя класса В. Не делалось никаких компромиссов при добавлении функции переключения между режимами работы в различных классах усиления.

Как и в предыдущей разработке усилителя класса В, добавление резистора R14 к умножителю напряжения  $V_{be}$  служит противовесом против дрейфа транзистора TR5 источника тока каскада усилителя напряжения. Необходимо обратить особое внимание на один старый, но всеми забываемый вопрос, что предварительная настройка всегда должна выполняться на нижнем плече делителя напряжений  $V_{be}$ , состоящего из резисторов R10, R11, потому что, когда предварительные настройки сбиваются, а это обычно бывает, когда движок потенциометра размыкается, то в нижнем плече эта ситуация приводит к минимальному значению напряжения смещения  $V_{см}$ , тогда как в верхнем плече она обеспечивала бы максимальное значение.

При работе в классе В температурная компенсация изменений в величине рассеиваемой мощности каскада предварительного усиления остается существенно

необходимой. Тепловой уход параметров каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, менее всего вероятен, однако точная установка параметров тока в рабочей точке является единственным способом свести к минимуму искажения точки перехода сигнала через нулевое значение. Транзистор TR13, следовательно, монтируется на том же самом небольшом теплоотводящем радиаторе, что и транзистор TR6 каскада предварительного усиления. Такой прием очень часто называют тепловой обратной связью, хотя это и неправомерно, так как транзистор TR13 никоим образом не управляет температурой транзистора TR6; таким образом, смысл термина *тепловая обратная связь* должен бы определяться гораздо более строго.

### 9.13. Система переключения усилителя в различные классы работы

Двойственность задачи системы смещения означает, что процесс переключения усилителя из режима работы в классе А в режим, соответствующий классу В, должен осуществляться достаточно просто. Усилитель класса А не окажется хорошим компаньоном в жаркий летний день, поэтому автор книги оказался не в состоянии противостоять искушению обозначить положения переключателя режимов работы усилителя как *Лето/Зима*, по аналогии с тем, как это делается при сезонном переключении заслонки в автомобиле, предназначенной для изменения пути подачи воздуха в двигатель.

Переход в другой режим работы усилителя осуществляется с использованием сигнала постоянного тока, так как нет необходимости использовать еще один дополнительный сигнал, проходящий внутри конструкции, частично из-за желания уменьшить перекрестные помехи. При режиме работы в классе А/АВ переключатель SW1 замкнут, поэтому на транзистор TR17 подается обычное смещение с диодов D5, D6, а транзистор TR20 остается открытым, через резистор R33 замыкая накоротко (потенциометр) PR1 и задавая транзистору TR13 безопасный режим, установив предельное значение напряжения смещения  $V_{см}$ , равное 600 мВ. При режиме работы усилителя в классе В переключатель SW1 разомкнут, запирая тем самым транзистор TR17, а следовательно, и транзисторы TR15, TR14, TR13. Транзистор TR20 также прекращает проводить ток, при этом защита от обратного смещения осуществляется диодом D9, и также уменьшается напряжение, задаваемое транзистором TR13, до необходимого при работе в классе В уровня. Два контрольных вывода стереофонического усилителя могут соединяться вместе, и, таким образом, процесс переключения выполняется однополюсным переключателем, без взаимовлияния и возросших перекрестных помех.

Переключение влияет на ток, протекающий в выходных приборах, но не на величину выходного напряжения, которое определяется цепью общей обратной связи, и поэтому оно происходит при работе усилителя совершенно беззвучно. Можно совершенно свободно производить переключения между режимами работы при работающем усилителе, что позволяет выполнить ряд интересных опытов по сравнению качества звучания в классах А и В.



Может возникнуть вопрос, почему так обязательно необходимо блокировать работу схемы управления током в рабочей точке при работе усилителя в классе В; транзистор TR13 устанавливает более низкое напряжение, чем схема управления током, чья схема, следовательно, закроет транзистор TR14, как только он вступит в конфликт, чтобы тщетно увеличить напряжение смещения  $V_{см}$ . Это будет так при нагрузке 8 Ом, однако полное комплексное сопротивление нагрузки величиной 4 Ом приведет к увеличению токов, протекающих по резисторам R16 и R17, поэтому они окажутся больше по сравнению со значениями токов в рабочей точке при работе в классе А и схема управления током, следовательно, незамедлительно вступит в действие и будет пытаться уменьшить среднее значение тока до значения 1,5 А. Блокировка схемы управления током путем закрытия транзистора TR17 с использованием резистора R44 предотвращает такое развитие событий.

Если работа схемы управления током класса А заблокирована, но элемент предварительной настройки PR1 сохранен в схеме (например, путем замыкания накопительно базового и эмиттерного выводов транзистора TR20), то можно получить тестовый режим, который позволяет выполнить ряд испытаний; ток в рабочей точке  $I_q$  будет равен нулю, если (движок потенциометра) предварительной настройки полностью вывести вниз, так как транзистор TR13 преодолет действие схемы управления током, однако затем он начнет постепенно возрастать по мере введения предварительной настройки до тех пор, пока он неожиданно не зафиксируется на требуемом значении тока рабочей точки характеристики. Если схема управления током окажется неисправной, то ток в рабочей точке будет возрастать до определенного значения 3,0 А.

## 9.14. Тепловой расчет

Усилители класса А нагреваются при работе очень сильно по определению, поэтому необходим точный расчет тепловых режимов для того, чтобы они оказались действительно работоспособными, а не подражали лакировке мебели в стиле 18-го века. У рассчитывающего схему подобного усилителя есть одно несомненное преимущество, заключающееся в том, что собственная рассеиваемая мощность усилителя максимальна при отсутствии сигнала, поэтому следует просто включить макет усилителя и оставить его на несколько часов, что даст исчерпывающую информацию о температурных режимах наиболее проблематичных компонентов схемы. Для усилителей класса В рассеиваемая мощность в значительной степени зависит от

Таблица 9.5. Потенциал выходной мощности

	Спротивление нагрузки			Искажения
	8 Ом	6 Ом	4 Ом	
Класс А	20 Вт	27 Вт	15 Вт	Низкие
Класс АВ	Данные отсутствуют	Данные отсутствуют	39 Вт	Высокие
Класс В	21 Вт	28 Вт	39Вт	Средние

режима работы, поэтому оценки действительной температуры в режиме реального использования усилителя в действительности выполнить очень трудно.

В табл. 9.5 приводятся значения выходной мощности, получаемой при различных режимах с различными правилами преобразования, например, зависимость выходного режима на графике рис. 9.11 четко показывает, как в усилителе происходит изменение режима работы из класса А в класс АВ при снижении сопротивления нагрузки. Следует также напомнить, что в данном контексте *высокое значение коэффициента искажений* означает величину порядка 0,002% на частоте 1 кГц. Данная диаграмма была получена в аналитическом разделе программы моделирования PSpice простым вводом уравнений без детального моделирования чего бы то ни было.

Наиболее важным результатом теплового расчета является размер теплоотводящего радиатора; как правило, его стоимость достаточно высока, поэтому существует достаточно мощный стимул не делать его больше, чем это действительно необходимо. Автор данной книги решительно исключил из рассмотрения вариант

Таблица 9.6

	Тепловое сопротивление, °С/Вт	Тепловой поток, Вт	Перепад температур, °С	Температура, °С
				100 p-n переход
Между p-n переходом и корпусом транзистора типа ТОЗ	0,7	36 Вт	25	
				75 Корпус транзисторного типа ТОЗ
Между корпусом транзистора типа и теплоотводящим радиатором	0,23	36 Вт	8	
				67 Теплоотводящий радиатор
Между теплоотводящим радиатором и воздухом	0,65	72 Вт	47	
				20 Окружающая среда
Всего			80	

использования для охлаждения электрического вентилятора просто потому, что мнение о его якобы способности создавать ультразвуковые электрические шумы выглядит, по крайней мере, глупым и следует просто потратить сумму, необходимую для оснащения усилителя вентилятором, на дополнительные охлаждающие ребра радиатора, чтобы они отводили тепло в абсолютной тишине. Точный тепловой расчет схемы достаточно прост, но утомителен, с большим количеством вводимых параметров и представляет превосходный образец работы с крупноформатными таблицами. Окончательным ответом расчета будет минимально необходимый запас между прогнозируемыми температурами р-п-переходов и максимально допустимыми значениями. Поскольку диапазоны выходной мощности и полного комплексного выходного сопротивления уже определены, то единственной переменной, которой можно манипулировать, остается величина теплового сопротивления от радиатора к окружающей среде; а это как раз и составляет компромисс между охлаждающей способностью радиатора и его ценой; более высокие температуры всегда снижают надежность работы полупроводниковых приборов. Для приближенных расчетов можно ориентироваться на значения, приведенные в табл. 9.6.

Из приводимой таблицы видно, что температура р-п-переходов транзисторов будет примерно на 80 градусов превышать температуру окружающей среды, т.е. для нормальных условий будет составлять порядка 100 °С; максимальная температура р-п-перехода принимается равной 200 °С, однако на практике будет неразумным приближаться при расчетах достаточно близко к этим достаточно реальным предельным значениям. Следует отметить, что термопрокладки между корпусом интегральной микросхемы и радиатором являлись очень эффективным средством улучшения теплоотвода, а стандартное исполнение приводит к несколько более высоким значениям теплового сопротивления.

Теплоотводящие радиаторы, использовавшиеся в прототипе усилителя, имели тепловое сопротивление порядка 0,65 °С/Вт из расчета на один канал. Это достаточно крупный кусок металла, а так как при производстве алюминия используется электричество, то он просто обречен быть дорогим.

## 9.15. Законченная схема трехрежимного усилителя

Полная схема усилителя класса А приводится на рис. 9.19, она дополнена входной компенсационной обратной связью (для автоматического регулирования) (bootstrap). Схема может показаться излишне сложной, однако в ней оказались добавленными только четыре недорогих транзистора, необходимых для создания высокоточной схемы управления током в рабочей точке ВАХ для усилителя класса А, и еще один дополнительный транзистор для осуществления собственно функции переключения режимов усилителя. Так как система задания смещения была описана ранее, то здесь описываются только оставшиеся подсистемы усилителя.

Входной каскад выполнен в полном соответствии с методологией автора книги, заключающейся в использовании высокого значения тока общей цепи питания для того, чтобы получить максимальное значение крутизны характеристики, и дальнейшей ее линеаризации путем добавления входных резисторов отрицатель-

ной обратной связи R2, R3, позволяющих уменьшить окончательное значение крутизны до требуемого уровня. Транзисторы TR10, TR11 токового зеркала заставляют коллекторные токи двух входных приборов, TR2 и TR3, быть равными, компенсация входного каскада позволяет предотвратить генерацию искажений второй гармоники. Зеркало охвачено отрицательной обратной связью резисторами R6 и R7, чтобы устранить влияние рассогласования базово-эмиттерных напряжений  $V_{be}$  транзисторов TR10 и TR11. Не без некоторого предчувствия дурного автор книги добавил в схему входную цепь, состоящую из резистора R9 и конденсатора C15, которая совершенно определенно не должна была определять границы ширины полосы пропускания системы, за исключением случая питания от буферного каскада при использовании применяемых на практике величин спад на высокой частоте мог широко варьироваться с изменением полного комплексного сопротивления, возбуждающего усилитель. Идея заключалась в том, чтобы предоставить возможность воздействовать на эфирные радиопомехи без того, чтобы урезать полосу (to cut tracks). Сопротивление резистора R9 может быть увеличено для задания полосы пропускания в случае, если полное комплексное сопротивление источника известно, имеет фиксированное значение и учитывается при выборе величины сопротивления R9; всегда следует иметь в виду, что любое значение, превышающее 47 Ом, будет заметно ухудшать шумовые характеристики.

Ток общей цепи питания входного каскада увеличен с 4 до 6 мА, а ток покоя каскада усиления напряжения увеличен с 6 до 10 мА по сравнению с соответствующими величинами исходной схемы, приведенной в главе 6. Это позволяет увеличить максимальные значения как положительной, так и отрицательной скоростей нарастания сигналов с +21 и -48 В/мкс до значений +37 и -52 В/мкс; как указывалось в главе 7, данный тип усилителей характеризуется асимметричностью скоростей нарастания для положительной и отрицательной полуволн. Одна из причин заключается в наличии сквозного соединения в источнике тока каскада усиления напряжения; в исходной схеме нежелательное ограничение на скорость нарастания сигнала устанавливалось фронтами импульсов, воздействующих через емкость с-b источника тока и приводящих к снижению напряжения смещения во время нарастания положительного фронта сигнала. В рассматриваемом же случае воздействие данного эффекта сведено к минимуму за счет использования генератора смещения источника тока типа отрицательной обратной связи, при этом коллекторный ток каскада усиления напряжения выбран в качестве управляемой переменной. Транзистор TR21 определяет величину падения напряжения на резисторе R13 и, если это значение стремится превысить напряжение  $V_{be}$ , увеличивает свою проводимость, чтобы увеличить напряжения на базах транзисторов TR1 и TR5. Конденсатор C11 отфильтровывает сигнал источника постоянного тока и предотвращает поступление пульсирующего напряжения с шины V+. Резистор R5 и конденсатор C14 обеспечивают развязку, чтобы не допустить влияния транзистора TR5 на ток общей шины питания в процессе управления током каскада усилителя напряжения.

Увеличение входного тока общей цепи питания также слегка улучшает линейность входного каскада, так как увеличивает общий коэффициент усиления тран-

зисторов gm и позволяет через резисторы R2 и R3 прикладывать более сильную отрицательную ОС.

Линейность каскада усилителя напряжения обеспечивается за счет транзистора TR12 каскада увеличения коэффициента усиления по току, который увеличивает коэффициент усиления локальной отрицательной ОС через конденсатор Мюллера С3 доминантного полюса (т.е.  $S_{dom}$ ). Сопротивление резистора R36 было увеличено до 2,2 кОм с целью снижения рассеиваемой мощности, так как, кажется, он не оказывает ощутимого влияния на линейность характеристики или скорость нарастания сигнала. Но его вовсе нельзя исключать из схемы, так как это сильно повлияет на линейность, а скорость нарастания значительно ухудшится.

Как описано в главе 8, наиболее простой способ предотвратить поступление пульсаций в каскад усилителя напряжения по шине питания V – заключается в использовании старинной развязывающей RC-цепи с малым значением сопротивления и большим значением емкости. Для отрицательных значений, по сравнению с положительными, они могли достигать почти 200 мВ (см. раздел 9.9) и расходование их в виде падения напряжения на RC-развязке обеспечит симметричность ограничения. Резистор R 37 и конденсатор С12 выполняют данную функцию; низкое значение напряжений на шинах в данной схеме позволяет конденсатору С12, имеющему емкость 1000 мкФ, быть достаточно компактным элементом.

Выходной каскад представлен в виде пары с комплементарной обратной связью (CFP), которая, как уже указывалось ранее, обеспечивает самые высокие линейность характеристики и стабильность тока в рабочей точке благодаря двум цепям локальных отрицательных обратных связей, охватывающих каскад предусилителя и выходные полупроводниковые приборы. Стабильность тока в рабочей точке особенно важна, когда значения сопротивлений резисторов R16 и R17 составляют 0,1 Ом, однако эти чрезвычайно малые значения могли бы оказаться весьма рискованными в выходном каскаде на двойном эмиттерном повторителе. Эффективность по напряжению в случае каскада на паре с комплементарной обратной связью также оказывается выше в сравнении с версией на эмиттерных повторителях. Резисторы R25 и R26 определяют требуемое значение коллекторного тока для транзисторов TR6 и TR8 задающего каскада, а также обеспечивают эффективное вытягивание (рассасывание) заряда из базовых областей выходных приборов при их выключении. Нижний предоконечный каскад в данном случае выполнен (*на интегральной микросхеме*) BD136; она обладает более высоким значением  $f_T$  по сравнению с MJE350 и, как представляется, оказывается менее восприимчивой к нечетным паразитным гармоникам при отрицательном ограничении.

Новые, более низкие значения сопротивлений выходных эмиттерных резисторов R16, R17 уменьшают наполовину искажения в режиме класса АВ. Это в равной степени справедливо при работе в классе А со слишком малым значением полного комплексного сопротивления нагрузки, либо при работе в классе В, но при невозможности установить значение тока в рабочей точке  $I_q$  достаточно высоким. Это как раз соответствует последнему случаю, когда более высокое значение тока  $I_q$  действительно оказывается более выгодным по сравнению с низким, но все же не настолько, и режим работы в классе АВ продолжает оставаться бедняжкой – третьим по линейности характеристики относительно режимов работы в классах А и В.

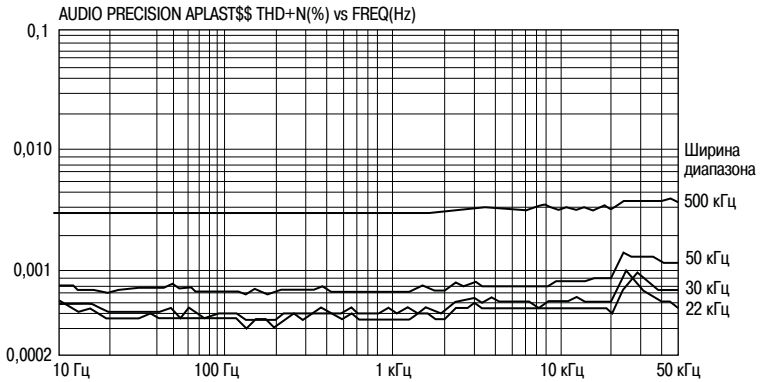
Область устойчивой работы (SOAR) задается цепью с участием транзисторов TR18, TR19. Это одноградиентная система области устойчивой работы, SOAR, которая проще, чем двухградиентная область устойчивой работы, и, следовательно, несколько менее эффективна в смысле задания пределов ограничения области как можно ближе к истинной области для выходных транзисторов. В данном конкретном случае с малыми значениями напряжения шин питания получение максимального значения области устойчивой работы транзисторов, SOAR, в действительности не составляет особой цели; более важным становится контроль за максимальными температурами р-п-переходов транзисторов в режимах работы Классов А и АВ.

Коэффициент общей отрицательной обратной связи равен 32 дБ на частоте 20 кГц, что могло бы обеспечить достаточный запас устойчивости против возникновения генерации типа Найквиста. Общая отрицательная обратная связь увеличивается со скоростью 6 дБ/октаву с уменьшением частоты к пологому участку на уровне примерно 64 дБ, граница достаточно примерно может быть определена частотой 300 Гц; это значение затем сохраняется вплоть до частоты 10 Гц. Очень удачно, что величина и частота в данном случае не являются критическими, поскольку они зависят от коэффициентов усиления транзисторов и ряда других не вполне определенных параметров.

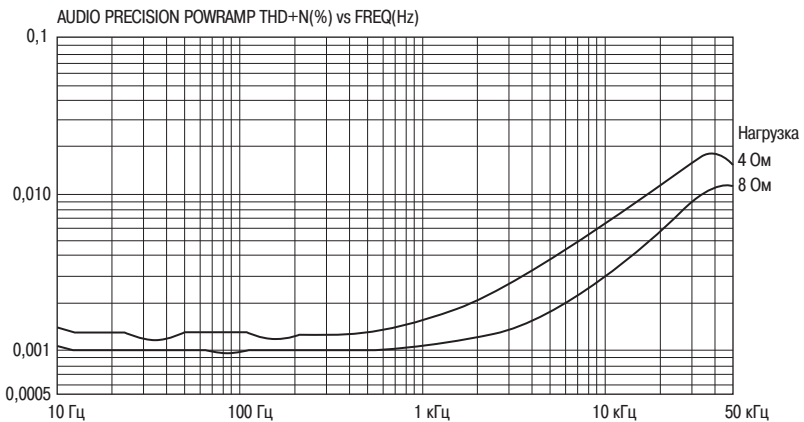
Достаточно часто в магазинах, торгующих высококачественной аудиотехникой, заявляют, что усилители на полупроводниковых приборах воспроизводят звук более качественно после нескольких часов либо даже дней прогрева. Если это правда (чего, естественно, не может быть в подавляющем большинстве случаев), то такое положение дел представляет в полном смысле этого слова впечатляющую некомпетентность разработчиков аппаратуры. Подобные обвинения с особой долей яда высказываются относительно разработок класса А, так как вполне очевидно, что большие по размерам теплоотводящие радиаторы требуют некоторого времени для достижения рабочей температуры, поэтому, по мнению автора книги, он просто обязан со всей ответственностью заявить, что в режиме работы в классе А в данной разработке стабилизация всех электрических характеристик происходит менее чем за секунду, обеспечивая полностью заданные параметры звучания. Никакого времени, помимо указанного, для прогрева аппаратуры не требуется; совершенно очевидно, что для теплоотводящих радиаторов требуется некоторое время для достижения установившегося режима, однако, как указывалось ранее, были выполнены специальные измерения, чтобы доказать, что температура компонентов схемы не оказывает значительного влияния на рабочие условия или характеристики.

## 9.16. Источник питания

Подходящий нестабилизированный источник питания это тот, который изображен на схеме рис. 8.1; напряжение вторичной обмотки трансформатора составляет 20–0–20 В среднеквадратического значения, а накопительные конденсаторы, емкость которых составляет 20000 мкФ на шину, будут обеспечивать напряжения примерно  $\pm 24$  В. Данный источник питания должен быть рассчитан на длительную работу при максимальном значении тока, поэтому для модуля мостовой



**Рис. 9.20.** Частотные характеристики искажений в системе (измерений) AP-1 при различных значениях полосы пропускания (установки)



**Рис. 9.21.** Частотные характеристики искажений при режиме работы в классе В (Лето). Искажения при работе на нагрузку 4 Ом всегда более значительны. Мощность составляла 20 Вт при работе на нагрузку 8 Ом и 40 Вт при нагрузке 4 Ом, полоса пропускания составляла 80 кГц

схемы выпрямления должен быть предусмотрен соответствующий радиатор, и особое внимание уделено уровням токов пульсаций в накопительных конденсаторах. Это одна из причин, почему емкость накопительных конденсаторов была удвоена и доведена до значения 20000 мкФ на шину питания по сравнению с емкостью 10000 мкФ, которые использовались в разработке усилителя класса В; напряжение пульсаций было уменьшено вдвое, что позволило улучшить эффективность по напряжению, так как именно величина спада (углубления) пульсаций определяет начало одностороннего ограничения, при этом в дополнение ко всему ток пульсаций, остающийся неизменным по общей величине, в этих условиях делится между двумя компонентами. (Емкость была увеличена не для того, чтобы снизить инжекцию пульсирующей составляющей постоянного тока, которая может быть достигнута более экономичным и эффективным способом за счет обеспечения более высокого значения коэффициента подавления источника тока, PSRR.) Не рекомендуется исключать из схемы плавкие предохранители вторичной обмотки трансформатора; даже в современные времена выпрямительные диоды все же выходят из строя, а трансформаторы остаются по-прежнему ужасно дорогостоящими...

## 9.17. Эксплуатационные параметры

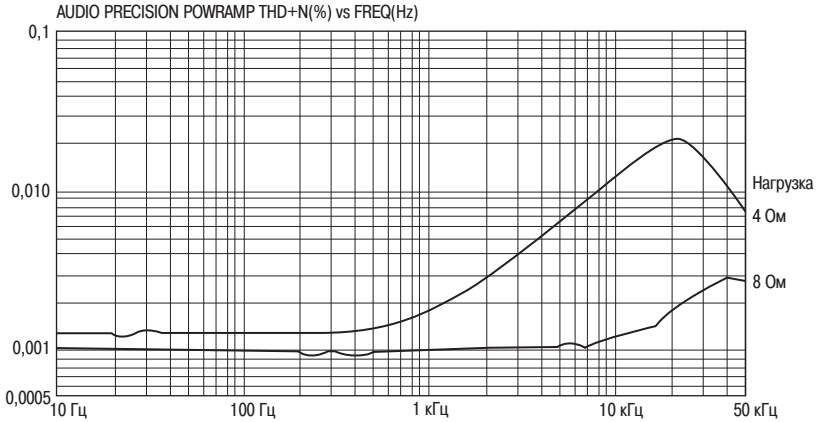
Рабочие характеристики правильно рассчитанного усилителя класса А способны бросить вызов даже точнейшей аудио-испытательной системе. Чтобы дать некоторое представление об этом, на рис. 9.20 приводятся искажения для АР генератора, возбуждающего непосредственно анализатор при различных значениях полосы пропускания. При этом наблюдается изменения собственного режима (работы) на частотах 2 кГц и 20 кГц, вызывающие ступенчатое увеличение уровня искажений генератора; они также наглядно проявляются на зависимостях суммарного коэффициента нелинейных искажений для режима работы усилителя в классе А.

На рис. 9.21 приведены искажения для режима работы в классе В для усилителя мощностью 20 Вт, развиваемой в нагрузке 8 и 4 Ом, тогда как на рис. 9.22 показаны те же самые характеристики для работы в режиме классов А/АВ. На рис. 9.23 приведены искажения при работе в классе А при различных полосах пропускания измерений. При более узких полосах пропускания обманчиво игнорируются ВЧ искажения, однако более отчетливо проявляется блестящая линейность характеристики ниже частоты 10 кГц. На рис. 9.24 приводится непосредственное сравнение частотных характеристик для режимов работы в классах А и В. ВЧ подъем характеристики для случая класса В связан с искажениями более высоких порядков, вызванных переходом сигнала через нулевое значение, которые линеаризуются гораздо хуже отрицательной обратной связью, эффективность действия которой снижается с увеличением частоты.

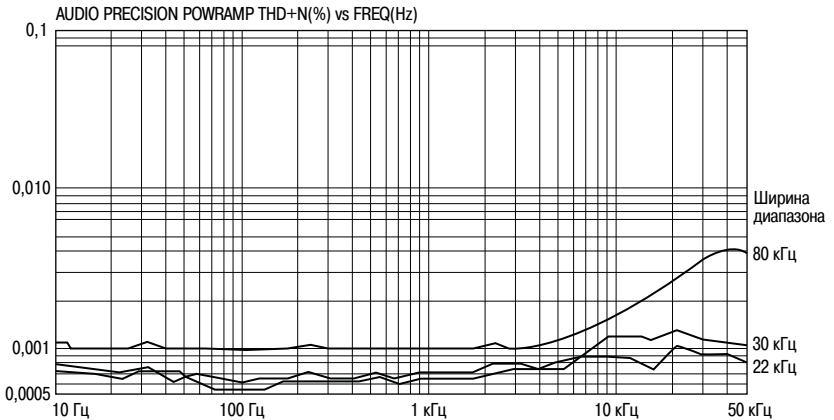
## 9.18. Дополнительные возможности

Одной из интересных возможностей развития идей, представленных здесь, является адаптивный (или приспособляющийся) трехрежимный усилитель. Он смог бы переключаться в режим работы класса В при определении перегрева полупроводникового прибора или его теплоотводящего радиатора и мог бы оказаться уникальным примером усилителя, который меняет режим работы, чтобы лучше соответствовать условиям работы. Система тепловой защиты должна была

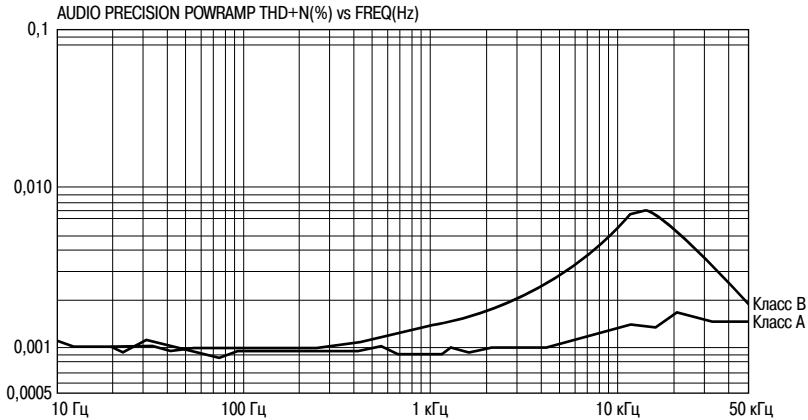




**Рис. 9.22.** Частотные характеристики искажений при режиме работы в классе А/АВ (Зима), уровни мощностей и значения полосы пропускания те же, что и на графиках рис. 9.21. Усилитель находится в режиме класса АВ для случая нагрузки 4 Ом, поэтому уровень искажений выше по сравнению со случаем работы в Классе В на нагрузку 4 Ом. При ширине полосы пропускания 80 кГц зависимость для класса А ниже частоты 10 кГц почти совпадает с уровнем шума



**Рис. 9.23.** Частотные характеристики искажений только для работы в классе А (мощность 20 Вт, нагрузка 8 Ом) для различных значений полосы пропускания измерительной установки. При меньших значениях полосы пропускания не проявляются ВЧ искажения, однако, более четко проявляется исключительно высокая линейность характеристики ниже частоты 10 кГц



**Рис. 9.24.** Непосредственное сравнение частотных характеристик режимов работы в классе А и классе В (мощность 20 Вт, нагрузка 8 Ом) при полосе пропускания измерений 30 кГц. ВЧ подъем характеристики для случая Класса В связан с неспособностью отрицательной обратной связи, коэффициент которой падает с увеличением частоты, линейаризовать в выходном каскаде искажения более высоких порядков, связанные с переходом сигнала через нулевое значение

бы быть фиксирующей состояние; переключение из класса А в класс В через каждые несколько минут подвергало бы выходные полупроводниковые приборы необходимому термостатированию.

## 9.19. СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Moore, B J An Introduction To The Psychology of Hearing Academic Press, 1982, стр. 48-50.
2. Tanaka, S A New Biasing Circuit for Class-B Operation Journ. Audio Eng. Soc. Jan/Feb 1981, стр. 27.
3. Fuller, S Privat communication.
4. Nelson Pass Build A Class-A Amplifier Audio, Feb 1977, стр. 28.
5. Linsley-Hood, J Simple Class-A Amplifier Wireless World, April 1969, стр. 148.
6. Self, D High-Performance Preamplifier Wireless World, Feb 1979, стр. 41.
7. Nelson-Jones, L Ultra-Low Distortion Class-A Amplifier Wireless World, March 1970, стр. 98.
8. Giffard, T Class-A Power Amplifier Elektor Nov 1991, стр. 37.
9. Linsley-Hood, J High-Quality Headphone Amp Hi-Fi News and PR, Jan 1979, стр. 81.
10. Nelson Pass The Pass/A40 Power Amplifier The Audio Amateur, 1978, стр. 4 (Push-pull).
11. Thagard, N. Build a 100 W Class-A Mono Amp Audio, Jan 1995, стр. 43.

## Глава 10. Усилители мощности класса G

---

Большинство типов акустических усилителей мощности оказываются менее эффективными по сравнению с усилителями класса B; например, усилитель класса AB значительно уступает в эффективности на нижнем пределе допустимой выходной мощности, хотя совершенно очевидно, что усилитель класса A, в сущности, тратит всю энергию, поступающую в него извне. Создание усилителя, имеющего более высокую эффективность, представляет очень сложную задачу. Усилители класса D, в которых используется ультразвуковая широтно-импульсная модуляция, могут обеспечить более высокую эффективность, и в ряде случаев действительно делают это, но это представляет собой достаточно сложное техническое решение. Практическая эффективность усилителей класса D основывается на правильности расчета самой схемы и характеристиках используемых приборов. Неизбежное использование выходного LC-фильтра – для гармоник второго порядка, по крайней мере, может только обеспечить плоскую характеристику только для одного значения выходного полного комплексного сопротивления, а его магнитные элементы не только недешевы, но и сложны для расчета. Также вполне возможно возникновение приводящих в уныние проблем, связанных с достижением приемлемого уровня собственных электромагнитных помех. Таким образом, усилитель класса D нельзя считать привлекательным образчиком для использования в качестве домашнего высококачественного усилителя, который должен работать с отдельными громкоговорителями, характеристики полного комплексного сопротивления которых к тому же достаточно часто просто неизвестны.

Существуют, однако, усилители, относящиеся к классу G. Мощность отбирается либо от высоковольтных, либо от низковольтных шин питания, в зависимости от условий, определяемых уровнем сигнала. Данное техническое решение прошло сложный путь до того, как начало осуществляться, однако в настоящее время оно широко используется в усилителях очень большой мощности в громкоговорящих системах оповещения, для которых очень важной является проблема экономичности, также их присутствие оправдано в системах домашнего кинотеатра; если

в наличии имеется семь или восемь усилителей, вместо привычных двух, то потери (бесполезная трата) энергии в них становится весьма немаловажным фактором. Усилители класса G прочно обосновались в усилителях мощности сверхнизкочастотных динамиков (сабвуферов), и даже в схемах упрощенных модемов, используемых для подключения к асимметричным цифровым абонентским линиям, ADSL. Это такое техническое решение, для которого, наконец, пришло время.

## 10.1. Основы работы усилителя в классе G

Музыкальный сигнал характеризуется очень большим отношением пикового значения к среднему уровню. В течение основного промежутка времени мощность выходного сигнала находится значительно ниже пикового уровня, что и делает возможным улучшение характеристик эффективности усилителей класса G. Даже элементарную статистику этого отношения для различных музыкальных жанров найти, к большому удивлению, практически невозможно, но при этом обычно принимается, что диапазон в 10 дБ для тяжелого рока и диапазон в 30 дБ для классической музыки перекрывает практически все возможные случаи.

Если сигнал большую часть времени соответствует низкому уровню мощности, то в этом случае усилитель с малым уровнем выходной мощности окажется более эффективным. Большую часть времени более низкий уровень выходной мощности обеспечивается питанием от шин с более низким напряжением, с малым падением напряжения между шиной питания и выходом усилителя и, соответственно, с более низкими потерями мощности. Наиболее популярные конфигурации усилителей класса G имеют две или три пары шин питания, при этом две пары обычно используются в высококачественных установках, тогда как три или более пар шин питания используются в усилителях громкоговорящих систем оповещения.

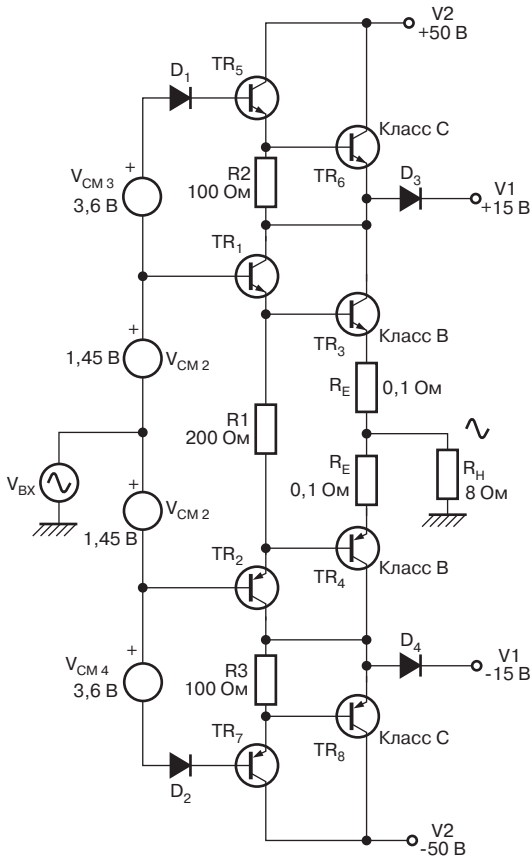
Когда действительно возникают сравнительно высокие уровни выходной мощности, то они должны обрабатываться посредством особого механизма, который способен обеспечить подачу большого уровня мощности, сопровождаемого высокими уровнями рассеиваемой мощности, но при всем этом только на очень короткие периоды времени. Во время этих нечастых моментов, когда пиковая мощность значительно превышает средний уровень, питание осуществляется от пары высоковольтных шин. Совершенно очевидно, что процесс переключения между шинами питания представляет основное звено всей проблемы таких усилителей, и каждый, кто хоть раз в жизни занимался расчетом и проектированием радиотехнических схем, начнет немедленно размышлять о том, как легко или, наоборот, сложно, окажется осуществлять такое переключение с сигналом, имеющим частоту 20 кГц, чтобы полностью исключить возникновение паразитных помех.

Существует два основных метода, или конфигурации, при которых питание схемы производится от двух шин питания – это последовательный и параллельный методы. В данной главе будет рассматриваться только последовательная конфигурация, так как она, как полагает автор данной книги, более часто применяется в высококачественной звуковоспроизводящей аппаратуре. Параллельная

конфигурация более часто используется в усилителях высокой мощности, применяемых в громкоговорящих системах оповещения.

## 10.2. Усилители класса G с последовательной конфигурацией

Последовательная конфигурация выходного каскада усилителя Класса G, в которой используются шины с двумя напряжениями питания, приводится на рис. 10.1. Так называемыми внутренними приборами являются те, которые используются при работе усилителя в классе B; те, которые осуществляют переключение шин питания при пиковом уровне сигнала, называются внешними приборами – что касается точки зрения автора данной книги, при исследовании данной схемы тип выходного каскада на эмиттерных повторителях выбран из-за его более высокой

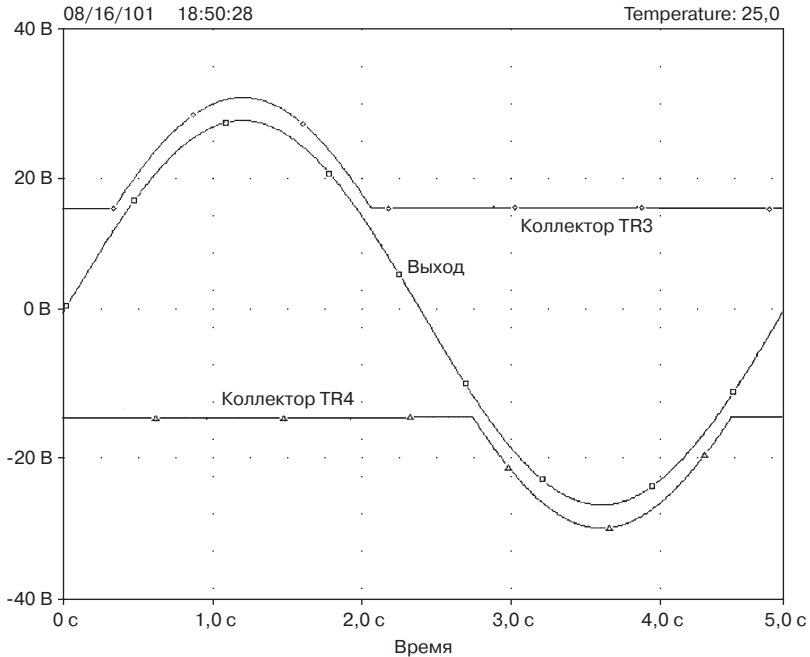


**Рис. 10.1.** Выходной каскада класса G с последовательной конфигурацией, или каскад класса B + C. Значения напряжений и номиналов схемы обычные. Внутренний каскад представляет эмиттерный повторитель, работающий в классе B. Схема смещения выполнена в соответствии с предложенной автором данной книги

устойчивости в отношении локальной ВЧ неустойчивости, хотя использование варианта выходного каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, могло использоваться при известной осторожности как для внутренних, так и для внешних приборов, либо для тех и других сразу. Для достижения максимальной эффективности по выходной мощности внутренний каскад обычно работает в классе В, хотя совершенно нет никаких причин для того, почему бы он не работал в классе АВ, либо классе А; эти небезыңтересные подробности работы будут обсуждены в книге чуть позже. Если мощные выходные внутренние приборы работают в классе В, а внешние находятся под нагрузкой в течение времени, которое составляет гораздо много меньше, чем половина, и обеспечивая высокую эффективность при работе в классе С, то согласно классификационной схеме, предложенной автором данной книги [1], такой вариант должен быть обозначен как класс В + С. Значок «плюс» означает последовательное, а не параллельное включение внешних и внутренних выходных приборов. Данная базовая конфигурация была разработана фирмой Хитачи (Hitachi) с целью снизить количество тепла, выделяющегося при работе усилителя [2, 3]. Музыкальный сигнал большую часть времени имеет сравнительно небольшой уровень, при котором отношение пикового значения к среднему является достаточно большим, поэтому рассеиваемая при работе мощность будет значительно уменьшена при питании схемы от  $\pm$  шин источника питания в течение этого промежутка времени.

Транзисторы внутреннего каскада TR3, TR4 работают в обычном Классе В. Транзисторы TR1, TR2 являются обычными приборами предоконечного каскада, а резистор R1 является их общим эмитерным резистором. В схеме требуется обычный генератор смещения  $V_{см}$  с температурной компенсацией, представленный здесь теоретически разбит на две части для обеспечения симметричности схемы при ее анализе с использованием программы моделирования SPICE; так как внутренние мощные полупроводниковые приборы работают в Классе В, то именно их температура должна отслеживаться при установлении условий, определяющих величину тока в рабочей точке ВАХ. Питание от нижнего источника подается через диоды D3, D4, обычно называемые коммутирующими, чтобы подчеркнуть их роль в осуществлении переключения шин питания. Само слово «коммутация» может вызвать некоторое недоумение, связанное с обычным переходом напряжения через нулевое значение (точку кроссовера) при работе в обычном классе В. Поэтому автор книги предпочитает использовать для обозначения уровня, при котором происходит переключение шин, уровнем перехода.

Когда положительный непрерывный сигнал начинает превышать напряжение низковольтной шины питания + V1, открывается диод D1. Транзисторы TR5 и TR6 открываются, а диод D3 закрывается, поэтому собственный выходной ток теперь поступает от высоковольтной шины питания + V2, при этом падение напряжения, а следовательно, и рассеиваемая мощность, делятся между транзисторами TR4 и TR6. Работа схемы при сигнале с отрицательной полярностью осуществляется точно так же. На рис. 10.2 показано, как коллекторные напряжения мощных выходных приборов внутреннего каскада удаляются по величине от напряжения выходных шин по мере приближения к нижнему уровню напряжения питания.



**Рис. 10.2.** Выходной сигнал каскада, работающего в классе G и коллекторные напряжения выходных приборов внутреннего каскада

Усилитель класса G, если говорить в общем, имеет худшую линейность характеристики по сравнению с усилителем, работающим в классе B, ответственность за это обычно возлагается на диоды и связывается с проблемами, возникающими при их переключении. Как всегда, приобретенное знание составляет только половину дела, так как существуют иные проблемы с линейностью, которые, как это будет вскоре продемонстрировано, не связаны только с инерционностью диодов. Неотъемлемым принципом работы усилителей класса G является то, что если действительно наблюдаются неподвижные проблемы с переключением, то они встречаются только при среднем уровне выходной мощности или превышающем его и достаточно просто исключаются из критической области перехода сигнала через нулевое значение, в которой усилитель находится большую часть времени. Усилитель класса G имеет линейность характеристики в области малой выходной мощности, которой обладает усилитель класса B, точно так же, как и усилитель класса AB обладает при работе в области малой выходной мощности характеристиками усилителя класса A.

### 10.3. Эффективность работы усилителя класса G

В стандартном математическом методе расчета эффективности усилителей класса B с использованием возбуждения сигналом синусоидальной формы применяется непосредственное интегрирование а пределах полупериода для того, чтобы

рассчитать внутреннюю рассеиваемую мощность относительно напряжения, т.е. относительно доли возможного размаха выходного напряжения. Как хорошо известно, для класса В максимальная рассеиваемая мощность составляет примерно 40 % от величины максимальной выходной мощности, или относительно доли выходного напряжения около 63 %, которые также производят те же самые 40 % от максимальной выходной мощности в нагрузке.

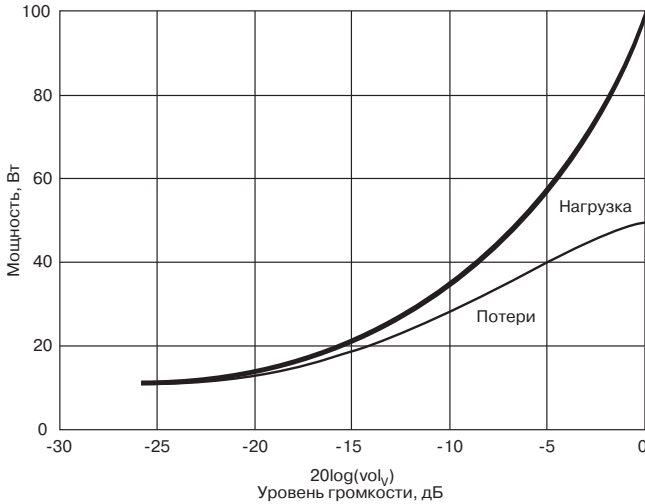
Математические выкладки достаточно просты, так как форма сигнала не зависит от уровня выходного сигнала (т.е. является синусоидальной). Используются все возможные упрощения, такие, например, как равенство нулю тока в рабочей точке, отсутствие эмиттерных резисторов, отсутствие потерь из-за насыщения  $V_{ce(sat)}$  и т.д. При рассмотрении усилителей класса G, с другой стороны, форма сигнала сильно зависит от уровня выходного напряжения, что приводит к необходимости использовать переменные пределы интегрирования и т.д., что приводит к громоздкости вычислений.

Метод моделирования с использованием ориентированной на ИМС программы SPICE, описанный Селфом (Self) [4], намного проще, хотя несколько трудоемкий, может использоваться входной сигнал любой формы, обеспечивая получение диаграммы распределения мощности, PPD, которая отображает, как мощность, поступающая от источника питания, распределяется между рассеиваемой мощностью в выходных приборах и полезной мощностью в нагрузке.

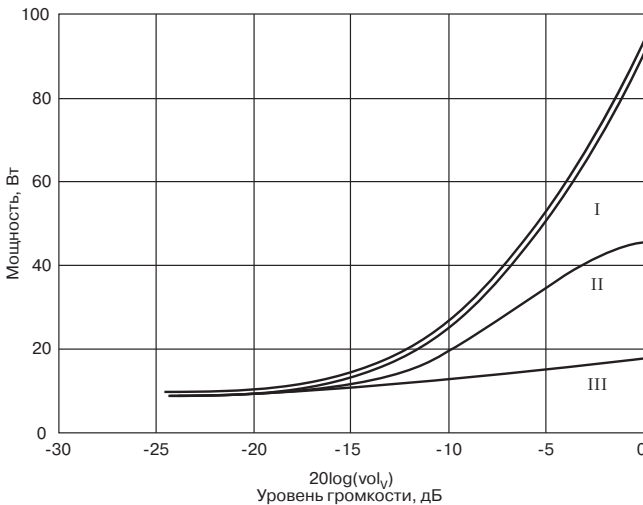
Никто не подвергает сомнению тот факт, что сигналы синусоидальной формы непригодны для моделирования музыкального сигнала и что их основное преимущество заключается в том, что они позволяют провести прямое сравнение с чисто математическим приближением. Однако, так как основной задачей использования усилителей класса G является энергосбережение, а форма используемого сигнала сильно влияет на конечный результат, то автор данной книги сконцентрировал все свое внимание на диаграмме распределения мощности, PPD, усилителя с реальными музыкальными сигналами или, во всяком случае, с их статистическим представлением. Приближение для случая треугольной функции распределения вероятностей, PDF, описано в работе Селфа (Self) [5].

На рис. 10.3 показана диаграмма распределения мощности, PPD, в случае треугольного распределения плотности вероятности, PDF, для традиционного усилителя класса В с выходным каскадом на эмиттерном повторителе, тогда как на рис. 10.4 представлена та же диаграмма для усилителя класса G, у которого напряжения (шин питания)  $\pm V_2 = 50$  В, а напряжения (шин питания)  $\pm V_1 = 15$  В, т.е. с отношением напряжений на шинах  $V_1/V_2$ , составляющим 30 %. Диаграмма распределения мощности, PPD, показывает мощность, рассеиваемую во всех четырех выходных полупроводниковых приборах, нагрузке, а также общую мощность, поступающую с шин питания. Зависимости показывают, каким образом входная мощность распределяется между нагрузкой и выходными приборами. Общие суммарные мощности несколько ниже по сравнению с поступающей входной мощностью, эта доля должна быть отнесена, как обычно, за счет потерь в предоконечном каскаде и резисторах. Необходимо обратить внимание, что в усилителе класса G рассеиваемая мощность делится, хотя и не совсем поровну, между

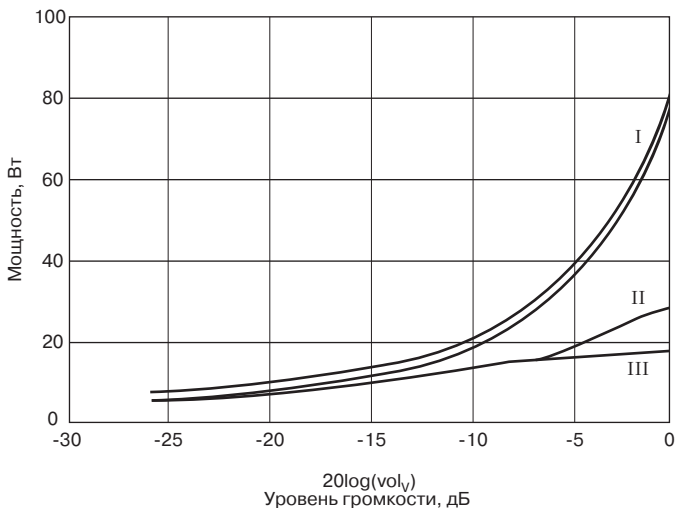




**Рис. 10.3.** Диаграмма распределения мощности для традиционного усилителя класса B с выходным каскадом на эмиттерном повторителе, обрабатывающего типичный музыкальный сигнал с треугольным законом плотности (распределения) вероятности, PDF. По оси X отложена громкость



**Рис. 10.4.** Диаграмма распределения мощности для усилителя класса G, у которого отношение напряжений на шинах питания  $V_1/V_2$  составляет 30 %. Сигнал подчиняется треугольному закону плотности (распределения) вероятности, PDF. По оси X отложена громкость. На внешних приборах не рассеивается никакая мощность, пока не достигнут уровень -15 дБ



**Рис. 10.5.** Диаграмма распределения мощности для усилителя класса G, у которого отношение напряжений на шинах питания  $V1/V2$  составляет 60 %. Сигнал подчиняется треугольному закону плотности (распределения) вероятности, PDF. При сравнении с диаграммами рис. 10.4 видно, что область рассеяния внутренних приборов увеличилась, а на долю внешних приборов почти ничего не осталось за исключением режима максимальной громкости

внутренними и внешними выходными приборами, а это помогает более эффективно использовать кремниевые полупроводниковые приборы.

На рис. 10.4 нижняя часть представляет мощность, которая рассеивается на внутренних приборах, а большая площадь как раз над ней представляет мощность, рассеиваемую во внешних приборах; для каждой группы приборов на графике отображено только собственная мощность рассеяния, потому что как в классе B, так и в классе G работает только одна часть усилителя одновременно. Рассеиваемая мощность внешними приборами равна нулю ниже порога переключения шин питания, расположенного на уровне  $-15$  дБ ниже уровня максимальной выходной мощности. Общая рассеиваемая мощность полупроводниковых приборов при полной выходной мощности снижена с 48 Вт в классе B до 40 Вт, что на первый взгляд и не может показаться очень значительным результатом для удвоения количества мощных транзисторов и приборов предоконечного каскада.

На рис. 10.5 приводятся точно такие же диаграммы распределения мощности, PPD, но напряжения на шинах питания  $\pm V2$  составляет 50 В, а напряжения  $\pm V1$  составляют 30 В, т.е. отношение  $V1/V2$  установлено на значении 60 %. Низковольтная область работы в данном случае распространяется вплоть до значения  $-6$  дБ относительно полной мощности, однако, рассеиваемая внутренними приборами мощность оказывается выше из-за более высокого значения напряжения шин питания  $V1$ . Результатом является то, что полная мощность приборов при

максимальной выходной мощности уменьшается с 48 Вт в классе В до 34 Вт, что представляет значительное улучшение. Значение полной эффективности усилителя сильно зависит от того, как соотношение напряжений на шинах питания соотносится с характеристиками музыкального сигнала. Домашние высококачественные усилители практически никогда не работают на полной громкости все время, и в реальной жизни более низкие значения напряжений на шинах питания V1 могут обеспечить более низкий уровень рассеиваемой мощности. Автор книги вовсе не предполагает, что отношение напряжений  $V1/V2 = 30\%$  является оптимальным соотношением при выборе напряжений для низковольтных шин питания во всех без исключения ситуациях, но такое соотношение выглядит вполне оправданным для большинства домашних высококачественных звуковоспроизводящих систем.

#### 10.4. Практические стороны дела

В свое время автор данной книги изрядно промучился с большим количеством «новых и улучшенных» выходных каскадов, которые обещали все, что душе угодно. Поэтому, встретившись с новой и интригующей особенностью, автор книги считает, что первое, что надо сделать в этой ситуации, так это изобразить внушающую доверие схему, подобно тому, как это сделано на рис. 10.1, и проверить, окажется ли она работоспособной при ее моделировании с использованием программы SPICE. Этот прием срабатывает вполне хорошо.

Следующий этап заключается в том, чтобы собрать схему, обеспечить ее питанием от шин с пониженным напряжением, чтобы свести к минимуму последствия возможных фейерверков и взрывов, и посмотреть, работает ли она реально на частоте 1 кГц. Этот этап гораздо сложнее и длительнее, чем может показаться.

Моделирование с использованием (ориентированной на интегральные микросхемы) программы SPICE чрезвычайно полезно, но оно не подходит для целей тестирования реального прототипа. Достаточно легко рассчитать сложный и с прекрасными характеристиками выходной каскад, который проявляет прекрасные качества в процессе моделирования, однако в реальности оказывается невозможным обеспечить его устойчивость в области высоких частот. Часть из наиболее интересных конфигураций имеют склонность страдать именно от этого.

Окончательный этап, и опять он гораздо больше, чем может показаться, это подвергнуть образец тестированию в реальном режиме работы на частоте 20 кГц, а также более высокой. И опять вполне вероятно встретиться с конфигурацией схемы, которая либо вовсе не работоспособна на частоте 20 кГц (например, из-за ограничений в скорости работы мощных выходных транзисторов), либо которая срывается в режим генерации, или иное не совсем правильное поведение, которое не могло быть обнаружено при тестировании на частоте 1 кГц.

Только после того как эти жизненно важные вопросы будут решены, наступает время рассмотрения деталей схемы и определения, насколько хороши могут оказаться характеристики работы усилителя.

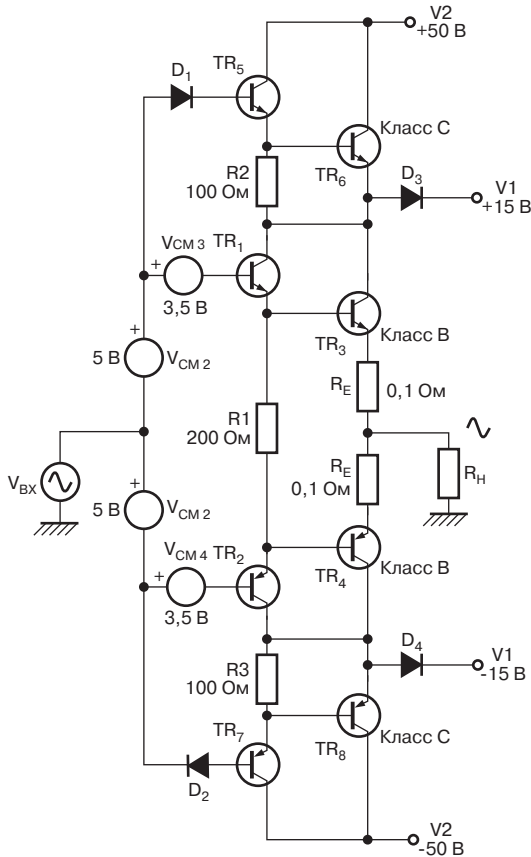
## 10.5. Требования к заданию напряжений смещения

Требования к заданию величин напряжений смещения гораздо сложнее по сравнению со случаем усилителя, работающего в классе В. Требуются два дополнительных генератора смещающего напряжения,  $V_{см3}$  и  $V_{см4}$ , чтобы заставить транзистор TR6 включиться до того, как на транзисторе TR3 исчезнет коллекторное напряжение. Значения этих дополнительных напряжений смещения не очень критичны, но они не должны снижаться до очень малых значений либо становиться слишком большими. Если эти напряжения смещения были бы установлены слишком малыми, то выходные приборы включались бы слишком поздно, затем напряжение  $V_{се}$  на транзисторе TR3 становится слишком малым и его способность пропускать ток снижается. При оценке этой ситуации следует принимать во внимание самое низкое значение полного комплексного сопротивления нагрузки, на которую планируется работа усилителя, а также токи, которые будут потребляться ей от выходных приборов. Стабилитроны коммерческого исполнения с обычными допусками на величину фиксируемого напряжения обеспечивают достаточную точность и стабильность для установки значений напряжений смещения  $V_{см3}$  и  $V_{см4}$ .

С другой стороны, если напряжение смещения задано слишком низким, то в результате выходные транзисторы будут открываться слишком рано, поэтому выделяемая тепловая мощность во внутренних приборах окажется выше, чем это необходимо для правильной работы. Последний случай создает меньшие проблемы, поэтому при возможных колебаниях величину данного напряжения смещения лучше было бы выбирать ближе к верхнему значению, чем к нижнему.

В оригинальной схеме, используемой компанией Хитаچی (Hitachi) [1], стабилитроны установлены последовательно на пути прохождения сигнала к внутренним транзисторам предоконечного каскада с целью установить напряжение смещения покоя выходных приборов, их напряжения оказываются вычтенными из напряжения основного генератора, задающего смещение, для которого было установлено значение 10 В (или что-то около того), намного большее значение напряжения, чем обычно (см. рис. 10.6). Моделирование с использованием программы SPICE продемонстрировало автору данной книги, что присутствие стабилитронов в основной (прямой) цепи прохождения сигнала к внутренним мощным полупроводниковым приборам приводит к плохой линейности, что, естественно, не может оказаться неожиданным. Также возникает проблема, что на условия, определяющие стабильность тока в рабочей точке, будут влиять изменения рабочего напряжения стабилитрона. Генератор напряжения смещения с рабочим значением 10 В, если это обычный множитель напряжения  $V_{be}$ , будет иметь намного более высокий температурный коэффициент для правильного отслеживания температуры.

Поэтому автор книги изменил схему задания смещения в соответствии с той, которая приводится на рис. 10.1. Основная цепь прохождения сигнала усилителя ведет непосредственно к внутренним приборам, а два дополнительных напряжения смещения оказываются находящимися в цепи к внешним выходным приборам; так как они не оказывают прямого воздействия на выходной сигнал, линейность этой цепи не является такой уж важной. Стабилитроны оказываются

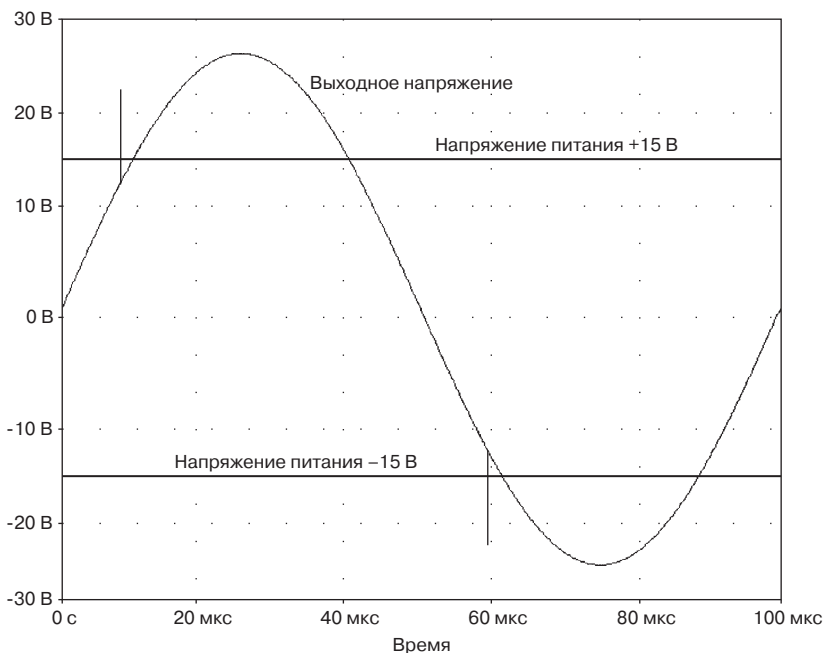


**Рис. 10.6.** Оригинальная схема задания напряжения смещения усилителя класса G, используемая компанией Хитачи, в которой напряжения смещений внутренних приборов получают вычитанием напряжений  $V_{CM3}$  и  $V_{CM4}$  из напряжения смещения, задаваемого основным генератором смещения

исключенными из основной цепи прохождения сигнала, поэтому генератор смещения может быть стандартным. Он должен иметь тепловую связь с внутренними мощными полупроводниковыми приборами; внешние же приборы не оказывают влияния на условия поддержания стабильности тока в рабочей точке.

## 10.6. Проблемы линейности последовательного усилителя класса G

Линейность усилителя класса G очень часто находится в состоянии неопределенности из-за трудностей с переключением шин питания. Диоды D3 и D4 должны быть мощными приборами, которые в состоянии пропускать токи в десятках и более ампер, а обычные кремниевые выпрямительные диоды, рассчитанные на подобные токи, имеют большое время выключения, связанное с рассасыванием

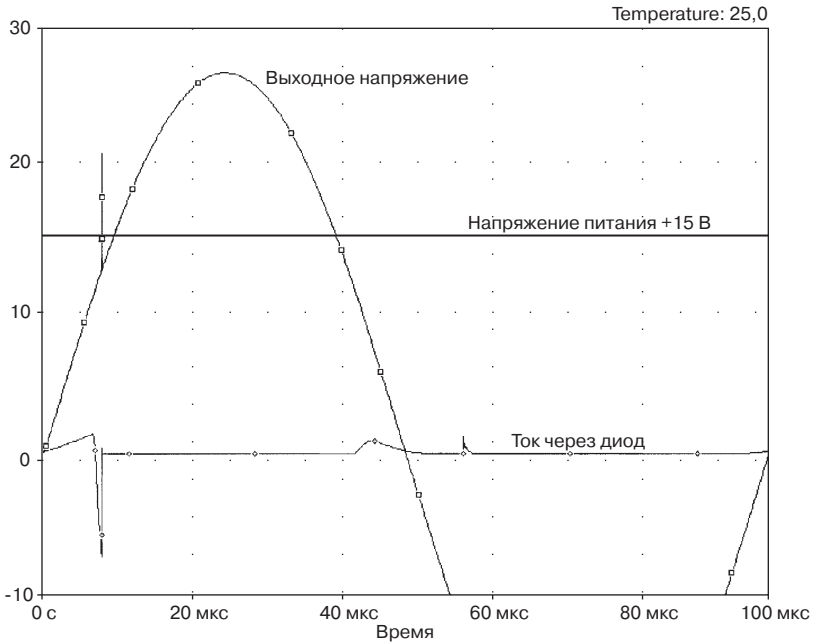


**Рис. 10.7.** Пикки, образовавшиеся из-за накопления заряда в обычных диодах; моделирование процесса выполнено для частоты 10 кГц. Они возникают только в момент выключения диода, поэтому их наблюдается за период всего два. Эти пикки (шумовые всплески) для частотной зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений полностью исчезают, когда в модели используются диоды Шоттки

большого накопленного заряда в базе. Этот процесс приводит к весьма негативному эффекту: когда напряжение на катоде диода D3 начинает превышать напряжение V1, диод пытается резко закрыться, однако подвижные носители заряда в базе поддерживают короткий, но большой по величине, обратный ток, так как они выносятся полем из области перехода. Этот ток поддерживается транзистором TR6, пытающимся в качестве эмиттерного повторителя поддерживать необходимое напряжение на своем эмиттере. До сих пор все хорошо.

Однако, когда ток диода прекращается, транзистор TR6 продолжает оставаться в проводящем состоянии, благодаря накоплению своих собственных носителей заряда. Избыточный ток, который он включил, чтобы питать диод в обратном направлении, начинает проходить через коллектор транзистора TR3, который пропускает его из-за низкого коллекторного напряжения  $V_{ce}$  транзистора, и далее пропускает его в нагрузку через эмиттер транзистора TR3 и резистор Re.

Этот процесс без труда демонстрируется программой SPICE при моделировании коммутационных переходных процессов; см. рис. 10.7 и 10.8. Необходимо обратить внимание, что за один период наблюдается только два, а не четыре пикка (шумовых всплеска) — так как они наблюдаются только при выключении диодов.



**Рис. 10.8.** Пики выходного напряжения позволяют останавливать выходной ток диода

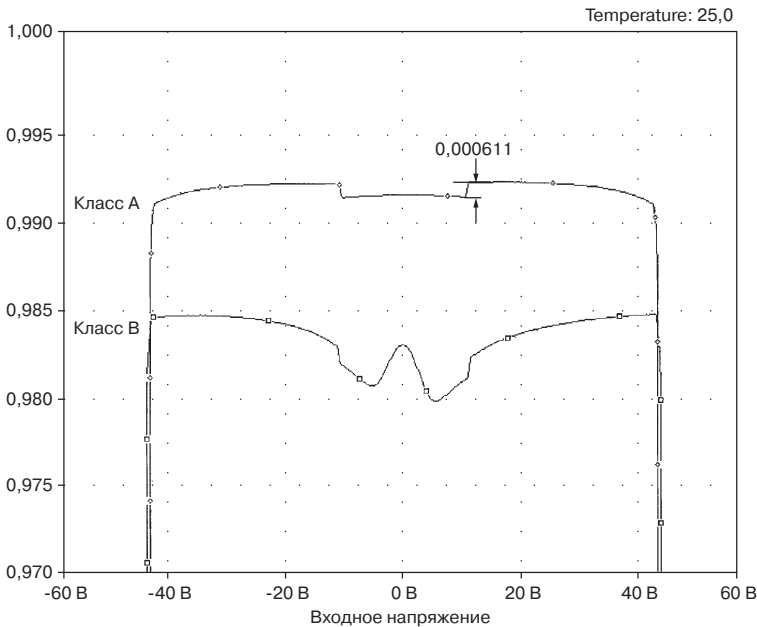
В оригинальной схеме компании Хитачи (Hitachi) этой проблеме пытались найти решение за счет использования быстродействующих транзисторов и диодов (с малым временем жизни носителей заряда), легированных золотом, однако согласно работе Сампея и др. (Sanpei et al) [2], это обеспечило только частичное решение проблемы.

В настоящее время очень просто искоренить данную проблему. Мощные диоды Шоттки легко доступны в настоящее время, тогда как их просто не существовало в далеком 1976 г. Они имеют очень высокое быстродействие за счет отсутствия неосновных носителей заряда и, следовательно, накопления заряда подвижных носителей в базе диода. Кроме того, они имеют дополнительное преимущество, заключающееся в небольшом прямом падении напряжения при больших токах, порядка 10 А или более высоких значениях. Основным их недостатком является сравнительно невысокое обратное напряжение, однако, по счастью, при использовании в усилителях класса G коммутирующие диоды подвергаются в самом худшем случае воздействию разности между напряжениями  $V_2$  и  $V_1$ , и то только тогда, когда усилитель находится в области малой рабочей мощности. Другим преимуществом использования мощных диодов Шоттки является то, что они действительно надежны, например, автор данной книги подверг испытаниям диоды компании Моторола (Motorola), рассчитанные на номинальный ток 50 А, воздействию тока в 60 А, причем многократно, и ни единого отказа. Все это является неплохим признаком. Пики (шумовые всплески) полностью исчезли на зависимостях, полученных методом моделирования с использованием программы

SPICE, если в качестве коммутационных диодов использовались выпрямительные диоды Шоттки. При моделировании использовались диоды производства компании Моторола (Motorola) MBR5025 с номинальным током 50 А и 25PIV.

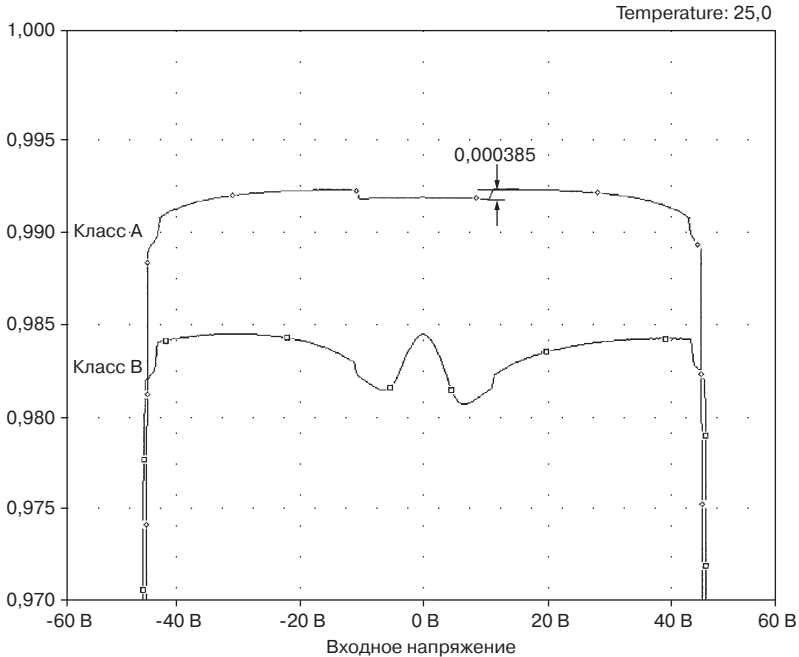
## 10.7. Статическая линейность

Результаты моделирования с использованием программы SPICE, приведенные на рис. 10.9, показывают, что статическая линейность (т.е. такая, когда не учитываются динамические эффекты, такие, например, как накопление заряда в базе диода) значительно хуже по сравнению с усилителями класса В. Существует обычное для усилителей класса В колебание (качание, неустойчивость) коэффициента усиления в области точки перехода сигнала через нулевое значение точно такой же величины и формы, что и для обычного усилителя Класса В, однако в данном случае также присутствует ступенька зависимости коэффициента



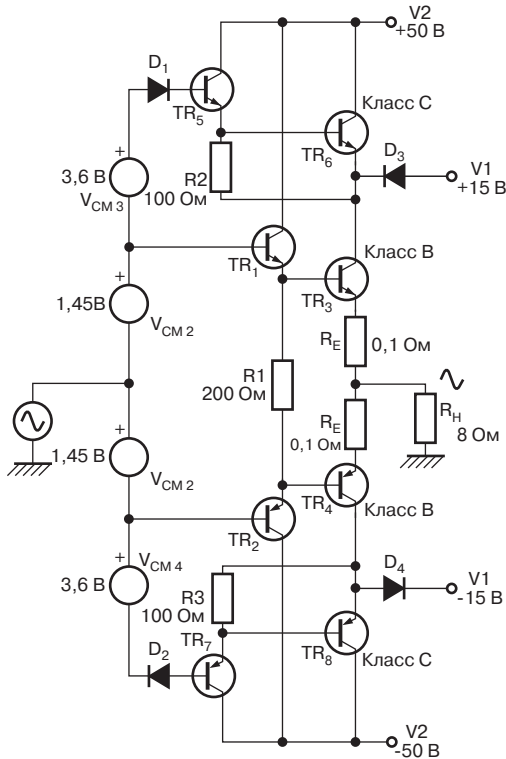
**Рис. 10.9.** Моделирование с использованием программы SPICE показывает изменения в постепенно увеличивающемся усилении последовательного усилителя класса В с выходным каскадом, выполненным на базе эмиттерного повторителя. Ступеньки в зависимости коэффициента усиления в области переходов (при  $\pm 16$  В) обязаны своим происхождением эффекту Ирли в транзисторах. Верхняя зависимость относится к усилителю класса А, ниже представлена зависимость для усилителя класса В. В рассматриваемом случае коллекторы транзисторов внутреннего предоконечного каскада соединены с переключаемыми внутренними шинами (т.е. с коллекторами внутренних мощных полупроводниковых приборов, как показано на рис. 10.1)





**Рис. 10.10.** Подключение коллекторов внутренних транзисторов предоконечного каскада к внешней шине питания V2 уменьшает нелинейность в них, вызванную эффектом Ирли, а также уменьшает вдвое ступеньки в зависимости коэффициента усиления при переключении

усиления при значении  $\pm 16$  В. Также приводятся результаты для внутренних приборов, смещение для которых задается как для двухтактного усилителя, работающего в классе А; результаты доказывают, что наличие ступеньки никоим образом не связано с искажениями перехода сигнала через нулевое значение. Так как данный анализ проводится для постоянного тока, ступенька в усилении не может быть вызвана скоростью переключения диода либо иными динамическими эффектами, поэтому подозрение немедленно пало на эффект Ирли. (Эффект Ирли представляет увеличение коллекторного тока транзистора при увеличении коллекторного напряжения даже в случае, когда базово-эмиттерное напряжение  $V_{be}$  остается неизменным.) Когда появляются неожиданные искажения при моделировании подобного рода с использованием программы SPICE, то эффекты, связанные с определенным значением коэффициента усиления транзистора и связанными с этим базовыми токами, кажутся маловероятными, наиболее полезным приемом является в этой ситуации отключение при моделировании эффекта Ирли поочередно для каждого из транзисторов. В транзисторной модели, используемой в программе моделирования SPICE, эффект Ирли может быть полностью исключен за счет задания для параметра VAF гораздо более высокого значения по сравнению с установкой его по умолчанию, например значения



**Рис. 10.11.** Выходной каскад усилителя Класса G, в котором транзисторы предоконечного каскада питаются от внешних шин

50000 вместо стандартного значения 100. Этот эксперимент немедленно показывает, что ступеньки в значении усиления были полностью обусловлены эффектом Ирли, действующем как во внутренних, так и внешних выходных полупроводниковых приборах. Ступеньки в усилении были немедленно устранены. Когда транзистор TR6 начинает действовать, коллекторное напряжение  $V_{ce}$  транзистора TR3 более не уменьшается по мере того, как выходной сигнал становится положительным, а остается постоянным, по мере того как напряжение на эмиттере Q6 изменяется в противоположном направлении с точно такой же скоростью, что и на эмиттере Q3. Это вызывает эффект неожиданного изменения усиления, который в действительность ухудшает линейность.

Этот эффект проявляется в транзисторах предоконечного каскада и выходных приборах в равной степени. В предоконечном каскаде он может быть достаточно просто исключен при его питании от внешних шин питания вместо использования для этих целей внутренних шин. Это предотвращает неожиданные изменения в скорости, с которой изменяются коллекторные напряжения  $V_{ce}$  предоконечного каскада. Улучшение линейности наблюдается на рис. 10.10, где ступенька коэффициента усиления уменьшается по величине вдвое. Окончательная схема приводится на рис. 10.11. Мощность, рассеиваемая в приборах предоконечного

каскада, в действительности возрастает за счет увеличения коллекторного напряжения. Все транзисторов предоконечного каскада, однако она составляет лишь малую долю от потребляемой мощности, поэтому общая эффективность уменьшается незначительно. Совершенно очевидно, что на практике не совсем разумно использовать этот же метод для выходных приборов, так как в этом случае низковольтная шина питания вообще никогда не будет использоваться и усилитель никогда не будет больше работать в классе G. Малосигнальные каскады действительно должны работать от внешних шин питания, чтобы быть в состоянии генерировать напряжения с полным размахом амплитуды для возбуждения выходного каскада.

Теперь удалось избавиться от проблемы с коммутирующими диодами и уменьшить вдвое величину нежелательной ступеньки в зависимости коэффициента усиления в выходном каскаде. С этими улучшениями теперь можно на практике продолжить разработку усилителя класса G, у которого коэффициент нелинейных искажений в середине полосы будет составлять менее 0,002%.

## 10.8. Практическая схема усилителя класса G

В схеме усилителя класса G, о котором столь пространно говорится в данной главе, используется малосигнальная схема, очень напоминающая ту, которая применялась в безупречном во всех отношениях усилителе мощности класса B, и который, как известно, характеризовался очень малым уровнем собственных искажений. Если используются напряжения специфического источника питания  $\pm 50$  и  $\pm 15$  В, максимальная выходная мощность при работе на нагрузку 8 Ом составляет примерно 120 Вт, а переключение шин питания происходит при уровне мощности 28 Вт.

Эта схема включает различные технические усовершенствования, описанные в данной книге, она очень близка к схеме Безупречного усилителя Класса B, описание которого приводится в разделе 6.6, хотя часть черт напоминает трехрежимный усилитель (раздел 6.11) и усилитель с инвариантной нагрузкой. Примечательным примером является цепь обратной связи с малым уровнем шума, дополненная вариантом входной обратной связи автоматического регулирования (компенсационной ОС), обеспечивающей, когда необходимо, высокое значение полного комплексного сопротивления. Для защиты от перегрузки в схеме используется одноградиентное ограничение V1; оно осуществляется приборами Q12 и Q13. Принципиальная схема изображена на рис. 10.12.

Как и во всех случаях усилителей, предлагаемых автором данной книги, коэффициент общей ОС на частоте 20 кГц имеет умеренное значение, равное 30 дБ.

## 10.9. Управление малосигнальными искажениями

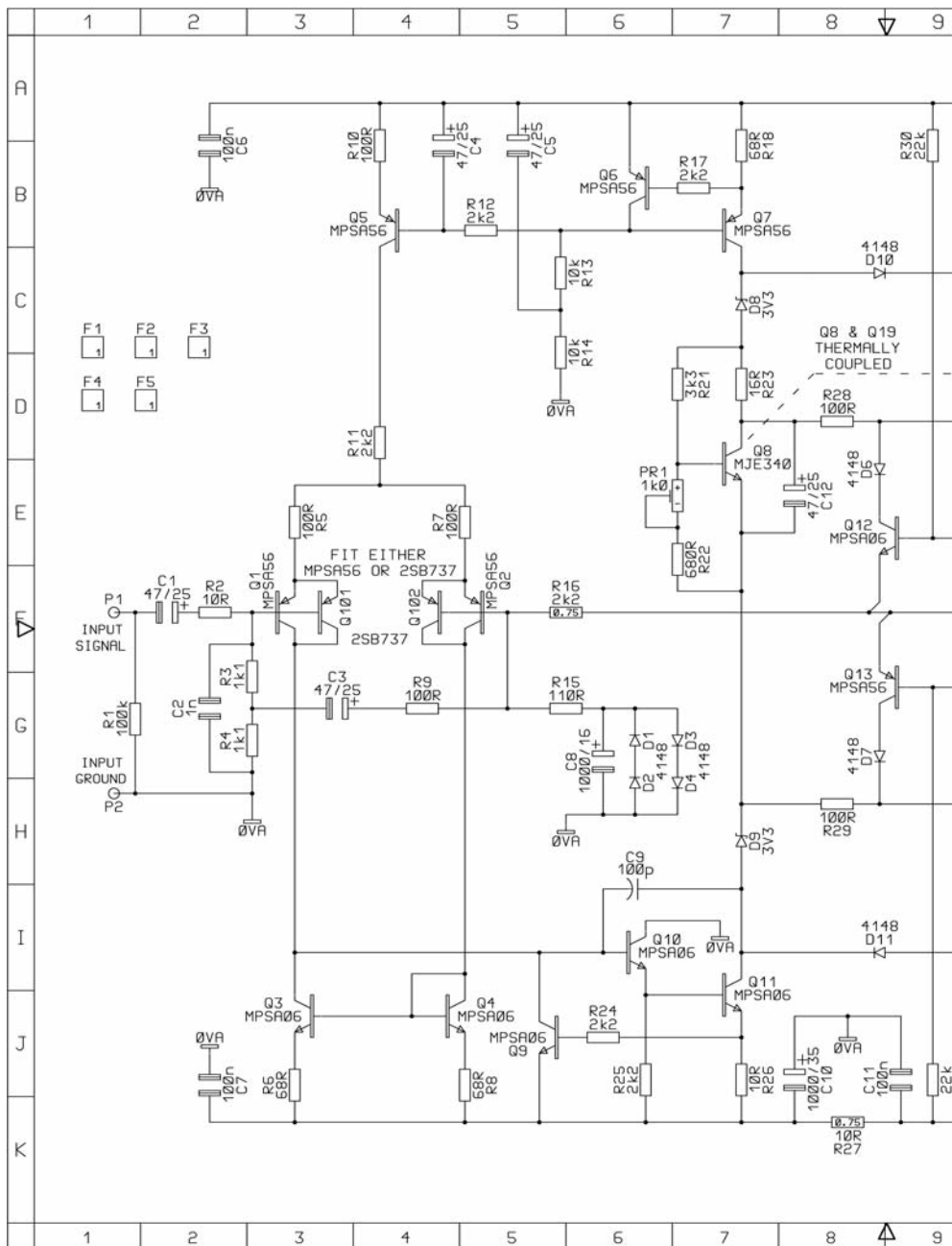
Искажения, поступающие из каскадов с малым уровнем сигнала, удастся удерживать на низком уровне теми же самыми методами, что и в схемах других усилителей, рассмотренных в данной книге. Поэтому они рассматриваются в данном контексте очень кратко. Дифференциальная пара входного каскада Q1, Q2 охвачена локальной ОС через резисторы R5 и R7, чтобы препятствовать возникновению

искажений номер 1 третьей гармоники. Изменения собственного значения  $\eta$  в этих приборах сведено к минимуму за счет использования необычно высокого значения тока общей цепи питания, равного 6 мА. Приборы Q3 и Q4 представляют вырожденное токовое зеркало, которое обеспечивает точный баланс коллекторных токов транзисторов Q1 и Q2, предотвращая возникновение искажений второй гармоники. Входное сопротивление (резисторы R3 + R4) равно сопротивлению резистора обратной связи, R16, т.е. они одинаковы и к тому же необычайно малы, в силу чего рассогласованность базовых токов, происходящая от изменений в коэффициентах усиления входных приборов, дает минимальный сдвиг постоянной составляющей. Несоответствие в значениях  $V_{be}$  в транзисторах Q1 и Q2 сохраняется, но его влияние гораздо меньше, чем влияние базовых токов  $I_b$ . Даже если транзисторы Q1 и Q2 являются высоковольтными приборами со сравнительно малыми значениями коэффициентов усиления, величина сдвига постоянной составляющей на выходе должна поддерживаться на уровне не хуже  $\pm 50$  мВ. Это требование сохраняется почти для подавляющей части всех применений. Такой прием с низким значением полного комплексного сопротивления устраняет необходимость использования предварительной установки баланса либо следящей сервосистемы по постоянной составляющей, в зависимости от того, какая из них может оказаться более подходящей.

Более низкое значение сопротивления для резистора R16 требует пропорционально более низкого значения и для резистора R15, чтобы сохранить неизменным усиление, и это уменьшение общего полного комплексного сопротивления относительно транзистора Q2 значительно улучшает ситуацию с уровнем шумов. Однако низкое значение сопротивления резистора R3 совместно со значением сопротивления 2,2 кОм резистора R4 обеспечивает такое значение входного полного комплексного сопротивления, которое оказывается недостаточно высоким для большинства практических случаев.

Проблемы не возникают, если усилитель должен иметь дополнительный входной каскад, например, такой как согласованный линейный приемник. Правильным подбором операционного усилителя можно обеспечить каскаду возможность работать на нагрузку с полным комплексным сопротивлением 2,2 кОм без генерации дополнительных искажений. Необходимо знать, что добавление подобного каскада – даже в случае его правильного расчета и использования операционных усилителей с самыми лучшими характеристиками – значительно ухудшит соотношение сигнал-шум. Это происходит из-за того, что уровень шума, генерируемого самим усилителем мощности, очень мал (он эквивалентен тепловому шуму, или шуму Джонсона [Johnson] в резисторе с сопротивлением в несколько сотен Ом), поэтому практически все, что делается с противоположными намерениями, будет серьезно ухудшать это отношение.

Если отсутствует отдельный входной каскад, то должны быть предприняты следующие шаги. Все, что необходимо иметь на входе усилителя мощности, – это низкое сопротивление по постоянной одновременно с высоким его значением по переменной; другими словами, необходим либо дроссель с индуктивностью 50 Генри, либо средство использования в той или иной форме некоего вида компенсационной обратной связи. По мнению автора книги, абсолютно



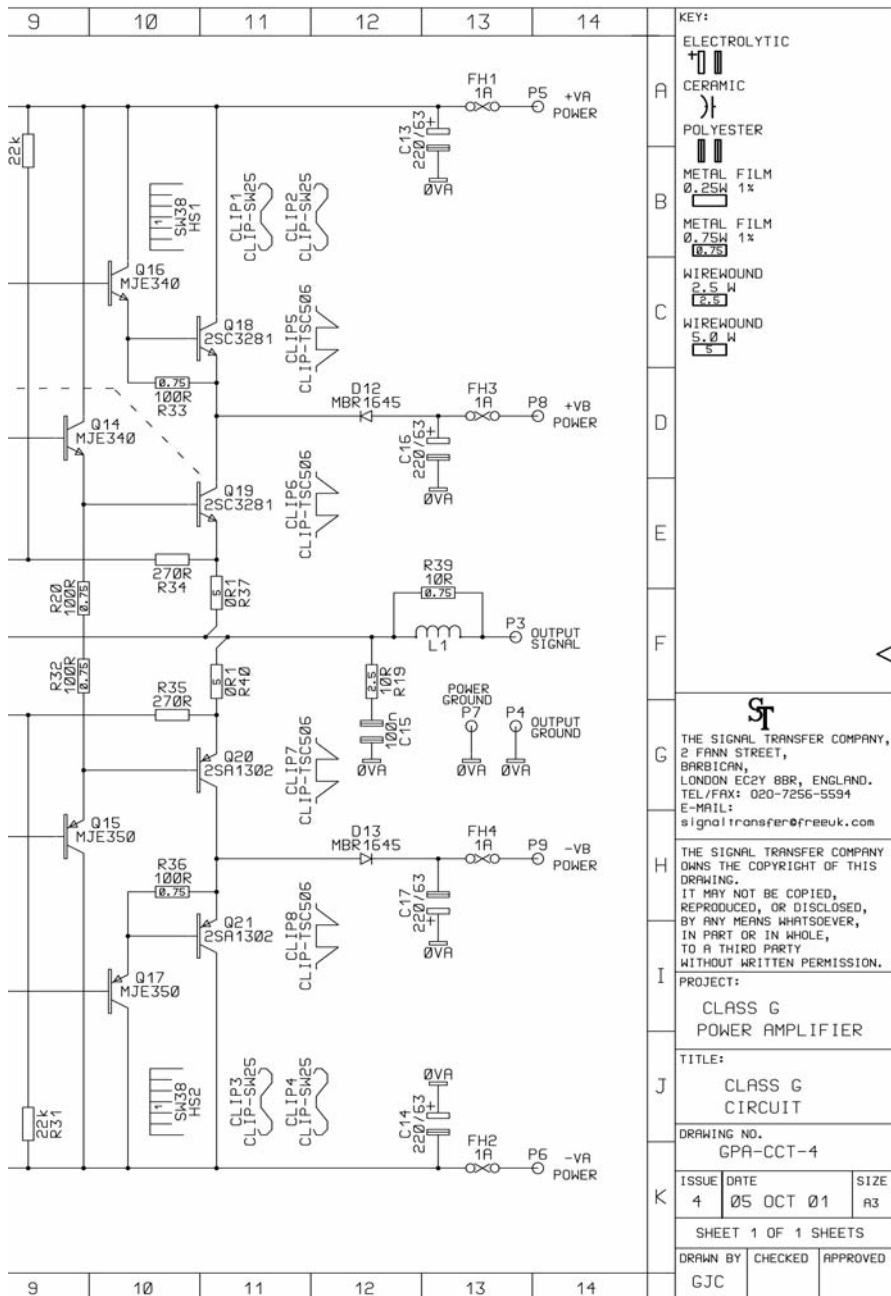


Рис. 10.12. Принципиальная схема усилителя класса G

нет никаких сомнений, какой именно путь надо избрать, поэтому выбор остается за компенсационной обратной связью. Сигнал на базе транзистора Q2 почти в точности такой же, что и выходной сигнал, поэтому, если средняя точка резисторов R3 и R4 управляется конденсатором C3, поскольку вовлеченными оказываются входные сигналы, резистор R3 имеет высокое значение полного комплексного сопротивления по переменной составляющей. Когда автор книги впервые использовал этот аргумент, у него еще были некоторые сомнения относительно высокочастотной устойчивости, поэтому он ввел резистор R9, чтобы обеспечить некоторую изоляцию между базами транзисторов Q1 и Q2. В дальнейшем проблем с неустойчивостью у автора книги не возникало, а также отсутствовали какие-либо сообщения от большого количества лиц, конструировавших как трехрежимный усилитель, так и усилитель с инвариантной нагрузкой, в схемах которых использовались данные варианты.

Присутствие резистора R9 ограничивает коэффициент компенсационной обратной связи, так как сигнал в точке контакта резисторов R3 – R4 окажется несколько меньше, чем на базе транзистора Q2, но это соответствует обстоятельствам. При использовании резистора R9 с сопротивлением 100 Ом полное входное сопротивление по переменной составляющей возрастает до 13 кОм, что оказывается достаточно высоким значением практически для любых целей. Более высокое значение по сравнению с указанным означает, что необходим входной буферный каскад.

Величина приведенной на схеме емкости конденсатора C8 (1000 мкФ) обеспечивает совместно с резистором R15 низкочастотный спад характеристики, составляющий –3 дБ на частоте 1,4 Гц. Целью не являлось нереальное расширение диапазона в область сверхнизких частот, а упразднение низкочастотного подъема искажений из-за эффектов нелинейности в конденсаторе C8. Если использовался конденсатор с емкостью 100 мкФ, то коэффициент нелинейных искажений на частоте 10 кГц ухудшался со значения менее 0,0006% до значения 0,0011%, которое автор данной книги рассматривает как неприемлемое с эстетической точки зрения, но не вовсе с точки зрения восприятия на слух. Это место – вовсе не то, где следует определять низкочастотную полосу пропускания системы, это должно было делаться раньше, в цепях прохождения сигнала, где эту задачу надо было решать с неэлектролитическими конденсаторами, имеющими значительно меньшие допуски на величину номинальной емкости. Защитные диоды D1 и D4 предотвращают повреждение конденсатора C2 в случае, если усилитель подвергнется ошибке, которая заставит его выйти в насыщение, причем в любом из направлений; данное место выглядит крайне сомнительным для установки диодов, но так как на них обычно нет падений напряжения (как постоянного, так и переменного), то никаких определяемых приборными методами искажений на них не наблюдается.

Каскад усилителя напряжения, VAS, представлен эмиттерным повторителем Q10, расположенным в компенсационной цепи Миллера (Miller), поэтому локальная отрицательная обратная связь, которая предназначена линеаризовать характеристику каскада усилителя напряжения, возрастает. Это эффективно устраняет нелинейность каскада усилителя напряжения. Таким образом, увеличение действия локальной обратной связи также снижает коллекторное комплекс-

ное сопротивление каскада усилителя напряжения, поэтому нет необходимости использовать буфер для каскада усилителя напряжения для предотвращения появления искажений номер 4 (нагрузку для коллектора каскада усилителя напряжения представляет нелинейное входное полное комплексное сопротивление выходного каскада). Емкость конденсатора Миллера (Miller)  $C_{dom}$  сравнительно велика и составляет 100 пФ для того, чтобы подавить как собственную емкость транзистора, так и паразитные емкости схемы, и чтобы сделать поведение схемы предсказуемым. Расчетные скорости нарастания сигнала обеих полярностей составляли 40 В/мкс. Коллекторная нагрузка каскада усилителя напряжения транзистор Q7 представляет стандартный источник тока.

Почти вся величина коэффициента нелинейных искажений для безупречного во всех отношениях усилителя определяется искажениями, обусловленными переходом сигнала через нулевое значение, поэтому поддержание оптимальных условий для тока в рабочей точке, чтобы свести их к минимуму, приобретает особо важное значение. Генератор задания смещения для выходного каскада, выполненного по схеме эмиттерного повторителя, безразлично от того, работающего в классе В или классе G, необходим для того, чтобы избавиться от колебаний напряжения  $V_{be}$  для четырех последовательно включенных (транзисторных) переходов; двух из предоконечного каскада и двух из выходных приборов. Все это представляется трудной задачей, так как рассеиваемые мощности в двух типах полупроводниковых приборов весьма различаются; но решение проблемы оказывается проще, чем кажется на первый взгляд. В выходном каскаде с эмиттерным повторителем рассеиваемая мощность предоконечного каскада почти постоянна при изменении выходной мощности, поэтому проблема сводится к отслеживанию условий на p-n-переходах двух выходных приборов. Генератор смещения на транзисторе Q8 представляет стандартный множитель напряжения  $V_{be}$ , у которого величина сопротивления резистора R23 выбрана так, чтобы свести к минимуму изменения, влияющие на условия поддержания тока в рабочей точке тогда, когда происходит смена шин питания. Генератор смещения должен быть в (тепловом) контакте с верхней точкой одного из внутренних выходных приборов, а не с теплоотводящим радиатором. Такой выбор обеспечивает более быструю и менее ослабленную тепловую обратную связь для транзистора Q8. Коллекторная цепь каскада усилителя напряжения включает не только генератор задания смещения Q8, но также и два стабилитрона D8 и D9, которые определяют, как рано происходит переключение шин питания, т.е. как только напряжения на эмиттерах внутренних приборов приближаются по величине к напряжениям внутренних (более низковольтных) шин питания.

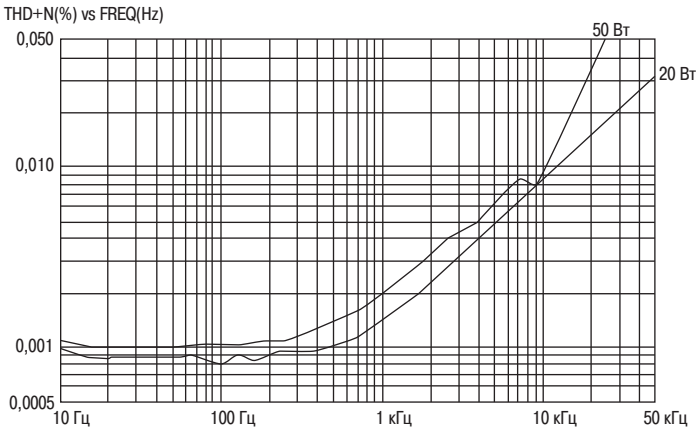
Для выходного каскада была выбрана схема эмиттерного повторителя, так как известно, что она менее предрасположена к паразитным или локальным осцилляциям по сравнению с конфигурацией, использующей пару с комплементарной обратной связью, и так как известно, что данная схема в равной степени ведет к неизвестности, кажется разумным проявлять осторожность, где это возможно. Резистор R32 представляет обычный совместно используемый эмиттерный резистор для внутренних приборов предоконечного каскада. Внешние приборы предоконечного каскада Q16 и Q17 имеют свои собственные эмиттерные резисто-



ры, R33 и R36, которые выполняют свою обычную роль по установлению приемлемого значения тока в приборах предоконечного каскада после того, как они включаются, увеличивать крутизну характеристики приборов предоконечного каскада, а также в ускорении процесса выключения внешних выходных приборов путем обеспечения цепи, по которому накопленные в базе выходных приборов носители заряда могут быстро рассосаться.

Как уже объяснялось ранее, коллекторы внутренних приборов предоконечного каскада подключены к внешней шине питания, чтобы свести к минимуму полочку в зависимости коэффициента усиления, вызываемую резким изменением коллекторного напряжения при переключении шин питания.

Решение вопроса о размерах теплоотводящего радиатора, необходимого для данного усилителя, не является простым, в основном из-за того, что рассеиваемая тепловая мощность усилителем класса G, зависит в очень большой степени от выбранных значений напряжений на шинах питания и статистического распределения в составляющих сигнала. Для усилителя класса B, отдающего в нагрузку 8 - Ом мощность 120 Вт, понадобился бы радиатор, имеющий тепловое сопротивление порядка  $1\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$  (из расчета на один канал); неплохой отсчетной точкой для усилителя класса G, развивающего точно такую же мощность, могло бы послужить значение теплового сопротивления, имеющее половинное значение, т.е.  $2\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ . Коммутирующие диоды Шоттки не требуют для себя теплоотводящих радиаторов, так как они проводят ток только периодически, а прямое падение напряжения на них мало. Обычно принято монтировать их на основном теплоотводящем радиаторе, хотя это и означает, что большую часть времени они будут нагреваться, вместо того, чтобы охлаждаться.



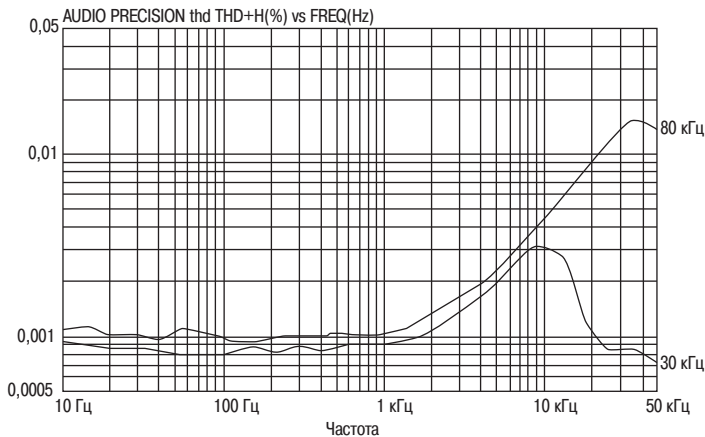
**Рис. 10.13.** Частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений для уровней мощности 20 Вт (до момента переключения) и мощности 50 Вт при работе на нагрузку 8 Ом. Выступ (неровности) в области частоты 8 кГц обязан подавлением гармоник, возникающих при переходе сигнала через нулевое значение и коммутацию шин. Ширина полосы пропускания для всех зависимостей усилителя класса G составляет 80 кГц,

Конденсатор С15 и резистор R38 образуют обычную цепь Зобеля [Zobel]. Индуктивность L1 с демпфирующим резистором R39 изолирует усилитель от емкости нагрузки. Элемент, имеющий от 15 до 20 витков на сердечнике с диаметром 25,4 мм, будет работать достаточно хорошо; величина индуктивности, в конце концов, не так уж и критична для стабильной работы.

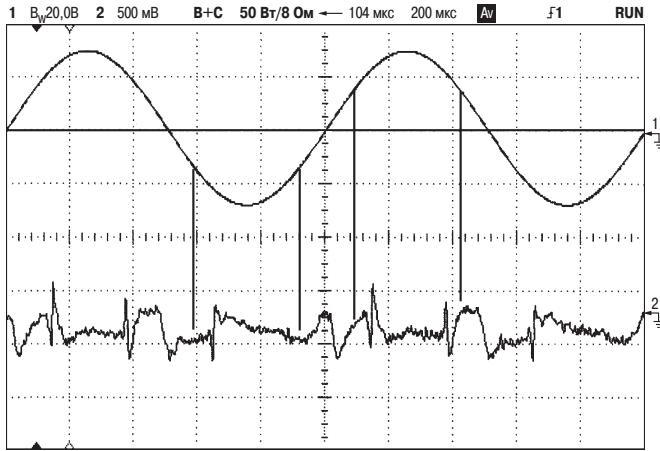
## 10.10. Рабочие характеристики

На рис. 10.13 приводятся частотные зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений для мощностей 20 и 50 Вт (при работе на нагрузку 8 Ом) и, по мнению автора книги, они наглядно демонстрируют, что данная схема является практическим конкурентом для усилителя класса В. Следует сравнить эти результаты с верхней зависимостью на рис. 10.14, приведенной для безупречного усилителя класса В, имеющего мощность 50 Вт и нагрузку 8 Ом. Следует заметить, что нижняя зависимость на рис. 10.14 приводится для полосы пропускания 30 кГц и предназначена продемонстрировать отсутствие искажений ниже частоты 1 кГц; данные для суммарного коэффициента нелинейных искажений в области частот свыше 30 кГц не являются значащими в данном случае, так как все гармоники отфильтрованы. Все зависимости, приведенные здесь, относятся для усилителя класса G, чтобы быть уверенным, что любые шумовые всплески высшего порядка измерены правильно.

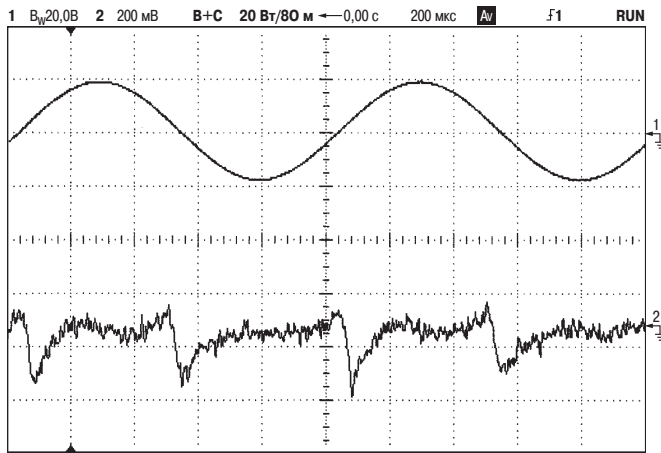
На рис. 10.15 представлена реальная разностная характеристика нелинейных искажений для выходной мощности 50 Вт. Шумовые всплески, обусловленные ступеньками в коэффициенте усиления, имеют большее количество зубцов («зазубрин») по сравнению с искажениями, вызванными переходом сигнала через нулевое значение, как и следовало ожидать из зависимостей коэффициента



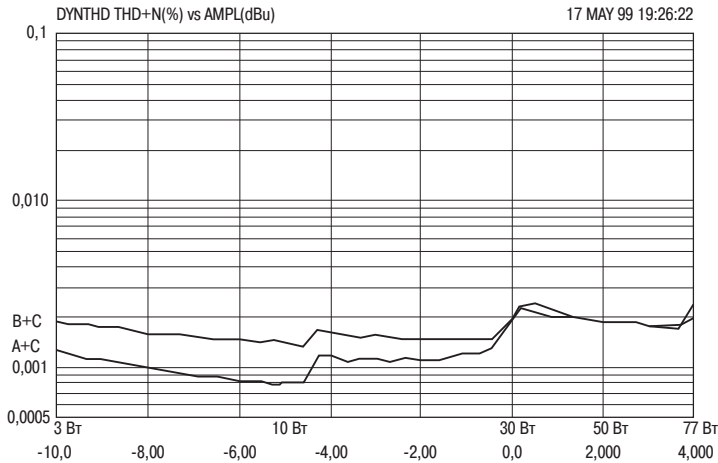
**Рис. 10.14.** Частотная зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений для безупречного во всех отношениях усилителя класса В, рассчитанного на выходную мощность 50 Вт и работу на нагрузку 8 Ом



**Рис. 10.15.** Форма сигнала разностной характеристики суммарного коэффициента нелинейных искажений для выходной мощности 50 Вт и нагрузки 8 Ом. Данная разностная характеристика может выглядеть приблизительно, но на самом деле она должна быть усреднена восемь раз, чтобы выявить шумовые всплески и точки перехода через ноль из сигнала шума; суммарный коэффициент нелинейных искажений составляет всего 0,0012%. Вертикальные линии служат для обозначения моментов переключения шин



**Рис. 10.16.** Разностная характеристика нелинейных искажений для выходной мощности усилителя 20 Вт при работе на нагрузку 8 Ом до переключения шин питания. Наблюдаются только искажения перехода сигнала через нулевое значение, так как переключения между шинами питания не происходит



**Рис. 10.17.** Зависимость коэффициента нелинейных искажений от уровня (мощности), демонстрирующая как суммарный коэффициент нелинейных искажений возрастает, начиная с мощности 28 Вт, когда начинается процесс переключения шин питания. Нижняя зависимость относится к усилителю, работающему в классах A + C, а верхняя — к усилителю, работающему в классах B + C

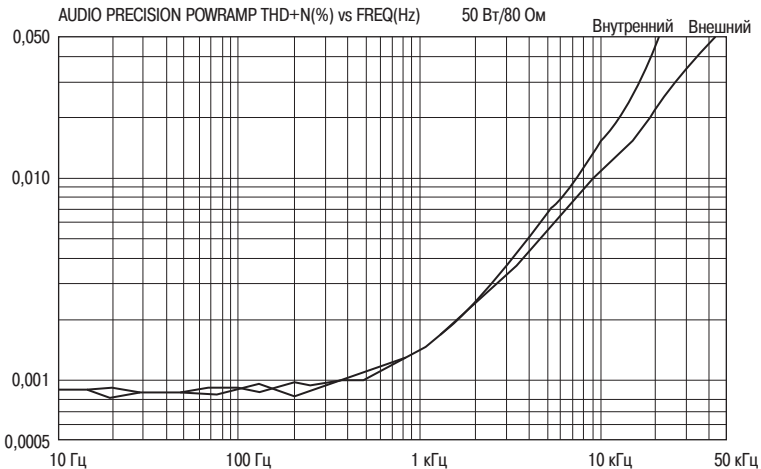
усиления выходного каскада, представленных на рис. 10.9, 10.11. Зависимости на рис. 10.16 подтверждают вывод, что при мощности 20 Вт, до переключения шин питания, разностная характеристика шумов будет не отличимой от той же характеристики для безупречного во всех отношениях усилителя, работающего в Классе В, в этой области выходной мощности, в которой усилитель, скорее всего, находится большую часть времени, для качества компромиссов не существует.

На рис. 10.17 приводится зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений от уровня выходной мощности, демонстрирующая как суммарный коэффициент нелинейных искажений возрастает, начиная с мощности 28 Вт, когда начинается процесс переключения шин питания усилителя. Ступеньки в области примерно 10 Вт не имеют ничего общего с усилителем — они представляют собой артефакты, вызванные собственным переключением диапазонов в измерительной системе.

На рис. 10.18 представлены реальные преимущества питания внутренних приборов каскада предварительного усиления от внешних шин питания. При использовании ориентированной на интегральные микросхемы программы моделирования SPICE (см. ранее по тексту) величина ступеньки в коэффициенте усиления была уменьшена примерно вдвое за счет использования данного приема, и зависимости рис. 10.18 в достаточной мере подтверждают, что суммарный коэффициент нелинейных искажений уменьшается вдвое в ВЧ области, единственной области, в которой уровень шума достаточно очевиден, чтобы оказаться быть измеренным с достаточной степенью достоверности.

### 10.11. Установление происхождения нового типа усилителя: класс А + С

Традиционный усилитель мощности класса В может быть почти незамедлительно преобразован в двухтактный усилитель класса А путем простого увеличения напряжения смещения, чтобы получить требуемое значение тока в рабочей точке вольт-амперной характеристики. Это – единственное реальное изменение в схеме усилителя, хотя на самом деле для практического применения необходимо предусмотреть меры по значительному увеличению возможностей для отвода выделяющегося тепла и возможности для подвода питания с соответствующим уровнем мощности. Совершенно такие же принципы могут применяться и в отношении усилителя класса G. Недавно автор данной книги предложил новую и более гибкую систему для классификации типов усилителей [6], и здесь она оказывается чрезвычайно удобной для пользования. Описание работы усилителя в классе G как работу в классе В + С немедленно указывает, что для преобразования такого усилителя в класс А + С необходимо лишь увеличение напряжения смещения, и новый тип усилителя готов. Такая конфигурация усилителя объединяет сверхидеальную линейность классического усилителя класса А вплоть до момента перехода в новый класс работы, при этом наблюдается только небольшой артефакт искажений при более высоких уровнях мощности, как это было продемонстрировано на примере усилителя класса В + С. Использование усилителя для работы в Классе А означает, что простой умножитель базово-эмиттерного напряжения  $V_{be}$ , используемый в качестве источника смещения, может быть

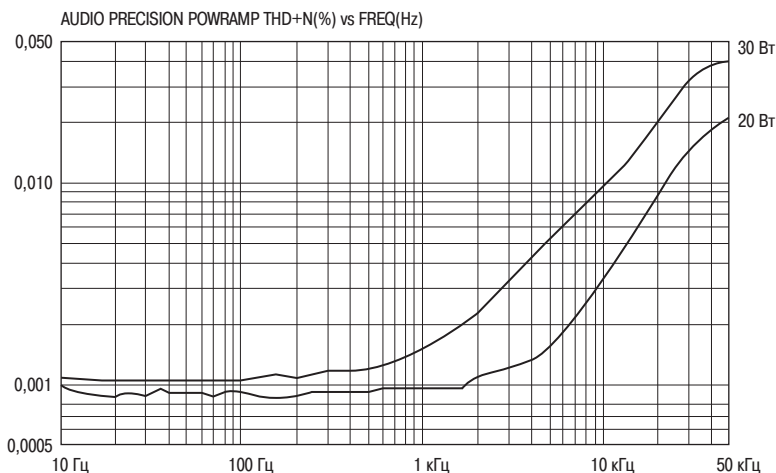


**Рис. 10.18.** Частотные зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений для реального усилителя, развивающего мощность 50 Вт в нагрузке с сопротивлением 8 Ом. Напряжения шин питания составляли  $\pm 40$  В и  $\pm 25$  В. Искажения в ВЧ области уменьшаются вдвое после подключения внутренних приборов предохранительного каскада к шинам внешнего источника питания – по сравнению с вариантом их работы от внутренних шин питания –

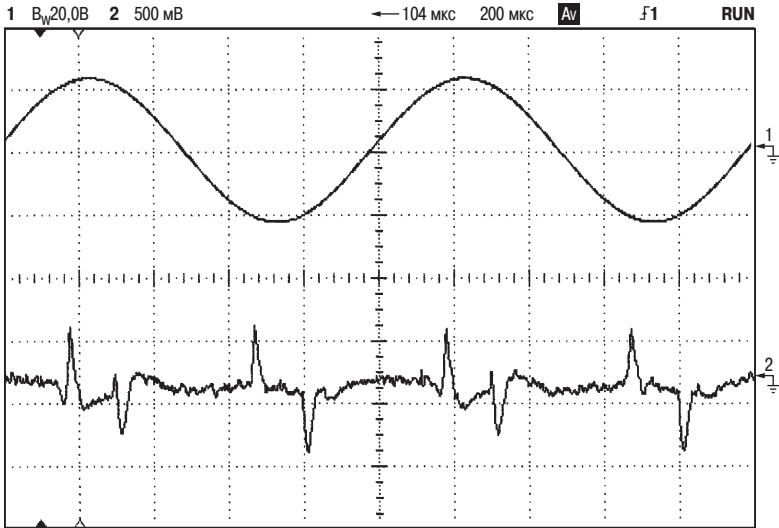
заменен системой точного управления отрицательной обратной связью, осуществляющей точное управление током в рабочей точке, наподобие того, как это осуществлялось в трехрежимном (или трехмодальном) усилителе, описанном в этой книге. Совершенно отсутствуют причины, по которым усилитель не мог бы быть сконфигурирован как трехрежимный усилитель класса G, т.е. переключаемый вручную между режимом работы в классе А и режимом работы в классе В. Такая конструкция, без всяких сомнений, представляла бы удивительный (по своим характеристикам) усилитель.

На рис. 10.19 представлены зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений для подобного усилителя класса А + С, развивающего мощность 20 Вт и 30 Вт при работе на нагрузку 8 Ом. При выходной мощности 20 Вт искажения очень малы, разумеется, но все же несколько выше, чем для чистого усилителя класса А. При выходной мощности 30 Вт появляются ступеньки в коэффициенте усиления, связанные с переключением шин питания, однако суммарный коэффициент нелинейных искажений остается очень хорошо контролируемой величиной и не выше, чем для Безупречного усилителя класса В. Следует отметить, что аналогично тому, как это происходит в усилителе класса В, когда суммарный коэффициент нелинейных искажений начинает нарастать, то это происходит со скоростью 6 дБ/октаву. Для тока в рабочей точке было задано значение 1,5 А.

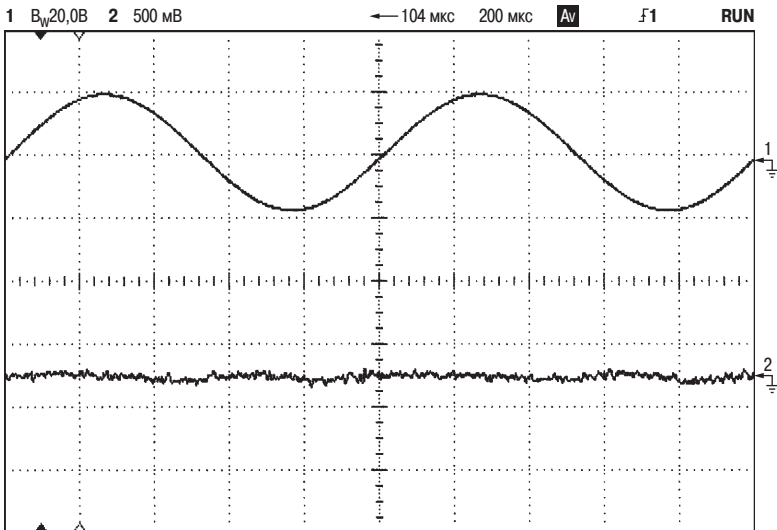
На рис. 10.20 представлена разностная характеристика нелинейных искажений во время работы в классе А + С. Совершенно отсутствуют артефакты перехода сигнала через нулевое значение и небольшие возмущения, которые действительно должны быть при таком высоком уровне сигнала, поэтому автор



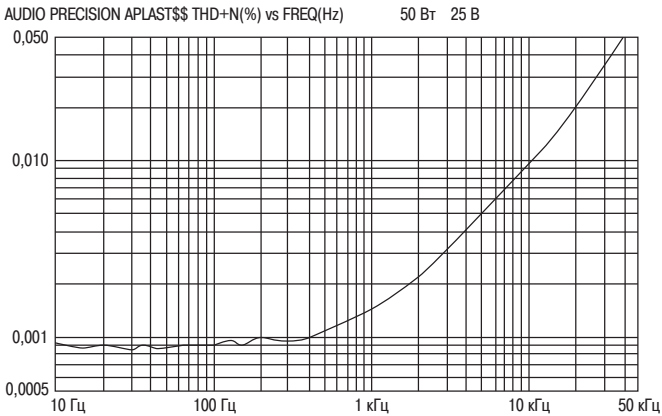
**Рис. 10.19.** Зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений для усилителя класса А + С (уровни мощности 20 Вт и 30 Вт при работе на нагрузку 8 Ом). Внутренние приборы предоконечного каскада питаются от внешних шин



**Рис. 10.20.** Разностная характеристика нелинейных искажений усилителя класса А + С после переключения шин питания (мощность 30 Вт при работе на нагрузку 8 Ом). Можно наблюдать артефакты процесса переключения, но не искажения перехода сигнала через нулевое значение



**Рис. 10.21.** Зависимость разностной характеристики суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя класса А + С (мощность 20 Вт при работе на нагрузку 8 Ом)



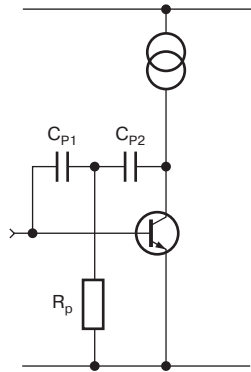
**Рис. 10.22.** Зависимость разностной характеристики суммарного коэффициента нелинейных искажений усилителя Класса А + С (мощность 50 Вт при работе на нагрузку 8 Ом). Внутренние приборы предоконечного каскада питаются от внешних шин

книги искренне считает, что будет совершенно безопасным принять, что они никогда не будут проявляться при восприятии «на слух». На рис. 10.21 видно полное отсутствие артефактов на остаточной зависимости искажений, когда данный усилитель нового типа работает в области низкой мощности, до переключения; зависимость имеет вид, характерный для линейности усилителя класса А в чистом виде. И наконец, на рис. 10.22 представлена зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений, когда усилитель развивает полную мощность 50 Вт на нагрузке 8 Ом; как и ранее, зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений работы в классе А + С трудно отличить от аналогичной зависимости для усилителя класса В, однако существует одно скрытое преимущество, заключающееся в отсутствии искажений перехода сигнала через нулевое значение при малых уровнях мощности и отсутствии критически важных настроек, задающих напряжения смещения.

## 10.12. Добавление двухполосной компенсации

Как ранее показал автор в данной книге, искажения в усилителе могут быть очень просто уменьшены за счет изменений в компенсации, что означает использование схемы более сложной по сравнению с почти универсальным методом доминантных полюсов (особых точек на АЧХ). В голове должна прочно укорениться мысль, что любое отступление от обычной схемы компенсации 6 дБ/октаву, действующей на всем протяжении АЧХ, окажется, скорее всего, отходом от безусловной устойчивости. (Автор данной книги использует этот термин в его обычном значении; в теории же управления термин «безоговорочная или безусловная устойчивость» означает, что увеличение коэффициента усиления при разомкнутой цепи выше порогового значения приводит к нестабильности, но система остается стабильной для всех остальных более низких значений. Термин «условная





**Рис. 10.23.** Изменение схемы при использовании двухполюсной компенсации

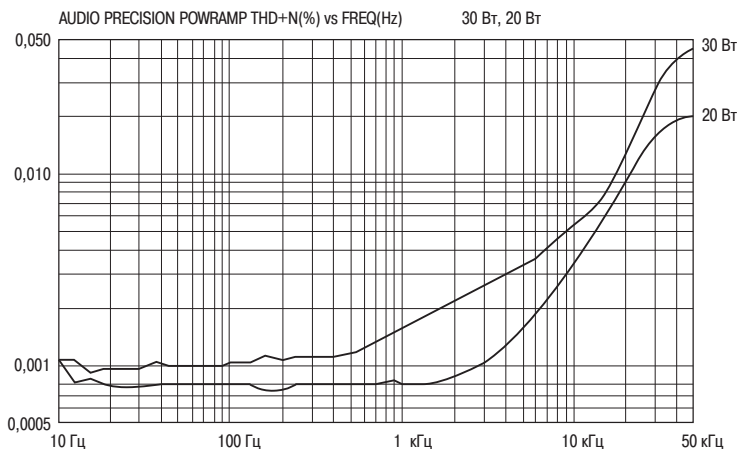
устойчивость» означает, что при более низких значениях усиления при разомкнутой цепи система также может оказаться нестабильной.)

Условно устойчивый усилитель может оказаться вполне покладистым и стабильным при работе на любую реактивную нагрузку в нормальных условиях, однако, проявлять дьявольскую неустойчивость при включении или выключении питания или при ограничении сигнала. Это происходит потому, что при этих условиях эффективное усиление при разомкнутой цепи уменьшается.

Артефакты, связанные с искажениями в усилителе класса G, снижаются с использованием обычной обратной связи доминантного полюса практически точно так же, как и при нелинейности в точке перехода сигнала через нулевое значение, т.е. не вполне эффективно, так как длительность артефакта составляет очень малую долю периода и, следовательно, он состоит из гармоник высокого порядка. Следовательно, компенсационная система, которая увеличивает коэффициент обратной связи в области высоких акустических частот, будет эффективной для артефактов включения, т.е. точно таким же образом, как и при искажениях, возникающих при переходе сигнала через нулевое значение. Самый простейший способ ввести двухполюсную схемную компенсацию изображен на рис. 10.23. Более подробно она была описана в разделе 7.6.

Результат применения двухполюсной компенсации для работы в классе B + C приводится на зависимостях рис. 10.24; следует сравнить их с зависимостями, приведенными на рис. 10.13 (нормально компенсированный усилитель класса B + C): выше точки переключения шин питания (выходная мощность равна 30 Вт) суммарный коэффициент нелинейных искажений на частоте 10 кГц упал с 0,008% до 0,005%; до точки переключения шин питания (выходная мощность 20 Вт) суммарный коэффициент нелинейных искажений на частоте 10 кГц упал с 0,007% до 0,003%. Сравнение должно производиться на частоте 10 кГц или около этого значения, чтобы быть уверенным, что фиксируемые данные будут достаточно велики, чтобы оказаться измеренными.

Также следует сравнить данные, приведенные для усилителя класса B + C с системой двухполюсной компенсации, с данными на рис. 10.19 (усилитель



**Рис. 10.24.** Зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений для режима работы в классе В + С с двухполюсной компенсацией (мощность 20 и 30 Вт при работе на нагрузку 8 Ом). Сравните данные с зависимостями на рис. 10.13 (работа в классе В + С) и зависимостями на рис. 10.19 (работа в классе А + С)

класса А + С): выше точки переключения шин питания (выходная мощность составляет 30 Вт) суммарный коэффициент нелинейных искажений на частоте 10 кГц у вышеупомянутого усилителя ниже и составляет 0,005% по сравнению с 0,008%. Как ранее продемонстрировал автор книги, правильное использование метода двухполюсной компенсации может обеспечить наличие усилителя класса В, который невозможно отличить от усилителя класса А – до тех пор, по крайней мере, пока не приложишь руку к теплоотводящему радиатору.

### 10.13. Дальнейшие вариации на тему усилителя класса G

Это никоим образом не окончание возможных изменений, которые могут быть выполнены с усилителем класса G. Например, совершенно нет необходимости для внешних приборов работать синхронно с внутренними приборами. При условии, что они включились вовремя, они могут выключаться гораздо позже, без всякого ущерба, кроме, разве, увеличенной мощности рассеяния. В так называемом syllabic классе G внешние приборы включаются быстро, затем остаются включенными обычно около 100 мкс либо около того, чтобы предотвратить появление шумовых всплесков; см. работу Фунада и Акайя (Funada and Akiya) [7] в качестве одной из версий. Приводятся хорошие результаты, полученные с усилителем непосредственно класса G; данное направление после этого уже не представляется перспективным для дальнейшей разработки.

С непреклонным успехом многоканального усилителя и мощного сабвуфера усилитель класса G наконец-то обрел сам себя. Совсем недавно он даже появился в виде интегральной микросхемы драйвера модема, предназначенного для асимметричных цифровых абонентских линий связи (ADSL-модема), компании

Тексас (Texas). Автор книги надеется, что ему удалось показать, как заставить усилитель работать, а затем заставить его делать это еще лучше. По результатам поиска WEB-ресурсов, проведенных на настоящее время, автор книги скромно надеется, что усилитель класса G может оказаться до настоящего времени имеющим самые низкие искажения.

#### **10.14. Список использованных источников**

1. Self, D Self On Audio Newnes, ISBN 0-7506-4765-5, стр. 347.
2. Sampei et al 'Highest Efficiency and Super Quality Audio Amplifier Using MOS Power FETs Class-G Operation' IEEE Trans on Consumer Electronics, Vol CE-24, #3 Aug 1978, стр. 300.
3. Feldman 'Class-G High Efficiency Hi-Fi Amplifier' Radio Electronics, Aug 1976, стр. 47.
4. Self, d Self On Audio Newnes, ISBN 0-7506-4765-5, стр. 369.
5. Self, d Self On Audio Newnes, ISBN 0-7506-4765-5, стр. 386.
6. Self, d Self On Audio Newnes, ISBN 0-7506-4765-5, стр. 293.
7. Funada & Akiya 'A Sof High-Efficiency Audio Power Amplifiers Using a Voltage Switching Method' Journ. Audio Eng. Soc. Vol 32 #10, Oct 1984, стр. 755.

## ГЛАВА 11 . Выходные каскады на полевых транзисторах

---

### 11.1. Характеристика мощных полевых транзисторов

Полевой транзистор является, по существу дела, полупроводниковым прибором, который управляется напряжением. Точно такими же являются и биполярные транзисторы, вопреки распространенному мнению, которое настойчиво продолжает относить их к управляемым током полупроводниковым приборам. Они не являются таковыми, даже если токи базы не имеют пренебрежимо малые значения.

Обычно применяемые полевые транзисторы являются полупроводниковыми приборами обогащенного типа – другими словами, если не приложено напряжение между затвором и истоком, они остаются в закрытом состоянии (*т.е. у них отсутствует проводящий канал*). В противоположность им полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом, используемые в малосигнальных цепях, являются полупроводниковыми приборами с обеднением, для которых необходимо приложение к электроду затвора отрицательного (относительно истока) напряжения (в случае наиболее часто используемых на практике п-канальных транзисторов), чтобы уменьшить ток стока в необходимой степени. (Читателю следует иметь в виду, что наиболее общая и необходимая информация о работе полевых транзисторов приводится в большом количестве учебников и в данной книге повторяться не будет.)

Мощные полевые транзисторы обладают большой собственной емкостью, как между затвором и стоком, так и между затвором и истоком. Емкость затвор–исток эффективно подавляется путем использования схемы с общим стоком, однако емкость затвор–сток, которая легко может достигать значения 2000 пФ, остается под воздействием предыдущего каскада. Существует очевидная опасность, что эта паразитная емкость будет негативно воздействовать на скорость нарастания

напряжения, если каскад усилителя напряжения не спроектирован таким образом, чтобы противостоять этому воздействию.

Полевые транзисторы обеспечивают более широкую полосу пропускания по сравнению с биполярными выходными транзисторами. Собственный опыт автора книги говорит о том, что это, скорее, проявляется в большей склонности к паразитным осцилляциям, а не в чем-то другом и более полезном, но заманчивая перспектива обеспечить более высокий коэффициент усиления отрицательной ОС благодаря более высокой частоте полюса (особой точки АЧХ) выходного каскада все-таки остается. Состояние текущих знаний пока еще не предложило однозначного и определенного решения данной проблемы.

Огромное количество слов было сказано насчет температурных коэффициентов относительно напряжения смещения  $V_{см}$ . Совершенно справедливо, что температурный коэффициент при высоких значениях тока стока будет отрицательным – другими словами, ток стока будет уменьшаться при увеличении температуры – но, с другой стороны, коэффициент меняет знак при малых значениях тока стока, а это означает, что задание точного значения тока в рабочей точке ВАХ окажется очень трудной задачей. Отрицательный температурный коэффициент обеспечивает хорошую защиту против температурного ухода, однако это никогда и не являлось существенной проблемой.

## 11.2. Сравнение выходных каскадов на полевых и биполярных транзисторах

В самом начале при расчете любого усилителя мощности одним из первых решений, которое должно быть принято, является выбор между типом выходного каскада, который будет выполнен либо на биполярных, либо на полевых транзисторах. Такое решение, разумеется, может быть предложено вам раньше экономическим отделом из тех соображений, что рыночная тенденция в целом говорит о том, что, если, в общем случае, полевые транзисторы являются более дорогостоящими приборами, то, следовательно, они должны обладать лучшими характеристиками. Однако если вы оказываетесь настолько счастливы, что сами можете принимать решение, то следует иметь в виду, что полевые транзисторы сами себя дисквалифицировали на почве все той же самой стоимости. Если дополнительные затраты не переходят либо в более высокие характеристики и (либо) более высокую жизнеспособную цену конечного продукта, то будет просто глупо выбирать что-нибудь иное, кроме биполярных транзисторов.

Мощные МДП или МОП полевые транзисторы очень часто провозглашаются панацеей для решения для всех проблем усилителей, но они обладают своими собственными недостатками, среди которых не последнее место занимают малая крутизна характеристики, плохая линейность и высокое значение сопротивления во включенном состоянии, что делает эффективность работы каскада весьма посредственной. Высокочастотные характеристики могут быть лучше при условии, что частота второго полюса  $P_2$  (особой точки) АЧХ усилителя будет выше, что позволяет увеличить частоту доминантного полюса  $P_1$  при тех же самых границах устойчивости, что, в свою очередь, позволяет использовать более сильную

отрицательную ОС для снижения искажений. Однако это увеличение обратной связи (естественно, при условии, что дело дойдет до практического воплощения) понадобится для коррекции очень сильных искажений разомкнутой цепи, и даже после всего этого итоговая линейность характеристики почти наверняка окажется весьма неудовлетворительной. Чтобы усложнить ситуацию, компенсация, в принципе, не может быть выше из-за того, что более высокое значение выходного сопротивления делает более вероятным снижение частоты выходного полюса емкостной нагрузкой.

Расширенная частотная характеристика полевого транзистора, подобно своим многим электронным собратьям, является обоюдоострым оружием, если не сказать еще хуже, а ВЧ мощность означает, что должны быть предприняты особые меры по предупреждению возникновения паразитных колебаний, которые очень часто немедленно следуют за взрывом приводящей в замешательство неистовости. Но, по крайней мере, полевые транзисторы освобождают от проблем выключения, характерных для полупроводниковых биполярных приборов (это искажения номер 3с), так как они не подвержены, в отличие от биполярных транзисторов, эффекту накопления носителей заряда.

### Преимущества применения полевых транзисторов

1. Для простого выходного каскада с комплементарными МОП полевыми транзисторами нет необходимости применять предоконечный каскад. Это, правда, сводится на нет необходимостью использовать для защиты затвора стабилитроны.
2. Отсутствует механизм возникновения вторичного пробоя. Это может упростить расчет систем защиты от перегрузки, особенно предназначенных противостоять нагрузкам с высокой реактивной составляющей.
3. Отсутствуют эффекты накопления заряда, приводящие к возникновению искажений, связанных с выключением полупроводниковых приборов.

### Недостатки полевых транзисторов

1. Линейность характеристики намного хуже по сравнению с биполярными транзисторами, имеющими точно такую же крутизну за счет ухудшения характеристик. Характеристики проводимости при работе в классе В не обладают гладкостью при пересечении нулевого значения, и поэтому отсутствует эквивалент условию оптимального задания смещения в режиме работы класса В, которое просто очевидно при работе каскада на биполярных транзисторах.
2. Напряжение (затвор–исток)  $V_{gs}$ , необходимое для образования канала проводимости, составляет, как правило, порядка 4–6 В, что намного больше напряжения величиной 0,6 – 0,8 В, необходимого в биполярном

- транзисторе для управления базой. Это значительно снижает эффективность выходного каскада по напряжению, если только предыдущие малосигнальные каскады питаются от отдельных и высоковольтных шин питания.
3. Минимальное сопротивление канала проводимости полевого транзистора, обозначаемое как  $R_{ds(on)}$ , велико и определяет дальнейшее снижение эффективности каскада по сравнению с выходными каскадами на биполярных транзисторах.
  4. Мощные полевые транзисторы склонны к возникновению паразитных колебаний. В жестких условиях работы приборы в пластмассовых корпусах будут, без всяких преувеличений, взрывать. Обычно этот процесс можно как-то контролировать в простых выходных каскадах на комплементарных полевых транзисторах за счет добавления на затворе ограничивающих резисторов, но он представляет серьезное препятствие для проведения серьезных экспериментов при разработке схем выходных каскадов.
  5. Некоторые заявляют, что параметры полевых транзисторов являются более предсказуемыми; автор же данной книги полагает, что подобные заявления просто невозможно понять, так как полевые транзисторы имеют дурную славу оказаться вообще чем угодно. Из паспортных данных одного из производителей (Харрис [Harris]) напряжение  $V_{gs}$  полевого транзистора IRF240 варьируется между значениями 2,0 и 4,0 В для величины тока стока  $I_d$ , равного 250 мА; т.е. имеется диапазон двукратного изменения параметра. В противоположность полевым транзисторам соотношение базово-эмиттерного напряжения к току коллектора  $V_{be}/I_c$  для биполярного транзистора является фиксированным значением, определяемым математическим соотношением, выведенным для данного типа транзистора, и которое, к тому же, является вызывающим доверие. Никому же не придет в голову использовать полевые транзисторы в логарифмических преобразователях.
  6. Так как разброс значений напряжения  $V_{gs}$  очень велик, это осложняет параллельное включение приборов для достижения более высокой выходной мощности. При параллельном включении каскадов на биполярных транзисторах редко требуется использовать резисторы общего (*совместно используемого*) тока, значения сопротивлений которых превышали бы 0,1 Ом, однако в случае использования полевых транзисторов значения сопротивлений должны быть гораздо больше, что еще больше снижает эффективность работы схемы.
  7. На время написания данной книги существовало еще одно, экономическое, препятствие для использования полевых транзисторов. Если взять усилитель с определенной выходной мощностью, то стоимость выходных полупроводниковых приборов возрастает в полтора-два раза при использовании полевых транзисторов.

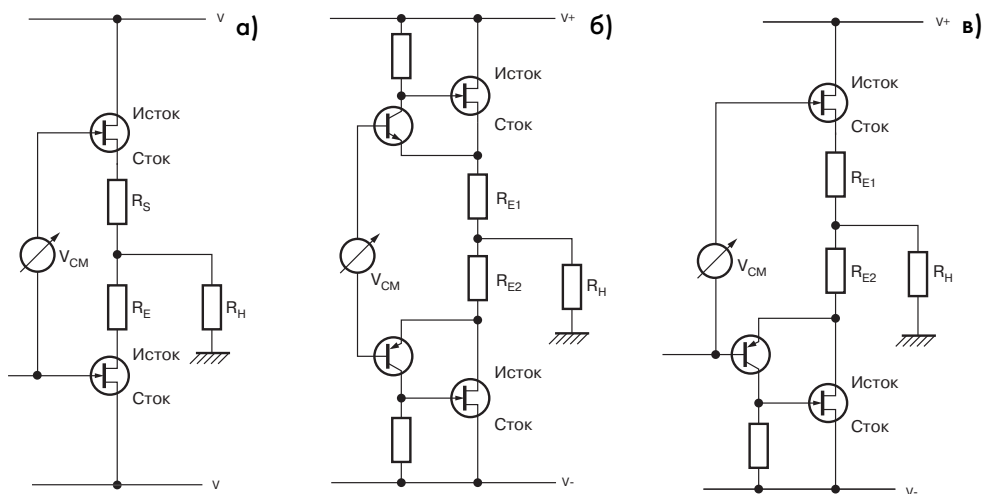
### 11.3. Биполярные транзисторы с изолированным затвором, IGBT

Биполярный транзистор с изолированным затвором, IGBT, представляет сравнительно новую возможность для разработчиков схем усилителей. Он как бы объединил лучшие черты полевых и биполярных транзисторов. С точки зрения автора данной книги такое предложение нельзя принимать однозначно, так как он считает, что преимущества использования полевых транзисторов в аудиотехнике очень сильно перевешиваются их недостатками, а если биполярные транзисторы с изолированным затвором все-таки имеют какие-то особенные преимущества, то почему же они так долго скрывались. В соответствии с примечаниями компании Тошиба (Toshiba) [1] к применению данных приборов, биполярный транзистор с изолированным затвором составлен из полевого транзистора, управляющего работой биполярного мощного транзистора; автор данной книги не располагает данными о линейности характеристик данных приборов, но само слово «комбинация» не может звучать обнадеживающе.

Наиболее обескураживающим аспектом относительно биполярных транзисторов с изолированным затвором является присутствие паразитного биполярного транзистора, который с трудом включает прибор при превышении порогового значения тока. Этот встроенный саморазрушающий механизм будет делать защиту от перегрузки, по крайней мере, очень критичной; кажется весьма сомнительным, что биполярные транзисторы с изолированным затвором станут популярными для применения в аудиотехнике.

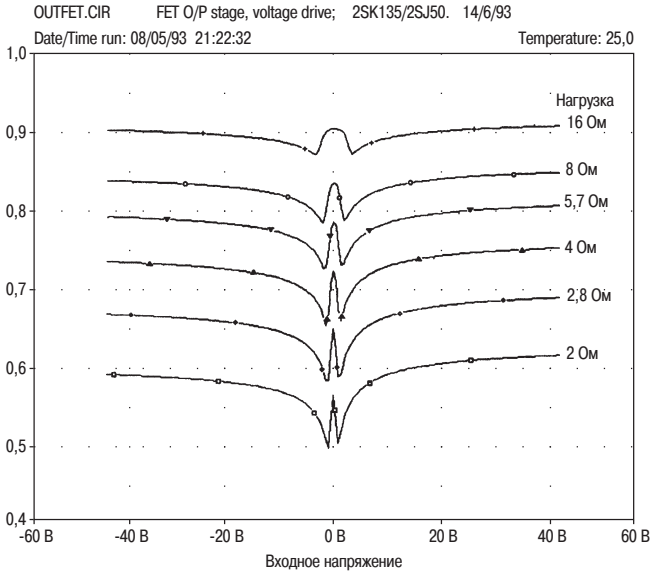
### 11.4. Выходные каскады на мощных полевых транзисторах

Три основных типа выходных каскадов на полевых транзисторах представлены на рис. 11.1, а на рис. 11.2-11.5 представлены результаты моделирования с использованием

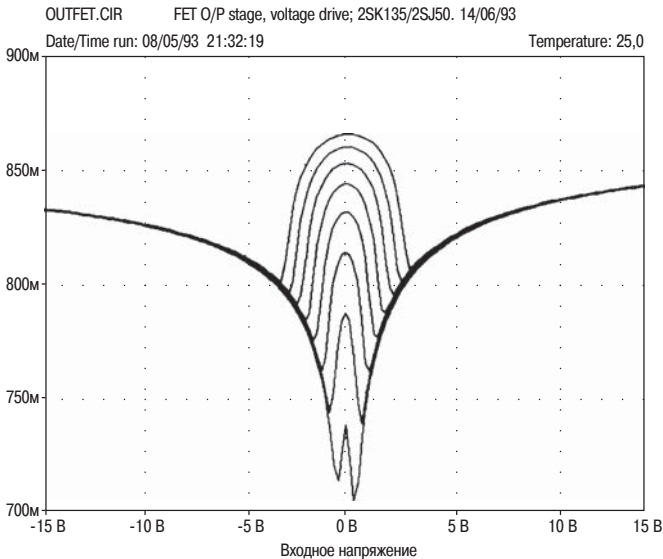


**Рис. 11.1.** Три основные схемы выходных каскадов, выполненных на МОП полевых транзисторах





**Рис. 11.2.** Зависимость усиления от выходной мощности в режиме большого сигнала каскада усилителя с общим стоком на полевых транзисторах

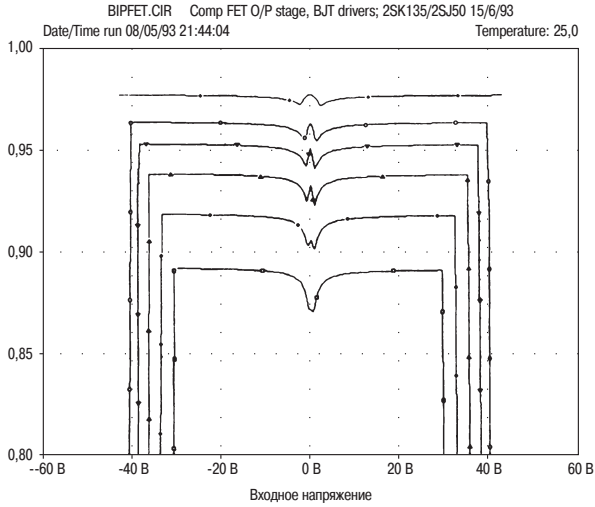


**Рис. 11.3.** Область перехода сигнала через нулевое значение (в точке кроссовера) для значений напряжения  $\pm 15$  В для каскада усилителя с общим стоком на полевых транзисторах

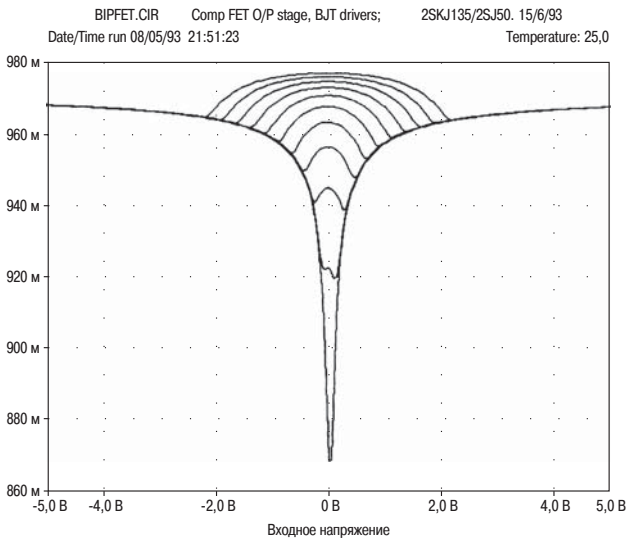
программы SPICE зависимостей коэффициентов усиления для полевых транзисторов 2SK135/2SK150. В большинстве усилителей на полевых транзисторах используется простейшая схема с общим стоком, представленная на рис. 11.1а; зависимость усиления для режима большого сигнала на рис. 11.2 показывает, что для данного значения нагрузки усиление оказывается меньше (0,83 по сравнению со значением 0,97 для биполярного транзистора при величине нагрузки 8 Ом), это происходит из-за более низкого значения крутизны  $g_m$ , что наравне с более высоким значением сопротивления во включенном состоянии значительно уменьшает к. п. д. на выходе схемы. Искажения для режима с разомкнутой цепью значительно выше; однако, LSN не увеличивается значительно для более тяжелых нагрузок; при этом отсутствует эквивалент спаду усиления, характерного для биполярного транзистора. Для области перехода сигнала через нулевое значение характерно более резкое и высокое отклонение, чем для каскада, выполненного на биполярных транзисторах, и выглядит оно достаточно угрожающе; а на рис. 11.3 демонстрируется невозможность определения правильного значения для установки напряжения смещения  $V_{bias}$ .

На рис. 11.1б представлен гибридный (т.е. выполненный на биполярном и на полевом транзисторах) квази-комплементарный выходной каскад, который впервые был описан Селфом (Self) [2]. Данный вариант схемы предназначен достичь скорее максимальной экономии, чем эффективности работы, так как выбор был сделан (в основном из рыночных соображений) в пользу того, чтобы использовать полевые транзисторы, причем, в качестве обоих выходных приборов использовать более дешевые n-канальные транзисторы; комплементарные МОП полевые транзисторы все еще остаются более дорогими и более редкими. Базовая схема имеет ярко выраженную асимметричность, нижняя половина гибридной схемы обеспечивает более высокое и постоянное усиление, чем верхняя половина каскада, выполненного по схеме с общим стоком, увеличение значение  $Re_2$  обеспечивает достаточное согласование между значениями усиления двух половин схемы, однако при этом оставляет приводящую в уныние непрерывность процесса перехода сигнала через нулевое значение.

Гибридная полностью комплементарная схема, представленная на рис. 11.1в, была предложена в работе [3] с целью получить максимальную производительность при использовании полевых транзисторов путем линеаризации выходных приборов с использованием локальной обратной связи и уменьшения изменений значения тока в рабочей точке,  $I_q$ , благодаря более низкому значению рассеиваемой мощности биполярных транзисторов, применяемых в схеме предоконечного каскада. Схему характеризует очень высокая линейность характеристики, в ней отсутствует спад усиления при высоких нагрузках (рис. 11.4), она предвещает отсутствие искажений, связанных с выключением приборов; однако, как показывает опыт, она достаточно неэффективна в отношении максимального значения размаха амплитуд напряжений. Область на рис. 11.5, связанная с переходом сигнала через нулевой уровень, все еще имеет неприятные резкие изгибы, но общее отклонение усиления (0,96 – 0,97 при величине нагрузки 8 Ом) намного меньше, чем для квази-гибридной схемы (0,78 – 0,90), поэтому энергия сигнала генерируемых гармоник высоких порядков оказывается меньше.



**Рис. 11.4.** Зависимость усиления от выходной мощности (гибридного) каскада на комплементарных МОП полевых и биполярных транзисторах



**Рис. 11.5.** Область перехода сигнала через нулевое значение (в точке кроссовера) для значений напряжения  $\pm 15$  В для каскада усилителя, выполненного на комплементарных МОП полевых и биполярных транзисторах

Таблица 11.1

	Эмиттерный повторитель	Пара с комплементарной ОС, СФР	Простая квази-комплементарная схема	Квази-комплементарная схема Бакстрейна	Тройная схема, Тип 1	Простой выходной каскад на МОП-полевых транзисторах	Квази-комплементарный выходной каскад на МОП-полевых транзисторах	Гибридный выходной каскад на МОП-полевых транзисторах
8 Ом	0,031 %	0,014 %	0,069 %	0,050 %	0,13 %	0,47 %	0,44 %	0,052 %
Усиление	0,97	0,97	0,96	0,96	0,97	0,83	0,84	0,97
4 Ом	0,042 %	0,030 %	0,083 %	0,083 %	0,60 %	0,84 %	0,072 %	0,072 %
Усиление	0,94	0,94	0,94	0,94	0,92	0,72	0,73	0,94

В табл. 11.1 сведены воедино все зависимости результатов моделирования с использованием программы SPICE для величины нагрузки 4 и 8 Ом. Каждая из них была подвержена Фурье-преобразованию для расчета суммарного коэффициента нелинейных искажений для величины входного напряжения  $\pm 40$  В. Для сравнения в нее включены результаты для биполярных транзисторов, приведенные в главе 5.

## 11.5. Мощные полевые и биполярные транзисторы: сравнение линейности характеристик

В свое время было много споров, являются ли наиболее подходящими для использования в выходных каскадах усилителей мощности мощные полевые или биполярные (с p-n-переходами) транзисторы, см., например, работы Хоутина (Hawtin) [4]. В пылу бушевавших споров или при любом колебании мнения, очень часто категорически утверждалось, что мощные полевые транзисторы обеспечивают более высокую линейность характеристики по сравнению с биполярными аналогами, и обычно с интонациями, которые подразумевали, что только полный невежда может не знать этого.

В аудиоэлектронике существует золотое практическое правило: если какой-нибудь, якобы очевидный, факт повторяется бесчисленное количество раз, но при этом без каких-либо подтверждающих данных, то к нему надо относиться, без всяких сомнений, весьма осторожно. Поэтому автор данной книги предлагает свою собственную точку зрения на данную ситуацию.

Он предполагает, что в настоящее время уже является хорошо установленным фактом то, что мощные полевые транзисторы, когда они используются в обычных выходных каскадах, работающих в классе В, обеспечивают в значительной степени меньшую линейность, чем биполярные транзисторы. Отклонения коэффициента усиления в области перехода сигнала через нулевой уровень имеют гораздо большую интенсивность для полевых транзисторов, чем сравнительно умеренные колебания для каскада на биполярных транзисторах, у которых имеется в наличии правильно заданный уровень смещения, а кривая зависимости усиления для полевого транзистора в действительности имеет зазубрины, благодаря способу, которым два прибора с квадратичными характеристиками совмещаются. Область постоянно возрастающего усиления простого выходного каскада на полевых транзисторах составляет 0,84–0,79 (диапазон 0,05) и это действительно значительно больше, чем для каскада на биполярных транзисторах, рассмотренного в Главе 5; каскад на эмиттерном повторителе обеспечивает область 0,965–0,972 при нагрузке 8 Ом

(диапазон 0,007), а каскад на паре с комплементарной обратной связью, CFP, обеспечивает область 0,967–0,970 (диапазон 0,003). Меньшие значения диапазонов изменения коэффициентов усиления нашли свое отражение в гораздо более низких значениях суммарного коэффициента нелинейных искажений, когда данные моделирования с использованием программы PSpice подвергаются Фурье-анализу.

Разумеется, что наиболее важным отличием может быть то, что для каскадов на биполярных транзисторах изменения усиления представляют плавные колебания, тогда как для зависимостей на полевых транзисторах представляются более вероятными резкие изменения, которые гораздо сложнее подвергнуть линеаризации с использованием отрицательной ОС, которая должна уменьшаться с увеличением частоты. В своей основе экспоненциальная характеристика  $I_c/V_{be}$  двух биполярных транзисторов приближается наиболее точно к идеальной сопряженной (т.е. всегда стремящейся к 1) математической функции, а это представляет основную причину значительно более меньших по величине искажений, связанных с переходом сигнала через нулевой уровень.

Тщательный анализ того, как в двух типах приборов начинается процесс проводимости по мере того, как возрастает входное напряжение, показывает, что полевой транзистор резко переходит на участок с квадратичной зависимостью своей характеристики, тогда как поведение биполярного прибора в соответствии с экспоненциальной характеристикой обеспечивает гораздо более медленное и плавное начало процесса проводимости.

Совершенно аналогично в недавних работах [5] показано, что менее традиционные подходы к решению проблемы, например, такой как конфигурация СС-СЕ г-на Бенгта Олссона (Bengt Olsson) [6], также страдают от существующей несопряженности полевых транзисторов и проявляют резкие изменения в величине коэффициента усиления. Джевел (Gevel) [7] показал, что это оказывается справедливым для обеих версий каскада, предложенного Олссоном, в которых используются в предоконечном каскаде как *n*-, так и *p*-канальные полевые транзисторы. В них всегда наблюдается резкое изменение в значении коэффициента усиления.

## 11.6. Полевые транзисторы в каскадах класса А

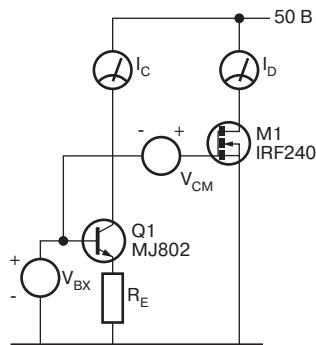
Автору данной книги пришло на ум, что идея о том, что полевые транзисторы обладают более высокой линейностью характеристик, основывалась не на результатах их применения в усилителях класса А, а на анализе поведения отдельного прибора при работе в классе А. Возможно, это аргументировалось тем, что примерно квадратическая зависимость для характеристики  $I_q/V_{gs}$  у полевых транзисторов чисто интуитивно кажется более *линейной*, чем экспоненциальная зависимость характеристики  $I_c/V_{be}$  у биполярного транзистора, но, однако, при этом немного трудно определить, а что же, собственно, понимать под термином *линейная* в данном контексте. Конечно, полупроводниковые приборы с квадратичной зависимостью будут генерировать преимущественно гармоники низких порядков, но это ничего не говорит об их относительном количестве.

Поистине соперничество между биполярными и полевыми транзисторами представляет собой сравнение между яблоками и зубкотрубом, основной проблемой дискуссии является вопрос о том, что несовершенное значение крутизны характеристики (*gm*) биполярного транзистора значительно больше, чем для любого мощного полевого транзистора. На рис. 11.6 приводится абстрактная тестовая схема;

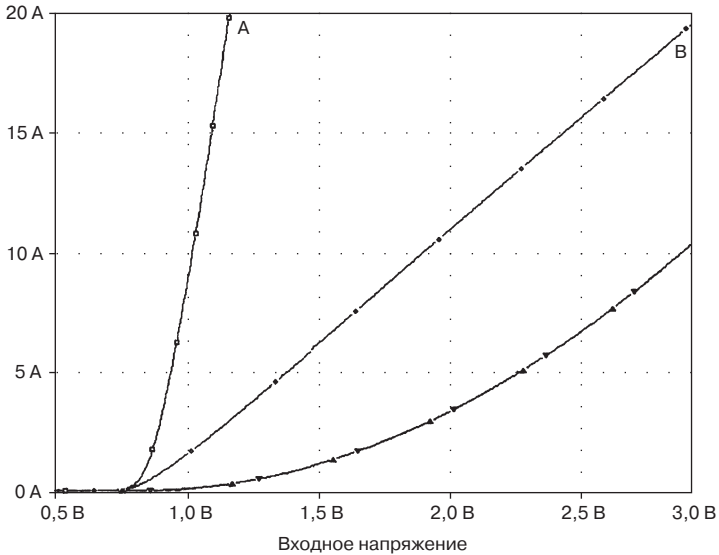
как у биполярного транзистора в корпусе типа ТО 3 (MJ802), так и у мощного полевого транзистора (IRF240) приложено возрастающее постоянное входное напряжение  $V_{\text{ВХ}}$  к их базе (и затвору), а результирующие токи коллектора и стока, полученные методом моделирования с использованием программы PSpice приводятся на графиках рис. 11.7. Напряжение разбаланса  $V_{\text{offset}}$  было использовано для увеличения напряжения, приложенного к полевому транзистору, на 3,0 В, так как ничего не происходило ниже значения напряжения  $V_{\text{GS}} = 4$  В, а также потому, что полезно иметь зависимости, расположенные примерно на той же самой оси. Зависимость для биполярного транзистора, обозначенная как А, идет почти вертикально вверх, как результат его более высокого значения  $g_m$ . Чтобы сделать сравнение возможным, вводится действие слабой локальной отрицательной обратной связи на Q1 с использованием резистора  $R_E$ , а так как эмиттерное сопротивление обратной связи увеличено с 0,01 Ом до значения 0,1 Ом, наклон зависимости коллекторного тока  $I_c$  изменяется и она проходит ближе к зависимости тока стока  $I_d$ .

Из-за нелинейного характера зависимости тока стока полевого транзистора не представляется возможным выбрать значение сопротивления резистора  $R_E$ , которое обеспечило бы достаточно точное совпадение значений крутизны  $g_m$ ; значение сопротивления  $R_E = 0,1$  Ом было выбрано только из соображений реального приближения; см. зависимость В. Однако важный момент заключается в том, что автор данной книги полагает, что никто не сможет утверждать, что характеристика тока стока  $I_d$  полевого транзистора оказывается более линейной, чем зависимость В.

Это становится еще более очевидным при рассмотрении рис. 11.8, на котором приводятся зависимости крутизны характеристик от входного напряжения. При этом совершенно не возникает никаких вопросов по поводу того, что крутизна полевого транзистора возрастает строго линейно – однако такая «линейность» является результатом квадратичной зависимости увеличения тока стока  $I_d$ . Почти постоянный ход зависимостей  $g_m$  для биполярных транзисторов является гораздо более серьезным основанием для проектирования усилителя, обладающего высокой линейностью характеристики.



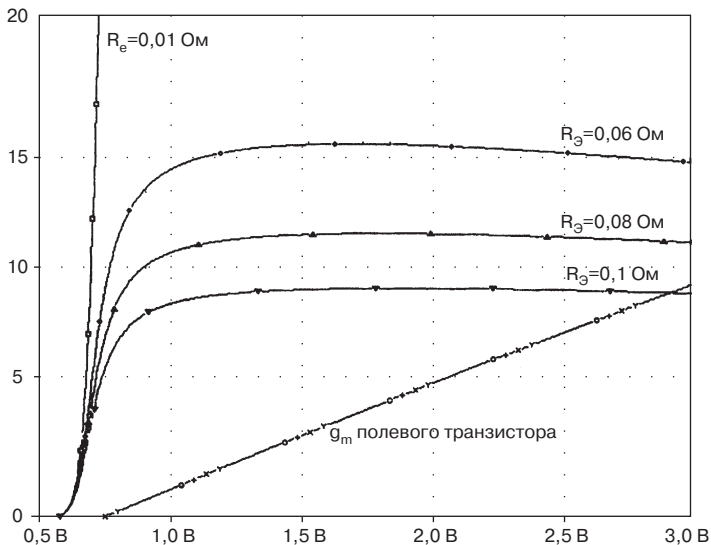
**Рис. 11.6.** Схема для проверки линейности. Напряжение разбаланса  $V_{\text{offset}}$  добавляет 3 В к уровню постоянного напряжения, приложенного к затвору полевого транзистора только для того, чтобы зависимости токов проходили на графиках рядом



**Рис. 11.7.** Зависимости коллекторного тока  $I_c$  для биполярного и тока стока  $I_d$  для полевых транзисторов. Зависимость А показывает изменение коллекторного тока только для одного биполярного транзистора, тогда как зависимость В показывает результат применения резистора  $R_e = 0,1 \text{ Ом}$ . Пунктирная линия показывает результат изменения тока стока  $I_d$  для мощного полевого транзистора без применения обратной связи

Для того чтобы предвосхитить любые возражения, что подобное сравнение является совершеннейшей чепухой, так как биполярный транзистор является прибором, относящимся к классу управляемых током, автор книги считает необходимым сделать в этом месте небольшое добавление, что подобное утверждение вовсе не является справедливым. Биполярный транзистор является полупроводниковым прибором, управляемым напряжением, а базовый ток, который протекает в нем, представляет просто причиняющий неудобство побочный эффект при протекании коллекторного тока, вызванного вышеупомянутым напряжением базы. Это является причиной того, что коэффициент усиления по току бета изменяется сильнее, чем большинство остальных параметров биполярного транзистора; базовый ток представляет скорее нежелательную ошибку, чем основу работы транзистора.

Результаты моделирования с использованием программ PSpice, продемонстрированные в этой главе, сравнивались с зависимостями, приводимыми производителями полупроводниковых приборов, при этом совпадение оказалось очень хорошим — почти безупречным. Таким образом, представляется вполне разумным полагаться на модель выходных параметров для такого рода исследований — они выполняются гораздо быстрее, чем проведение реальных измерений, а всеобъемлющая библиотека мощных полевых транзисторов, входящая в качестве составной части в программы моделирования Pspice, позволяет провести исследование по огромному количеству различных типов компонентов, обойдясь без их реального приобретения.



**Рис. 11.8.** Зависимости крутизны от входного напряжения для биполярного и полевого транзистора. Почти горизонтальные линии представляют зависимости  $g_m$  для различных значений сопротивления резистора  $R_e$

Чтобы завершить обсуждение вопроса, автор данной книги полагает, что возможно не совсем корректно было бы просто сравнивать полевой транзистор в чистом виде с таким же изолированно взятым биполярным прибором. Возможно, что существенным является то, что следовало бы начать с того, что у биполярного прибора изначально гораздо более высокое усиление, определяемое крутизной характеристики, а этот фактор может быть легче использован для получения более высокой линейности характеристики за счет использования локальной обратной связи, т. е. введения небольшого эмиттерного резистора обратной связи. Если же значение крутизны характеристики свести к уровню, характерному для полевого транзистора, то линейность характеристики в режиме сильного сигнала окажется просто великолепной. Автор книги должен сознаться в неосознанном чувстве, что если бы на практике мощные биполярные транзисторы начали бы использоваться вслед за полевыми транзисторами, то за них ухватились бы с ликованием, как за огромный шаг вперед в деле усиления мощности.

## 11.7. Список использованных источников

1. Langdon, S Audio amplifier using IGBT's, MOSFETs, and BJTs Toshiba Application Note X3504, V. 1 Mar 1991.
2. Self, D Sound MOSFET Design Electronics and Wireless World, Sept 1990.
3. Self, D MOSFET Audio Output Letter, Electronics and Wireless World, May 1989.
4. Hawtin, V Letters, Electronics World Dec 1994, стр. 1037.
5. Self, D Two-Stage Amplifiers and Olsson Output Stage Electronics World, Sept 1995.



## Глава 12. Термокомпенсация и динамика передачи тепла

---

### 12.1. Почему условия, определяющие величину тока в рабочей точке, являются критичными

В предыдущих главах этой книги очень подробно рассматривались искажения, возникающие в выходных каскадах усилителя, и выяснилось, что правильно спроектированный усилитель, работающий в классе В, у которого предприняты все необходимые меры противодействия от достаточно легко определяемых источников, вызывающих увеличение нелинейности характеристики, при использовании обычных, без значительного усложнения схем может изначально обеспечить очень низкое значение суммарного коэффициента нелинейных искажений. Те искажения, которые действительно возникают, своим происхождением обязаны в основном проблемам в использовании методов уменьшения нелинейности, возникающей из-за гармоник высоких порядков, генерируемых при переходе сигнала через нулевой уровень, за счет воздействия общей отрицательной обратной связи, коэффициент усиления которой уменьшается с частотой; для нагрузок величиной 8 Ом этот источник искажений является основным, и, к большому сожалению, искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень (искажения в точке кроссовера), обычно рассматриваются как наиболее пагубные для сохранения линейности характеристики. Из соображений удобства автор данной книги решил усилитель такого типа, у которого в малосигнальных каскадах не возникает дополнительных искажений, но сам он продолжает генерировать искажения, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень и которые являются неотъемлемой чертой режима работы усилителя в классе В, назвать безупречным (или идеальным) во всех отношениях усилителем (см. главу 3 данной книги).

В разделе 5.5.13 было высказано предположение, что величина искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень и обусловленных процесса-

ми в выходном каскаде, более всего зависит от выбранной для него конфигурации схемы и используемых полупроводниковых приборов поэтому, самое лучшее, что можно сделать, это обеспечить такие условия работы, при которых для выходного каскада обеспечивается поддержание оптимального значения тока в рабочей точке, при котором генерируемые искажения характеризуются минимальным значением.

Так как эта возможность является единственной, то на практике становится наиболее важным свести к минимуму нестабильность усиления выходного каскада в моменты перехода сигнала через нулевой уровень и сделать это за счет точного поддержания параметров, определяющих величину тока в рабочей точке, при их оптимальном значении. Этот вывод получает дополнительные подтверждения установлением того факта, что для безупречного усилителя увеличение величины тока в рабочей точке для осуществления перехода в класс работы АВ делает ситуацию с искажениями хуже, а не лучше, так как возникают артефакты, вызванные удвоением значения  $gm$  (крутизны характеристики). Другими словами, установки значения тока в рабочей точке будут правильными только для относительно очень узкого диапазона, а измерения суммарного коэффициента нелинейных искажений показали, что слишком большое значение тока в рабочей точке, скорее, оказывается хуже, чем небольшое (или, во всяком случае, меньшее значение лучше).

Изначальная установка тока в рабочей точке выполняется очень просто, так как анализатор нелинейных искажений позволяет получить отчетливую картину остаточной (или разностной) характеристики нелинейных искажений; необходимо просто увеличивать значение напряжения смещения, начиная от минимального, пока острые пикчи, вызванные переходом сигнала через нулевой уровень, не сольются на разностной характеристике нелинейных искажений с уровнем сигнала (фоновому) шума. Дальнейшее увеличение напряжения смещения вызовет появление на остаточной характеристике краев, которые смещаются при увеличении напряжения смещения в сторону от точки перехода сигнала через нулевой уровень; это результат удвоения значения крутизны  $gm$  и признак того, что напряжения смещения должно быть уменьшено в обратную сторону.

Добиться установки оптимального напряжения смещения очень просто, но его сохранение при изменяющихся рабочих условиях является более сложной задачей, потому что ток в рабочей точке характеристики,  $I_q$ , зависит от поддержания точного значения падения напряжения  $V_q$  на эмиттерных резисторах  $R_e$ , имеющих крошечное значение сопротивления, с использованием нагретых при работе усилителя транзисторов с изменяющимися значениями базово-эмиттерных напряжений  $V_{be}$ . Самое удивительное, что все это оказывается верным не только в теории, но и оказывается исполнимым на практике.

В некоторых типах усилителей (например, усилителях класса А или усилителях типа current-dumping) пытаются вообще избежать решения этой проблемы; однако, как правило, решение подобной проблемы представляет собой в том либо ином виде использование температурной компенсации, т.е. напряжение смещения выходного каскада корректируется температурным датчиком (как правило, транзистором умножения напряжения  $V_{be}$ ), расположенным настолько близко, насколько это вообще возможно, к мощным полупроводниковым приборам.

При такого рода решении проблемы существует врожденная неточность и запаздывание (отставание) в отслеживании температуры, приводящие к изначально запрограммированному запаздыванию в изменении величины тока в рабочей точке,  $I_q$  от изменившихся условий. При неожиданно возникшей ситуации, соответствующей высокому уровню выделяющейся в выходных транзисторах мощности, в первый момент времени начнется увеличение тока в рабочей точке,  $I_q$ , до значения, превышающего оптимальное, так как области р-п-переходов полупроводниковых приборов нагреются очень быстро. С течением времени вся масса теплоотводящего радиатора также начнет постепенно нагреваться и напряжение смещения начнет в результате температурной коррекции снижаться. Но когда рассеиваемая мощность уменьшится, то напряжение смещения окажется слишком низким, чтобы соответствовать условиям уже остывшего перехода, и усилитель окажется недосмещенным, что приведет к возникновению пиков, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень; описанная ситуация может продолжаться в течение нескольких минут. Такая картина очень хорошо проиллюстрирована в очень важной работе Сато и др. (Sato et al) [1].

## 12.2. Точность, требуемая для эффективной тепловой компенсации

Стабильность поддержания тока в рабочей точке зависит от двух основных факторов. Первым является стабильность генератора, вырабатывающего напряжение смещения  $V_{CM}$ , в свете воздействия внешних возмущений, таких, например, как изменение напряжения питания. Вторым, и более важным, фактором является эффект, связанный с изменением температуры в приборах предоконечного каскада и выходных приборах, и точность, с которой изменение напряжения смещения  $V_{CM}$  сможет нейтрализовать эти изменения.

Напряжение смещения  $V_{CM}$  должно нейтрализовать вызванные дрейфом температуры изменения напряжений в базово-эмиттерных переходах транзисторов, с тем, чтобы значение напряжения  $V_q$  оставалось постоянным. С точки зрения температурной компенсации (имеющей, как известно, некоторую ограниченность) и заданного значения сопротивления резистора  $R_e$  данная проблема в значительной степени напоминает традиционный критерий, требующий строгого сохранения постоянства величины тока в рабочей точке и при этом совершенно не допуская никаких изменений в точности его установки (задания).

Автор данной книги пришел к ряду заключений относительно точности установки напряжения смещения  $V_{CM}$ , позволяющей обеспечить минимальные искажения. Два основных типа выходных каскадов, с использованием эмиттерного повторителя и пары, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, очень различаются по характеру своего поведения и требованиям к напряжению смещения, что значительно осложняет дело. Результаты анализа нельзя признать достаточно строгими, так как они зависят от чисто визуальной оценки остаточного шумового сигнала, могут слегка изменяться от типа применяемого транзистора и т. д. Тем не менее, в табл. 12.1 приводятся начальные сведения, необходимые для изучения температурной компенсации.

Из этих результатов следует, что для каскада на эмиттерном повторителе можно взять диапазон допустимой погрешности, равный примерно  $\pm 100$  мВ, тогда как для каскада на паре, озваченной комплементарной обратной связью, аналогичный диапазон будет равен  $\pm 10$  мВ. Это дает некоторые наметки для объяснения, почему каскад на эмиттерном повторителе может обеспечить удовлетворительную стабильность для тока в рабочей точке вопреки его зависимости от величины напряжения  $V_{be}$  нагретого мощного транзистора.

Возвращение к программам моделирования Spice (при этом принимается, что значение сопротивления резистора  $R_e$  равно 0,1 Ом) дает следующие результаты быстрой проверки того, как температуры р-п-перехода различных типов транзисторов воздействуют на величину напряжения  $V_q$ :

- У выходного каскада на эмиттерном повторителе напряжение  $V_q$  составляет 42 мВ, при этом восприимчивость  $V_q$  (способность к быстрому реагированию, изменению) составляет  $-2$  мВ/°С относительно температуры транзистора предоконечного каскада и  $-2$  мВ/°С относительно температуры р-п-перехода выходного прибора. Т.е. ситуация не таит никаких сюрпризов.
- Для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, величина напряжения  $V_q$  значительно меньше (3,1 мВ), а восприимчивость  $V_q$  составляет  $-2$  мВ/°С относительно температуры транзистора предоконечного каскада и всего лишь  $-0,1$  мВ/°С относительно температуры р-п-перехода выходного прибора. Данный факт подтверждает, что локальная отрицательная обратная связь в каскаде делает величину  $V_q$  относительно независимой от температуры выходного прибора, которая, как это демонстрируют данные, приведенные в табл. 12.1, должна оказаться точнее примерно в десять раз.

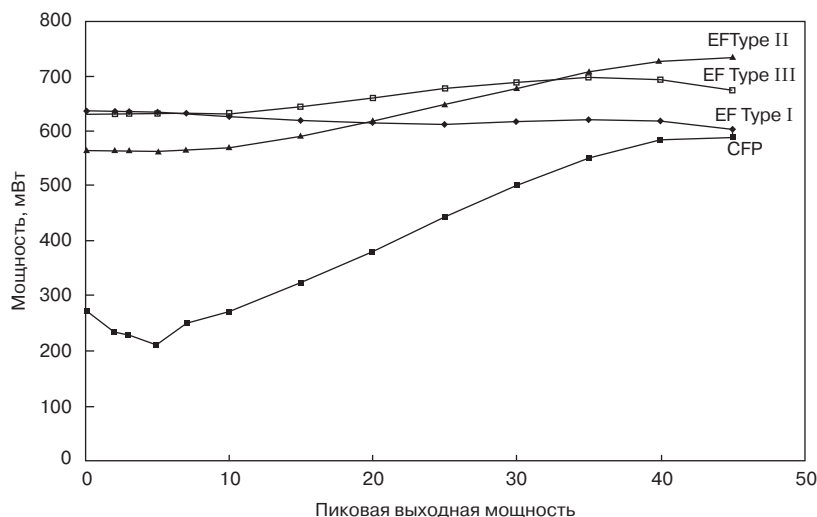
Выходные приборы каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, примерно в двадцать раз менее восприимчивы к изменениям температуры р-п-перехода, но величина падения напряжения  $V_q$  на резисторе  $R_e$  примерно в 10 раз меньше; следовательно, действительное соотношение между изменениями температуры р-п-перехода выходного прибора и искажениями, вызванными переходом сигнала через нулевой уровень, не так уж сильно отличаются для двух конфигураций выходных каскадов, показывая, что касается температурной стабильности, что каскад на паре с комплементарной обратной связью, CFP, может быть по параметрам только примерно в два раза лучше по сравнению с каскадом, выполненным по схеме эмиттерного повторителя, а вовсе не так сильно, как можно было бы подумать, и это, скорее всего, является общей тенденцией. На практике же, как будет показано далее, фактические тепловые показатели каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, могут быть еще хуже.

В реальной жизни, когда выходная мощность непрерывно изменяется, ситуация дополнительно осложняется изменением уровня выделяющейся мощности в транзисторах предоконечного каскада при изменении мощности выходного сигнала. На рис. 12.1 показано, что рассеиваемая мощность транзисторов предоконечного каскада в схеме на паре, охваченной комплементарной обратной связью,

Табл. 12.1. Допуск изменения напряжения смещения  $V_{bias}$  для нагрузки 8 Ом

		Входной каскад	
		на эмиттерных повторителях, EF	на паре, охваченной комплиментарной обратной связью, CFP
Пики искажений перехода сигнала через нулевой уровень ярко выражены	Недостаточное напряжение смещения	2,25 В	1,242 В
Пики искажений перехода сигнала через нулевой уровень остаются видимыми	Недостаточное напряжение смещения	2,29 В	1,258 В
Оптимальная разностная характеристика искажений	Оптимальное значение	2,38 В	1,283 В
Искажения за счет удвоения значения крутизны $gm$ остаются видимыми	Слишком большое напряжение смещения	2,50 В	1,291 В
Искажения за счет удвоения значения крутизны $gm$ ярко выражены	Слишком большое напряжение смещения	2,76 В	1,330 В

CFP, изменяется гораздо сильнее при изменении выходного сигнала, но в среднем их температура оказывается ниже. Для двух типов выходных каскадов температура транзисторов предоконечного каскада оказывается важной в одинаковой степени, однако изменения рассеиваемой мощности в транзисторах предоконечного каскада в схеме, выполненной на эмиттерных повторителях, оказываются не столь значительными при изменении мощности выходного сигнала, хотя начальный дрейф при включении оказывается больше, так же как и рассеяние стационарного процесса больше. Это явление, дополненное к тому же большей в два раза чувствительностью к температуре выходных полупроводниковых приборов и большим саморазогревом выходных полупроводниковых приборов в каскаде, выполненном на эмиттерных повторителях, может быть действительной причиной того, почему большинство разработчиков имеют ощущение, что каскад, выполненный на эмиттерных повторителях, обладает собственной более высокой стабильностью тока в рабочей точке. Действительное же состояние дел, связанных с тем, какой же именно тип каскада является более температурно стабиль-



**Рис. 12.1.** Зависимость мощности, рассеиваемой в транзисторах предоконечного каскада, от уровня выходного сигнала. При всех изменениях в конфигурации, выполненной с применением эмиттерных повторителей, рассеиваемая мощность изменяется мало при изменении мощности выходного сигнала, мощность же в транзисторах предоконечного каскада, выполненного на паре с комплементарной обратной связью, изменяется в два раза или даже еще больше

ным, оказывается намного сложнее и зависит от ряда выбранных вариантов, выполненных на этапе проектирования, и используемых при этом допущений.

Усвоив это, можно обдумывать идеальную систему термокомпенсации для двух конфигураций выходного каскада. Для выходного каскада на эмиттерных повторителях величина напряжения  $V_q$  задается вычитанием четырех различных базово-эмиттерных напряжений из напряжения смещения  $V_{cm}$ , у всех четырех имеется равное право на влияние, и поэтому температуры всех четырех переходов имеют моральное право быть учтенными в окончательном результате. Это действительно было бы всеобъемлющим решением, однако наличие четырех температурных датчиков на один канал было бы очевидным перебором. Для каскада, выполненного на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, можно пренебречь температурами выходных приборов и контролировать только температуру транзисторов предоконечного каскада, что значительно упрощает дело (и неплохо зарекомендовало себя на практике).

Если оказывается возможным допустить, что транзисторы предоконечного каскада и мощные выходные полупроводниковые приборы образуют комплементарные (взаимно дополняющие друг друга) пары с аналогичным характером изменения базово-эмиттерных напряжений  $V_{be}$ , то возникает условие симметричности, и необходимо рассматривать только половину выходного каскада при условии, что напряжение смещения  $V_{cm}$  уменьшено наполовину, чтобы удовлетворять схемным требованиям. При этом принимается, что акустический (или

низкочастотный) сигнал будет симметричным в масштабе времени от секунд до минут, поэтому в верхней и нижней половинах схемы выходного каскада рассеиваемые мощности и увеличение температур окажутся равными. Все это кажется прекрасным и беспроблемным вариантом, однако голос человека, не сопровождаемый музыкальным аккомпанементом, обладает положительными и отрицательными пиковыми значениями, которые могут различаться по уровню вплоть до 8 дБ, поэтому длительное, по крайней мере, хоровое исполнение без музыкального сопровождения имеет возможность ввести в заблуждение любую схему компенсации, в которой использует принцип симметрии. Одним из усилителей, в котором действительно используются отдельные датчики для верхней и нижней половин выходного тракта, является Adcom GFA-565.

Для варианта усилителя с эмиттерными повторителями транзисторы как предоконечного, так и выходного каскада оказывают одинаковое влияние на величину напряжения  $V_q$ , но обычно мощные выходные приборы нагреваются значительно сильнее, чем транзисторы предоконечного каскада, и их выделяющаяся мощность меняется значительно сильнее с уровнем выходного сигнала. В этом случае датчик устанавливается либо сверху, либо рядом с одним из мощных выходных приборов, при этом как можно ближе к области его р-п-перехода. Экспериментально было доказано, что верхняя поверхность корпуса транзисторного типа ТОЗ является лучшим местом для его размещения, см. раздел 12.6. Недавние эксперименты подтвердили, что это оказывается справедливым и для корпусов типа ТОЗР (это большой плоский пластмассовый корпус, похожий на чрезмерно увеличенный корпус типа ТО222 и не имеющий ничего общего с корпусом ТОЗ), который способен легко выдерживать более высокую на 20 градусов температуру на своей верхней пластмассовой поверхности, чем это может позволить себе расположенный под ним теплоотводящий радиатор.

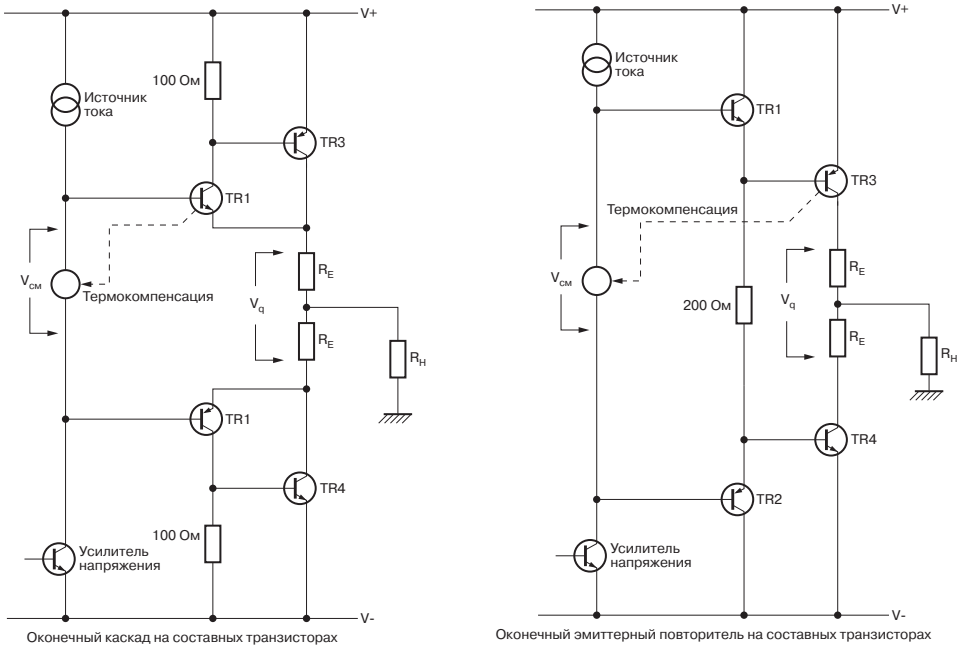
В каскаде, охваченном комплементарной обратной связью, СФР, транзисторы предоконечного каскада оказывают более сильное влияние, а степень воздействия мощных выходных приборов, которые оказываются достаточно сильно нагретыми, составляет всего одну двадцатую от общей величины. Мощность, выделяемая в транзисторах предоконечного каскада, также изменяется в широких пределах, поэтому в данном случае правильное место расположения температурного датчика, или термодатчика, должно быть выбрано так близко, насколько это возможно, к области р-п-перехода транзистора предоконечного каскада.

Схемы для непосредственного сервоконтроля величины тока в рабочей точке обсуждались многократно [2], однако все они страдали от того, что значение того параметра, который собственно и должен контролироваться, не может измеряться непосредственно (естественно, за исключением случая полного отсутствия сигнала), так как он забивается (глушится) выходными токами усилителя класса В. В противоположность этому ток в рабочей точке усилителя, работающего в классе А, измеряется достаточно просто, обеспечивая очень точное управление с использованием обратной связи; однако его поддержание неизменным вовсе не является критическим с точки зрения характеристик искажения.

Поэтому возникает закономерный вопрос: с какой необходимой точностью должен поддерживаться ток в рабочей точке ВАХ? На этот вопрос ответить доста-

точно сложно, и не потому, что вопрос поставлен неверно. В разделе 5.5.18 установлено, что критическим параметром является вовсе не ток в рабочей точке (обозначаемый здесь и далее по тексту символами  $I_q$ ) как таковой, а скорее, вызываемые им падения напряжения  $V_q$  на двух эмиттерных резисторах  $R_E$ . Все это позволяет сделать маленькое отступление (и все это после того, как в течение 30 или более того лет все разработчики были озабочены величиной тока в рабочей точке), подтверждающее, что эта новость действительно является хорошей, так как величина сопротивления резистора  $R_E$  вовсе не усложняет картины. Напряжение на входных клеммах выходного каскада ( $V_{CM}$ ) более не является критичным, так как если значение  $R_E$  выбрано правильно, величины  $V_q$  и  $I_q$  изменяются пропорционально. Два основных типа выходных каскадов, каскад на эмиттерных повторителях и каскад на паре с комплементарной обратной связью, CFP, показаны на рис. 12.2. Допустимые отклонения их значений напряжений  $V_q$  совершенно различны.

Из измерений на графиках, приведенных на рис. 12.1, допустимая погрешности для напряжения  $V_q$  в каскаде с эмиттерными повторителями составляет  $\pm 100$  мВ, и для каскада на паре с комплементарной обратной связью, CFP, составляет  $\pm 10$  мВ. Эти допуски не являются определенными раз и навсегда, просто автор книги уверен, что они реальны и корректны. Для значений общего напряжения



**Рис. 12.2.** Схемы выходных каскадов на эмиттерных повторителях и на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, на которых показаны напряжение смещения  $V_{CM}$  и напряжение  $V_q$



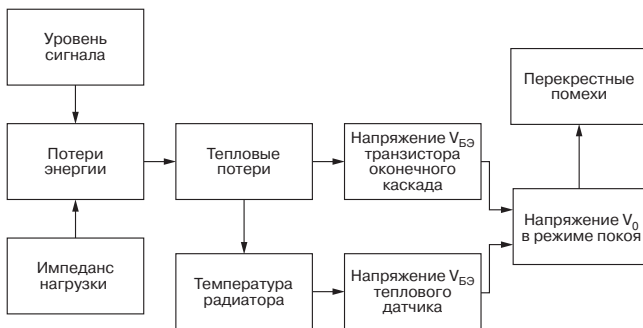
смещения  $V_{см}$  для каскада с эмиттерным повторителем необходимо напряжение  $2,93 \text{ В} \pm 100 \text{ мВ}$ , а для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР,  $1,30 \text{ В} \pm 10 \text{ мВ}$ . Напряжение смещения  $V_{см}$  для каскада с эмиттерными повторителями должно быть выше, так как для получения напряжения  $V_q$  из него вычитается четыре базово-эмиттерных напряжения  $V_{be}$ , тогда как для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР, вычитается только два базово-эмиттерных напряжения  $V_{be}$  транзисторов предоконечного каскада.

Таким образом, для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР, требования к компенсации напряжения смещения более жесткие, чем для каскада на эмиттерных повторителях, требуя точность 1% по сравнению с точностью в 3,5%, однако, все обстоит далеко не так просто. Стабильность поддержания напряжения  $V_q$  в каскаде с эмиттерными повторителями зависит, прежде всего, от нагретых выходных полупроводниковых приборов, тогда как рассеиваемая мощность в транзисторах предоконечного каскада этой схемы изменяется очень незначительно с изменением уровнем выходной мощности. Напряжение  $V_q$  каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР, зависит почти полностью от температуры р-п-переходов транзисторов предоконечного каскада, так как влияние температуры выходных полупроводниковых приборов снижено влиянием локальной отрицательной обратной связи; однако рассеиваемая мощность в транзисторах предоконечного каскада изменяется очень сильно с изменением выходной мощности, поэтому преимущество этой схемы нельзя считать однозначно доказанным.

Теплоотводящие радиаторы транзисторов предоконечного каскада значительно меньше по размерам по сравнению с таковыми, применяемыми для мощных выходных приборов, поэтому постоянная времени для напряжения  $V_q$  каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР, может оказаться почти в десять раз меньше.

### 12.3. Основной метод температурной компенсации

В усилителях класса В основным способом снижения нестабильности тока в рабочей точке является тепловая обратная связь. Напряжение смещения  $V_{см}$  генерируется в термодатчике, имеющем отрицательный температурный коэффициент, обычно это транзистор умножителя напряжения  $V_{be}$ , установленный на основном теплоотводящем радиаторе. Эта система доказала свою работоспособность в течение более чем 30 последних лет, и обычно она предотвращает любую возможность теплового ухода параметров. Однако она подвержена влиянию как тепловых потерь, возникающих при теплопередаче, так и инерционности передачи тепла, присутствующих между выходными полупроводниковыми приборами и тепловым датчиком, что делает задачу установления оптимального смещения несколько неопределенной, поэтому на практике условия, поддерживающие стабильность тока в рабочей точке, являются функцией величины предшествующего во времени выходного сигнала и так называемой «тепловой предыстории» (предыдущего состояния теплоотводящего радиатора). Таким образом, линей-



**Рис. 12.3.** Путь распространения теплового сигнала для обычного усилителя мощности, показывающий, что цепь тепловой обратной связи к генератору смещения отсутствует. Вместо этого присутствует прямая связь для температуры перехода транзистора предоконечного каскада, поэтому датчик напряжения  $V_{BE}$  будет выравнивать величину напряжения  $V_{BE}$  предоконечного каскада

ность характеристики, зависящая от искажений в точке перехода сигнала через нулевое значение, в подавляющей части усилителей мощности самым непосредственным образом связана с их тепловой динамикой, поэтому представляется достаточно удивительным, что эта область влияния не была исследована самым тщательным образом; работа Сато (Sato) и др. [1] представляет одну из самых серьезнейших по данному вопросу, хотя те выводы и предложения, которые они делают, представляются маловыполнимыми на практике, так как результаты определяются рассчитываемой выделяющейся тепловой мощностью в зависимости от выходного напряжения усилителя без учета полного комплексного сопротивления нагрузки.

Как оно почти всегда и бывает при расчете аудиотехники, дела обстоят совершенно не так, как они представляются. Так называемая *термическая или тепловая обратная связь* вовсе не является таковой, так как предполагается, что термодатчик является своего рода устройством, управляющим температурой выходного каскада, а это вовсе не так. На самом деле все описанное является одной из форм прямой приближенной, а вовсе не обратной, термокомпенсации, как это изображено на рис. 12.3. Ток в рабочей точке ( $I_q$ ) в схемах усилителей класса В приводит к очень небольшой мощности рассеяния по сравнению с током сигнала, поэтому не может существовать значимой по влиянию цепи обратной связи, передающей влияние тока  $I_q$  в левую часть схемы. (Такое положение может оказаться менее справедливым для усилителей класса АВ, в которых доля рассеиваемой мощности, приходящейся на ток  $I_q$ , может оказаться значительной.) Вместо этого данная система стремится, как бы имитировать (или подменить) температурой р-п-перехода термодатчика температуру р-п-перехода выходного прибора или транзистора предоконечного каскада, хотя она никогда не сможет выполнить этого точно или же немедленно, и прежде всего из-за существования теплового сопротивления и тепловой емкости, которые расположены на пути распространения теплового потока между предоконечным каскадом и термодатчиком, показанного на рис. 12.3. Такая схема не позволяет осуществлять непосредственного управления со стороны обратной связи ни за температурой

p-n-перехода, ни за током в рабочей точке, поэтому, единственное, что имеется в виду, так это исключить ошибку. Поэтому автор книги называет этот прием здесь и далее по тексту просто тепловой компенсацией.

#### 12.4. Оценка погрешности напряжения смещения

Температурная погрешность должна быть преобразована в погрешность, выражаемую в милливольтмах значения напряжения  $V_q$ , прежде всего для возможности сравнения с допустимыми границами, предложенными выше. В каскаде на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, это выполняется непосредственно; как напряжение  $V_{be}$  предоконечного каскада, так и половинное значение напряжения смещения  $V_{cm}$  уменьшается по величине на 2 мВ на каждый градус Цельсия, поэтому температурная погрешность пересчитывается в погрешность напряжения путем умножения на 0,002. С использованием принципа симметрии будет моделироваться только половина каждого выходного каскада, поэтому большая часть этой главы имеет дело с половинными значениями погрешности  $V_q$ , и т.д. Чтобы свести к минимуму возможную путаницу, такое использование половины усилителей применяется на всем протяжении, за исключением окончательной стадии, когда рассчитанная погрешность  $V_q$  удваивается перед тем, как сравниваться с допустимой погрешностью, обговоренной по тексту выше.

Преобразование погрешности для каскада на эмиттерных повторителях гораздо сложнее. Источник напряжения смещения  $V_{cm}$  каскада с эмиттерными повторителями должен задавать в четыре раза большее по величине напряжение  $V_{be}$ , плюс значение напряжения  $V_q$ , поэтому значение напряжения  $V_{be}$  температурно-чувствительного транзистора умножается примерно в 4,5 раза, в результате чего уменьшается со скоростью 9 мВ/°С. Напряжение смещения  $V_{cm}$  генератора для случая каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, увеличивается только в 2,1 раза, снижение составляет, следовательно, 4 мВ/°С. Соответствующие значения из расчета для половины усилителя составляют 4,5 и 2 мВ/°С соответственно.

Однако транзисторы каскада предварительного усилительного в схеме с эмиттерными повторителями находятся при почти не изменяющейся температуре, поэтому из напряжения смещения было вычтено удвоенное значение  $V_{be}$  транзисторов каскада предварительного усиления, оставшееся напряжение снижается быстрее с изменением температуры по сравнению с таким же изменением напряжения  $V_{be}$  выходного полупроводникового прибора. Это идет вразрез с тенденцией недостаточной компенсации, вызванной ослаблением теплового потока на участке между p-n-переходами мощных выходных приборов и термочувствительным датчиком; на самом деле, компенсатор обладает тепловым усилением, а это дает возможность уменьшить долговременную погрешность напряжения  $V_q$ . Как полагает автор книги, это является реальной причиной того, почему каскады с эмиттерными повторителями, вопреки их кажущейся бесперспективности, могут на практике обеспечить приемлемую стабильность тока в рабочей точке.

## 12.5. Моделирование тепловых процессов

Расчет схемы выходного каскада требует ряда оценок того, насколько эффективной окажется тепловая компенсация, в том смысле, какой величины окажется, а также какой степени ослабления будет претерпевать тепловой сигнал на участке между критически важными р-п-переходами и генератором напряжения смещения  $V_{см}$ .

Также необходимо предсказывать изменение температуры теплоотводящих радиаторов во времени, принимая во внимание такие факторы, как различие в коэффициентах теплопроводности различных металлов, а также очень медленное распространение теплового потока через массивные тела по сравнению с весьма быстрыми (почти мгновенными) изменениями в величине выделяющейся электрической мощности. Подобные измерения, выполняемые на практике, занимают очень много времени, требуют использования специализированного оборудования, такого, например, как многоточечные термопарные регистраторы. В этом случае могли бы оказаться очень полезными теоретические приближения для упрощения решаемой задачи.

В случае очень простых моделей, таких, например, как распространение теплового потока по однородному стержню, можно выразить закономерности его распространения в аналитическом виде, а затем, решив уравнения в частных производных, получить искомое решение. Ответом будет уравнение, непосредственно связывающее изменение температуры вдоль стержня в зависимости от времени. Однако даже простейшее усложнение условий задачи (например, распространение тепла по неоднородному стержню) немедленно приводит к значительному усложнению математических выкладок, потому любой, кого еще не отпугнула сложность задачи, вынужден будет обратиться за помощью к (справочнику) Карслоу (Carslow) и Джейгера (Jaeger) [3], а вот это уже наверняка отвратит от дальнейших выкладок.

Чтобы избежать ненужных сложностей с высшей математикой, были разработаны методы конечных элементов и метод релаксаций; загвоздка заключается в том, что метод анализа конечных элементов является весьма специфичным, поэтому коммерческий вариант программного обеспечения для данного метода является чрезвычайно дорогостоящим.

Поэтому автор книги стал изыскивать иной метод и обнаружил, что он у него уже имеется, чтобы решить проблему динамики тепловых процессов; ключом решения было использование в качестве аналогов электрических процессов. Если проблема распространения тепла может быть выражена с использованием сосредоточенных электрических элементов, то метод моделирования процессов в электрических схемах, наподобие программы SPICE, может помочь решить проблему, а в качестве дополнительного выигрыша можно было использовать все преимущества наличия графического дисплея для вывода результатов. Вся эта работа была выполнена с использованием программы компьютерного моделирования (ориентированной на расчет интегральных микросхем) PSpice. Следует заметить, что более часто электрические элементы схем используются в качестве аналогов при расчете электро-механических характеристик громкоговорителей,

Таблица 12.2.

	Реальные показатели	Используемые при моделировании
Температура	° С	Вольты
Количества тепла	Джоули (Вт×с)	Кулоны (А×с)
Тепловой поток	Ватты (Вт)	Амперы
Тепловое сопротивление	° С/Вт	Омы
Теплоемкость	° С/Дж	Фарады
Источник тепловыделения	Элемент, в котором выделяется рассеиваемая мощность, например транзистор	Источник тока
Окружающая среда	Усредненные по Земле значения	Источник напряжения

см., например, работу Мэрфи (Murphy) [4] в качестве примера виртуозного решения проблемы.

При моделировании перепад температур рассматривается как прямой аналог перепада электрических потенциалов (т.е. напряжения), тепловая энергия трактуется как электрический заряд, тепловое сопротивление является аналогом электрического, а теплоемкости ставится в соответствие электрическая емкость. Теплоемкостью является мера того, какое количество тепла необходимо для того, чтобы увеличить температуру данной массы на 1 °С. (И если бы кто-нибудь оказался бы в состоянии объяснить автору данной книги, какой тепловой параметр является эквивалентным электрической индуктивности, то последний был бы очень признателен за такое разъяснение.) При правильном выборе единиц моделируемых величин выходной параметр будет выражаться в вольтах, в точности соответствуя по величине градусу Цельсия, тогда как амперы выражают мощность теплового потока, см. табл. 12.2. После этого очень просто построить зависимость изменения температуры от времени.

Так как тепловой поток в модели представлен электрическим током, то в качестве входных элементов для моделируемой системы являются источники тока. Источник напряжения вынуждал бы большую массу металла непрерывно изменять температуру, что изначально было бы неверным. Окружающая среда моделируется источником напряжения, так как она может поглотить любое количество выделяющегося тепла без изменения собственной температуры.

## 12.6. Моделирование выходного каскада на эмиттерных повторителях

Основной характеристикой выходного каскада на эмиттерных повторителях является то, что температуры р-п-переходов выходных полупроводниковых приборов непосредственно влияют на установку значения тока в рабочей точке,  $I_q$ . Истинная температура р-п-перехода не является доступной для системы температурной компенсации, а измерение взамен ее температуры теплоотводящего радиатора обеспечивает плохое приближение к реальности, определяемое наличием

теплового сопротивления, находящегося на пути распространения тепла от р-п-перехода к массе радиатора, на результат также очень сильно влияет тепловая инерционность большой массы радиатора. Все это может привести к серьезным производственным проблемам при начальной установке; любой дрейф величины тока  $I_q$  будет очень медленным, так как должна будет прогреваться очень большая масса металла.

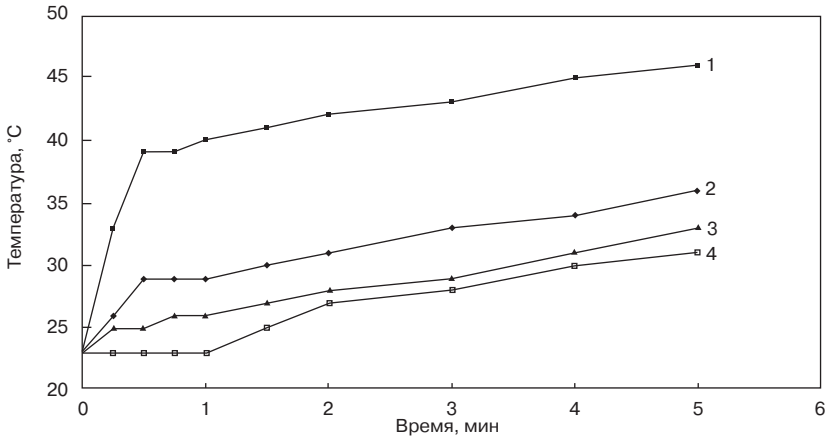
Для выходного каскада на эмиттерных повторителях источник напряжения смещения должен стремиться устанавливать напряжение смещения на выходе, которое представляет из себя сумму напряжений  $V_{be}$  четырех транзисторов предварительного усиления и одного выходного. Данные напряжения при этом изменятся каждое само по себе. Сначала кажется просто невероятным, каким образом схема каскада на эмиттерных повторителях, который при этом представляет самую популярную топологию выходного каскада, вообще оказывается работоспособным. Возможный вариант ответа представлен на рис. 12.1, на котором показано, как мощность, выделяющаяся в каскаде предварительного усиления (усредненная за период) изменяется в зависимости от уровня пикового выходного сигнала для трех типов выходных каскадов на эмиттерных повторителях, описанных в разделе 4.16, и для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP. При компьютерном моделировании с использованием программы SPICE, с помощью которого были получены указанные графики, использовался сигнал треугольной формы, чтобы обеспечить хотя бы какое-нибудь, пусть и весьма далекое, приближение к отношению пикового и среднего значения уровней реального сигнала. Напряжение на шинах питания при моделировании составляло  $\pm 50$  В, а сопротивление нагрузки равнялось 8 Ом.

Очевидно, что выделяющаяся мощность каскада предварительного усиления для выходных каскадов на эмиттерных повторителях практически не изменяется с изменением выходного сигнала, тогда как выделяющаяся мощность каскада предварительного усиления для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, хотя, как правило, и являющейся меньше по величине, но изменяется с изменением выходного сигнала гораздо сильнее. Это является следствием различного принципа работы этих двух выходных каскадов. В общем случае (транзисторы) каскада предварительного усиления в выходном каскаде на эмиттерных повторителях остаются открытыми до некоторой степени почти во все время или, во всяком случае, большую часть периода, хотя выходные полупроводниковые приборы совершенно определенно остаются закрытыми половину периода. Однако в выходном каскаде на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, транзисторы каскада предварительного усиления закрываются почти синхронно с выходными полупроводниковыми приборами, рассеивая то количество тепла, которое изменяется более значительно в зависимости от величины выходного сигнала. Это означает, что транзисторы каскада предварительного усиления выходного каскада на эмиттерных повторителях будут работать приблизительно при постоянной температуре и ее влиянием можно пренебречь при температурной компенсации; температурно-чувствительный датчик просто устанавливается на основном теплоотводящем радиаторе для того, чтобы компенсировать изменение температуры

p-n-переходов одних только выходных полупроводниковых приборов. Тип 1 выходных каскадов на эмиттерных повторителях поддерживает температуру транзисторов каскада предварительного усиления более постоянной; это, может быть, как-то влияет на тот факт (а может быть все вовсе и не так), что данный тип выходного каскада на эмиттерных повторителях является самым популярным.

(Все вышеизложенное не относится к выходному каскаду по схеме Дарлингтона в интегральном исполнении, в котором каскады предварительного усиления и подобранные эмиттерные резисторы конструктивно объединены в одном корпусе; следует заметить, в весьма плохо продуманном варианте, так как транзисторы каскада предварительного усиления непосредственно нагреваются теплом, выделяющимся в p-n-переходах мощных выходных транзисторов. Все это самым негативным образом будет сказываться на стабильности тока в рабочей точке; а вот почему эти комбинированные приборы все еще используются в низкочастотных усилителях, для автора книги остается совершенно непонятным.)

Отрицательной стороной большинства схем температурной компенсации выходных каскадов на эмиттерных повторителях является высокая инерционность, свойственная большой массе теплоотводящего радиатора, относительно температурных изменений, поэтому очевидным выходом является поиск варианта, позволяющего разместить датчик как можно ближе к p-n-переходу выходного



**Рис. 12.4.** Тепловая реакция прибора в корпусе транзисторного типа ТОЗ, установленного на массивном теплоотводящем радиаторе в случае резкого выделения рассеиваемой мощности. Наиболее быстрая реакция на изменение температуры наблюдается на верхней поверхности корпуса прибора

*Примечания:*

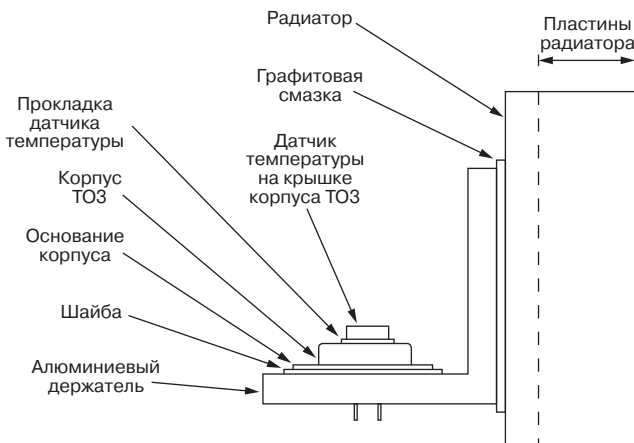
1 – верхняя поверхность корпуса типа ТОЗ

2 – термопроводящий соединительный элемент вблизи теплоотводящего радиатора

3 – термопроводящий соединительный элемент вблизи корпуса ТОЗ

4 – массивный теплоотводящий радиатор

полупроводникового прибора (при этом принимается идентичность или симметричность процессов теплового выделения в каналах). Если используются приборы, имеющие корпуса типа ТОЗ, то фланец, к которому крепится используемый (для контроля) транзистор, должен быть расположен настолько близко, насколько это вообще возможно обеспечить без применения ножовки. Все это, однако, крепится на теплоотводящем экране, и почти всегда в недоступном месте, хотя почти во всех случаях было бы возможным закрепить датчик под одним из крепящих болтов. Более простым вариантом является закрепление термодатчика на верхней поверхности корпуса ТОЗ. Это, возможно, не обеспечит такую же точность, какую обеспечило бы измерение температуры р-п-перехода в случае крепления датчика к фланцу, однако проведенные измерения показали, что верхушка корпуса нагревается значительно быстрее, чем вся масса теплоотводящего радиатора, поэтому такое место расположения, хотя подобное решение и может показаться нетрадиционным, является самым лучшим для установки температурного датчика в выходном каскаде на эмиттерных повторителях. На рис. 12.4 приводятся результаты экспериментов, выполненных для проверки этой идеи. Прибор в корпусе ТОЗ был установлен на толстом алюминиевом соединительном элементе, имеющем L-образную форму, который, в свою очередь, был закреплен на теплоотводящем радиаторе; подобная конструкция используется в большом количестве разработок. Обеспечивались условия резкого, ступенчатого выделения в полупроводниковом приборе мощности, эквивалентной выходной мощности усилителя 100 Вт при работе на нагрузке 8 Ом, при этом с помощью термопар контролировалось распределение температур по различным путям прохождения теплового потока. Графики во всей очевидности демонстрируют, что верхняя поверхность корпуса ТОЗ реагирует на изменение температуры

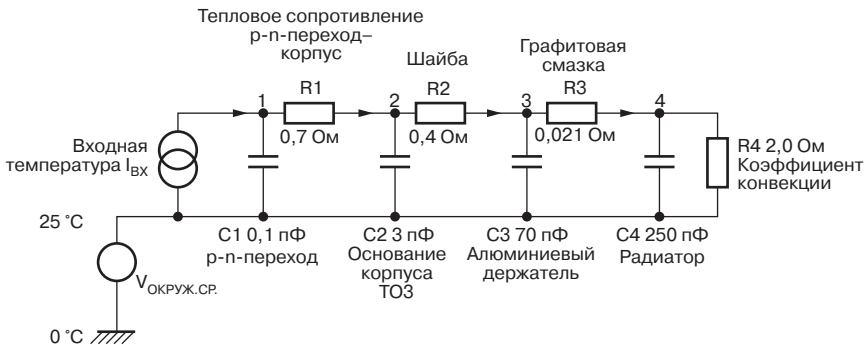


**Рис. 12.5.** Мощный транзистор в корпусе типа ТОЗ, установленный на теплоотводящем радиаторе с использованием теплопроводящего соединительного элемента. Термодатчик показан установленным на верхней поверхности корпуса; наиболее часто местоположением является теплоотводящий радиатор



быстрее всего и с самой высокой скоростью, хотя после прохождения первых двух минут эксперимента скорости нарастания всех температур становятся одинаковыми. Для достижения теплового равновесия для всей сборки понадобилось время, превышающее один час.

На рис. 12.5 приводится выходной прибор в корпусе транзисторного типа ТОЗ, установленный на теплопроводящей соединительной пластине (уголке) с кремнийорганической прокладкой, обеспечивающей электрическую изоляцию. Соединительная пластинка надлежащим образом закреплена на теплоотводящем радиаторе с использованием второго согласующего материала; он уже не должен быть электрически изолирующим, поэтому может быть использован высокоэффективный материал, например графитовая пленка. Такая схема достаточно часто используется в разработках конструкций усилителей, хотя значительное количество усилителей имеет выходные полупроводниковые приборы, смонтированные непосредственно на теплоотводящем радиаторе; результаты при этом отличаются разительно. Простая (электрическая или аналоговая) модель, позволяющая моделировать условия передачи тепла для системы объектов, изображенной на рис. 12.5, показана на рис. 12.6; ситуация кардинально упрощается, если принять, что в пределах каждого отдельного объекта в системе имеет место равномерное распределение температуры, т.е. условие изотермичности, поэтому он оказывается представленным на аналоговой схеме только одним конденсатором. Условия на границе между отдельными объектами системы задаются в процессе моделирования, однако теплоемкость каждого объекта сконцентрирована в каждой воображаемой (или узловой) точке. Если принять эти условия, то для каждого элемента будет соблюдаться условие равенства нулю теплового сопротивления, т.е. обе стороны теплопроводящего соединительного элемента будут



**Рис. 12.6.** Аналоговая (электрическая) модель тепловых процессов для системы, изображенной на рис. 12.5, с учетом симметричности для расчета используется только половина усилителя. Узел 1 представляет температуру p-n-перехода, узел 2 – температуру соединительного фланца, и т.д. Источник напряжения  $V_{\text{окрж. ср.}}$  устанавливает для модели нулевой уровень отсчета на значении  $25^\circ\text{C}$ . Стрелки указывают направление распространения тепловых потоков

находиться при одинаковой температуре. Точно так же такие элементы, как теплопроводящая прокладка, будут иметь нулевую теплоемкость, так как они имеют очень малую толщину и бесконечно малую массу по сравнению с остальными объектами системы. Таким образом, все элементы теплопроводящей системы могут быть поделены на две категории: тепловые сопротивления в чистом виде и соответственно элементы, обладающие только теплоемкостью. Очень часто такой прием позволяет получить адекватные результаты, если же его не удастся получить, то приходится использовать дополнительное разбиение объектов системы. Тепловыми потерями на других объектах системы, за исключением теплоотводящего радиатора, пренебрегают.

Реальный выходной каскад имеет, по крайней мере, два мощных транзистора, поэтому делается упрощающее предположение, что выделение тепловой мощности будет симметричным, если только не рассматривать очень краткие промежутки времени, следовательно, можно рассматривать выходной каскад, теплоотводящий радиатор и другие элементы как бы разделенные пополам.

Гораздо удобнее считать результаты непосредственно в градусах Цельсия, а не увеличение температуры относительно температуры окружающей среды, поэтому на схеме рис. 12.6 температура окружающей среды представлена источником напряжения  $V_{\text{окруж. ср.}}$ , который смещает уровень  $25^\circ\text{C}$  (узел 10) относительно уровня земли модели, который изначально находится на уровне  $0^\circ\text{C}$  (0 В).

Значения моделирующих компонентов на рис. 12.6 должны выбираться с учетом выполняемых расчетов и паспортных данных производителей. Тепловое сопротивление  $R1$  на участке между р-п-переходом и корпусом полупроводникового прибора берется непосредственно из справочников, точно так же, как и значение теплового сопротивления  $R2$  для теплопроводящей прокладки корпуса ТОЗ; величина  $R4$  представляет коэффициент конвективной теплоотдачи самого теплоотводящего радиатора, чаще известный как тепловое сопротивление радиатора относительно окружающей среды. Эта величина всегда принимается постоянной при изменении температуры, что является очень большим приближением. Для данной модели значение теплового сопротивления  $R4$  равно  $1^\circ\text{C}/\text{Вт}$ , которое должно быть удвоено, так как из соображений симметрии в модели рассматривается только половина выходного каскада.

Величина  $R3$  представляет тепловое сопротивление графитизированной прокладки; она вырезается по размеру из листового материала, в справочниках приводится величина объемного теплового сопротивления, равная  $3,85 \text{ Вт}/\text{мК}$ , поэтому значение  $R3$  должно рассчитываться. Толщина материала составляет  $0,2 \text{ мм}$ , а площадь прямоугольника составляет в данном примере  $38 \cdot 65 \text{ мм}$ . Необходимо быть внимательными и выразить все линейные величины в метрах:

$$\text{Тепловой поток}/^\circ\text{C} = \frac{3,85 \cdot \text{площадь}}{\text{толщина}} = \frac{3,83 \cdot (0,038 \cdot 0,0065)}{0,0002} = 47,3 \text{ Вт}/^\circ\text{C} \quad (12.1)$$

Следовательно, тепловое сопротивление составит величину, обратную полученной в выражении (12.1), а именно,  $1 : 47,3 = 0,021^\circ\text{C}/\text{Вт}$ .

Тепловое сопротивление представляет собой величину, обратную значению теплового потока на один градус, поэтому значение  $R3$  составит  $0,021^\circ\text{C}/\text{Вт}$ , значение,



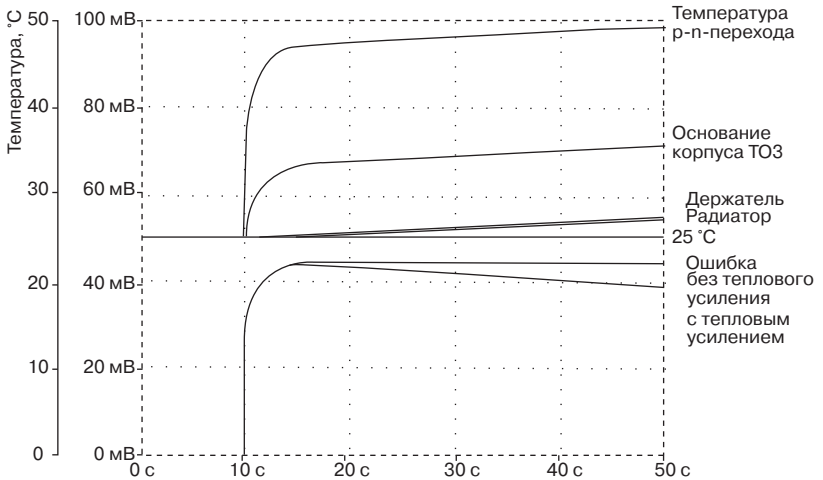
сплава (а не чистого алюминия, который не подходит для этих целей из-за слишком высокой пластичности), рассчитанное значение емкости  $70 \text{ Дж/}^\circ\text{C}$  следует признать достаточно правдоподобным. Аналогичный расчет для теплоотводящего радиатора, изготовленного из алюминия и имеющего большее значение массы, дает величину  $250 \text{ Дж/}^\circ\text{C}$ . Используемые приближения носят достаточно общий характер, так как на самом деле речь идет о весьма массивных металлических образцах, имеющих ребристую поверхность, и которые никогда не будут полностью соответствовать принятому условию изотермичности.

Рассчитанные параметры для выходных транзисторов каскадов предварительного усиления, установленных как в корпусах типа ТО3, так и корпусах ТО-225АА, приводятся в табл. 12.3. При этом принимается, что транзисторы каскада предварительного усиления монтируются на своих собственных небольших радиаторах с изолирующей теплопроводящей прокладкой; данные приводятся для популярного теплоотводящего радиатора вертикального исполнения Redpoint SW-38-1.

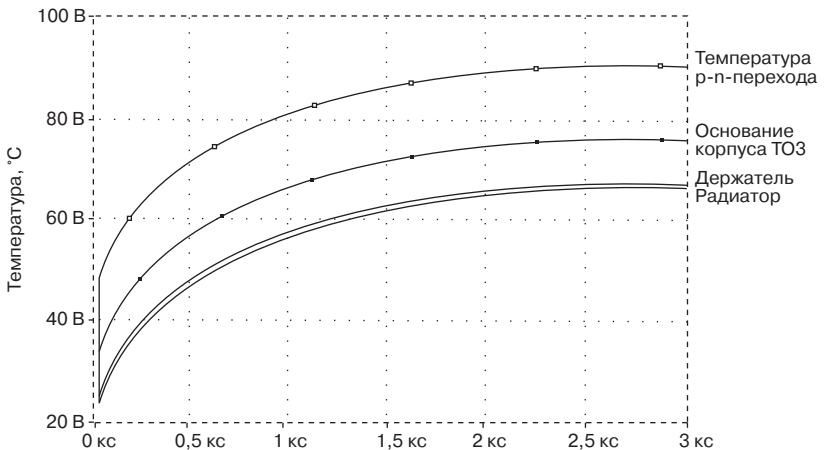
На рис. 12.8 и 12.9 приводятся результаты моделирования при ступенчатом (резком) выделении тепла в выходном транзисторе; создаются условия, при которых выделяющаяся мощность составляет  $20 \text{ Вт}$ , причем, они приблизительно соответствуют резкому или ступенчатому переходу от состояния покоя к полной

Таблица 12.3.

			Выходной полупроводниковый прибор	Транзистор каскада предварительного усиления
C1	Емкость р-п-перехода	Дж/ $^\circ\text{C}$	0,1	0,05
R1	Тепловое сопротивление на участке р-п-переход-корпус прибора	$^\circ\text{C/Вт}$	0,7	6,25
C2	Емкость корпуса транзистора	3,0	0,077	
R2	Сопротивление термопрокладки		0,4	6,9
C3	Сопротивление соединительного элемента		70	-
R3	Сопротивление участка соединительный элемент – теплоотводящий радиатор		0,021	-
C4	Емкость теплоотводящего радиатора		250	20,6
R4	Конвективное сопротивление радиатора		2,0	10,0



**Рис. 12.8.** Результаты изменения температуры и погрешности напряжения смещения для схемы, приведенной на рис. 12.6, при ступенчатом процессе выделения тепла в момент времени, равный 10 с, и при величине выделяющейся мощности 20 Вт. Верхний график относится к изменению температуры, нижний к ошибке в величине  $V_{см}$  для половины выходного каскада



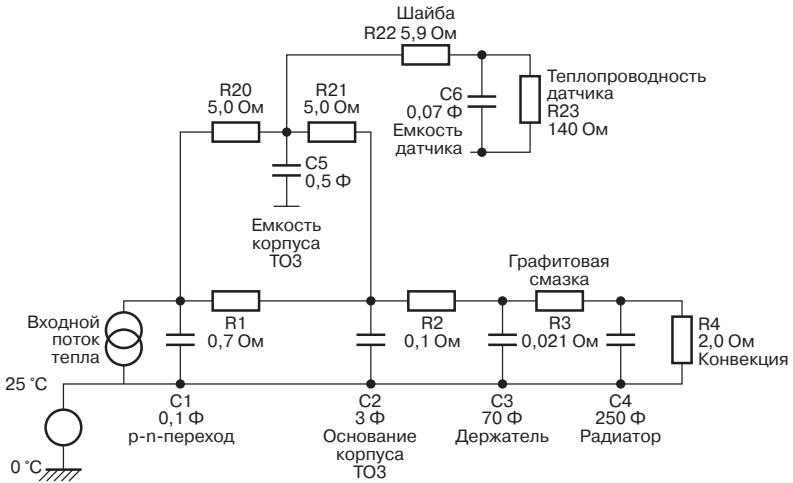
**Рис. 12.9.** Зависимости изменения температуры, что и на рис. 12.8, но приведенные для больших значений времени и показывающие, что необходимо более 40 минут времени для того, чтобы температура теплоотводящего радиатора отличалась бы от устоявшегося (стационарного) значения всего лишь на один градус

выходной мощности, развиваемой при сигнале синусоидальной формы, в усилителе с номинальной мощностью 100 Вт. Температура р-п-перехода  $V(1)$  взлетает почти вертикально, благодаря малой массе микрокристалла и существенному тепловому сопротивлению между ним и фланцем корпуса ТОЗ; температура фланца  $V(2)$  демонстрирует сходное, но с меньшей ступенькой, поведение, так как величина  $R2$  также имеет существенное значение. В отличие от них у теплопроводящего соединительного элемента, который весьма эффективно связан с теплоотводящим радиатором графитизированной прокладкой, что их можно было бы рассматривать как единый кусок металла, наблюдается медленный экспоненциальный подъем, который ассимптоматически приближается к устоявшемуся значению через очень большой промежуток времени. После того как влияние  $C1$  и  $C2$  ослабевает, температура р-п-перехода компенсируется постоянной по величине температурой  $C3$  и  $C4$ , для  $V(1)$  наблюдается небольшой подъем. Следует отметить, что на рис. 12.9 размерность времени по оси  $X$  должна быть отложена в килосекундах из-за сравнительно огромной теплоемкости радиатора.

Вышеизложенное показывает, что температурный датчик, установленный на основном теплоотводящем радиаторе, не сможет обеспечить точную компенсацию напряжения смещения из-за изменения температуры р-п-перехода, даже в том случае, если он будет находиться при точно такой же температуре, что и радиатор; на практике же у датчика из-за его естественного охлаждения будет несколько более низкая температура по сравнению с температурой теплоотводящего радиатора  $V(4)$ . Первоначально ошибка в значениях разности температур  $V(1) - V(4)$  будет быстро увеличиваться из-за нагрева р-п-перехода транзистора в корпусе ТОЗ, достигая значения в 13 градусов примерно за 200 мс. Затем погрешность увеличивается значительно медленнее, для достижения окончательного значения, равного 22 градусам, требуется 6 секунд. Если не учитывать эффект *теплового усиления*, упомянутый выше, накопленная ошибка в значении  $V_q$  составит +44 мВ, т.е. величина  $V_q$  окажется слишком большой. Когда же это значение будет удвоено с учетом двух реальных половин выходного каскада, это значение возрастет до + 88 мВ, что перекроет почти весь диапазон допустимых погрешностей, равный  $\pm 100$  мВ, даже без учета всех остальных источников погрешности. (Далее по тексту все значения погрешности отношения напряжений  $V_{см}/V_q$  приводятся удвоенными и поэтому применимы для выходного каскада целиком.) Включение в рассмотрение теплового усиления в реальности мало что меняет в масштабе времени 10 секунд; нижняя зависимость погрешности  $V_q$  на рис. 12.8 медленно спадает по мере прогрева основного теплоотводящего радиатора, но действие данного эффекта очень медленное, чтобы оказаться полезным.

Следовательно, под нагрузкой значения напряжения  $V_q$  и тока  $I_q$  усилителя будут возрастать, тогда как напряжения  $V_{be}$  нагретых выходных приборов уменьшатся, но менее нагретый источник напряжения смещения на основном теплоотводящем радиаторе уменьшает его напряжение на величину, недостаточную для полноценной температурной компенсации.

На рис. 12.9 приводится реакция поведения системы в долгосрочном плане. Проходит по крайней мере 2500 секунд, пока температура теплоотводящего радиатора не достигнет окончательного (устоявшегося) значения.

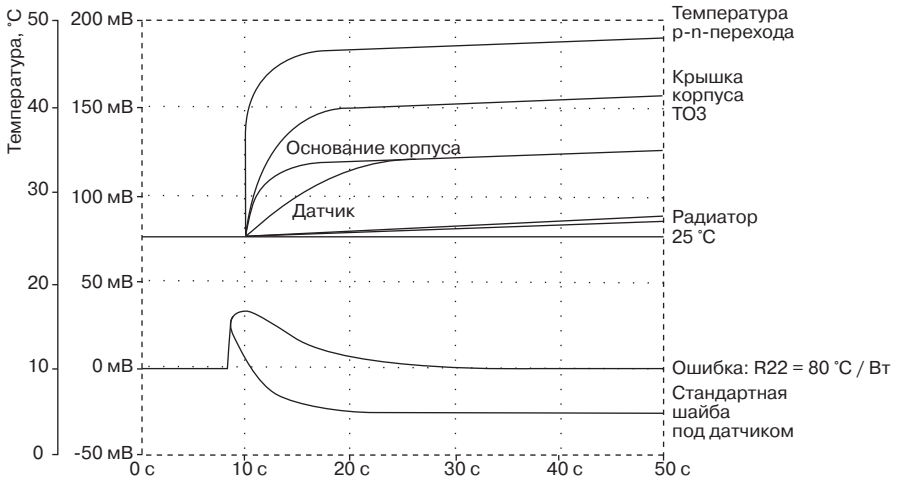


**Рис. 12.10.** Модель выходного каскада на эмиттерных повторителях, в которой путь распространения теплового потока к верхней плоскости корпуса ТО3 моделируется резисторами R20, R21. Конденсатор C5 моделирует теплоемкость корпуса. Резистор R23 моделирует охлаждение термодатчика за счет конвекции, узловая точка 21 представляет температуру термодатчика

В прошлом автор книги рекомендовал, чтобы в выходных каскадах на эмиттерных повторителях термодатчик устанавливался бы сверху на корпусе транзистора ТО3, даже вопреки сложностям чисто механического характера. Такой вариант сложно моделировать, так как отсутствуют данные относительно величины теплового сопротивления между р-п-переходом и верхней плоскостью корпуса. От р-п-перехода к верхней части корпуса транзистора наверняка поступает дополнительное тепло, так как верх корпуса совершенно определенно имеет более высокую температуру по сравнению с фланцем, температура которого измеряется у самого основания корпуса. Если исходить из сравнительно низких значений температур, то передача тепла осуществляется за счет конвекционных, а не излучательных процессов.

Аналогичная ситуация характерна и для корпусов типа ТО3Р (большой пластмассовый корпус, по размерам вдвое превышающий корпус типа ТО220), на верхней пластмассовой поверхности корпуса температура может быть по крайней мере на 20 градусов выше по сравнению с температурой радиатора непосредственно под корпусом прибора.

Используя измерения, выполненные на практике с использованием термопары и приведенные на рис. 12.4 книги, автор оценил параметры теплопередачи к верхней плоскости корпуса ТО3. Они приводятся на рис. 12.10, где значения элементов R20, R21, C5 должны рассматриваться с известной осторожностью, хотя результаты моделирования изменения температур, приведенные на рис. 12.11 совпадают с реальными очень хорошо; верхняя плоскость корпуса (V20) нагревается быстрее, чем все остальные возможные точки. Резистор R20 моделирует путь



**Рис. 12.11.** Результаты моделирования тепловых процессов в схеме, приведенной на рис. 12.10; зависимость на нижнем графике показывает погрешность напряжения  $V_{см}$  для обычной термопрокладки под датчиком и полуизолирующей прокладки, имеющей теплопроводность  $80 \text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$

передачи тепла от p-n-перехода к корпусу ТО3, а резистор R21 – путь отвода тепла на участке между корпусом и фланцем, С5 представляет теплоемкость корпуса.

На рис 12.10 очень приближенно учитывается процесс охлаждения транзистора термодатчика, который приобретает теперь очень важное значение. Резистор R22 моделирует термопрокладку на участке между верхней плоскостью корпуса ТО3 и датчиком, конденсатор С6 представляет теплоемкость датчика, а резистор R22 представляет процесс охлаждения датчика за счет контакта, значение параметра принято равным удвоенному значению теплового сопротивления с окружающей средой, приводимым в паспортных данных, так как участвует в процессе только одна сторона.

Как можно было бы ожидать, размещение датчика на верхней плоскости корпуса ТО3 значительно уменьшило бы погрешность установившегося значения напряжения смещения. Действительно, она превзошла его, так как после «вынесения за скобки» из уравнения теплового усиления значения множителя напряжения  $V_{be}$  для каскада с эмиттерными повторителями самая нижняя кривая на рис. 12.11 показывает, что напряжение смещения оказывается перекомпенсированным; после начального положительного значения погрешности переходного процесса напряжение смещения  $V_{см}$  уменьшается слишком сильно, давая значение погрешности, равное  $-30 \text{ мВ}$ , слабо изменяясь по мере нагрева основного теплоотводящего радиатора. Если бы процесс теплового усиления был бы проигнорирован, ошибка, полученная в результате моделирования, вероятнее всего, уменьшилась бы с  $+44 \text{ мВ}$  (см. рис. 12.8) до значения  $+27 \text{ мВ}$ ; возможно, и полезное, но все-таки с практической точки зрения иллюзорное улучшение.



Так как новое положение датчика приводит к перекомпенсации тепловой погрешности, должно быть, скорее всего, какое-то промежуточное положение, приводящее к практически нулевой в долгосрочной перспективе ошибке. Автор книги установил, что такое состояние наступает, если значение теплового сопротивления  $R_{22}$  возрастает до величины  $80 \text{ }^\circ\text{C}/\text{Вт}$ , что требует применения некоторого рода полуизолирующей прокладки вместо обычной тепловой, что на нижней половине графика, приведенного на рис. 12.11, отражается в виде верхней зависимости погрешности. Она достигает максимального значения, соответствующего  $+30 \text{ мВ}$ , через 2 секунды, а потом спадает до практически ничтожного значения за следующие 20 секунд. Этот результат гораздо лучше по сравнению с постоянной ошибкой, приведенной на зависимости рис. 12.8, из чего автор книги смеет предположить, что данный новый прием может оказаться полезным.

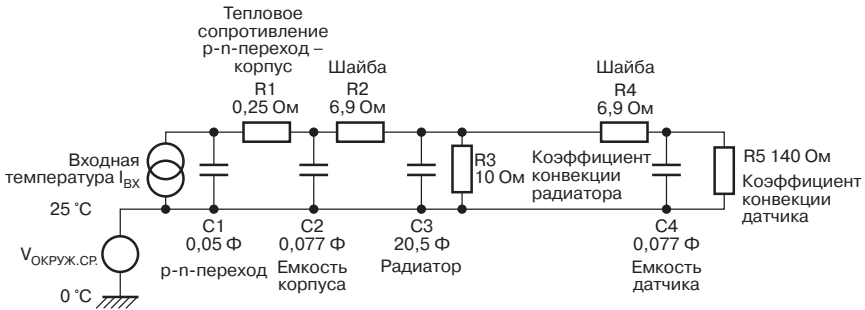
### 12.7. Моделирование выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP

При использовании на практике выходного каскада с комплементарной обратной связью, CFP, выходные полупроводниковые приборы оказываются вовлеченными в контур локальной ОС и не играют значительной роли в установке значения напряжения  $V_Q$ , на величину которой доминирующее влияние оказывают тепловые процессы, связанные с напряжениями  $V_{be}$  транзисторов каскада предварительного усиления. Подобные каскады оказываются малочувствительными к температурным изменениям, автор книги установил, что подвергнутые воздействию мощного теплового фена выходные приборы вызвали весьма незначительные изменения в величине тока в рабочей точке,  $I_Q$ . Осуществление термокомпенсации значительно проще с механической точки зрения, так как транзистор умножителя напряжения  $V_{be}$  обычно монтируется на одном из теплоотводящих радиаторов транзисторов каскада предварительного усиления, где он повторяет температуру р-п-перехода транзистора каскада предварительного усиления.

С практической точки зрения в настоящее время стараются использовать транзистор смещения точно такого же типа, что и транзистор каскада предварительного усиления, что могло бы обеспечить наилучшее согласование напряжения  $V_{be}$  [6], хотя насколько это оказывается важным на практике – точно не известно. Все это также сводит на нет все сложности попыток установить на теплоотводящий радиатор маломощный транзистор (скорее всего, в корпусе ТО92).

Так как именно р-п-переход транзистора каскада предварительного усиления является определяющим, то температурными изменениями выходных приборов в данном случае можно пренебречь. Температурные зависимости для транзистора в корпусе ТО225АА каскада предварительного усиления (например, МJE340/350), установленного на теплоотводящем радиаторе вертикального типа SW-38, представлены в табл. 12.3; транзисторы каскада предварительного усиления установлены на индивидуальных теплоотводах, поэтому их тепловые сопротивления учитываются непосредственно, без удвоения значения.

В схеме моделирования процесса (рис. 12.12.)  $V(3)$  представляет температуру теплоотводящего радиатора; транзистор-термодатчик (в качестве такового также



**Рис. 12.12.** Модель для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью. Транзистор каскада предусиления смонтирован на небольшом теплопроводящем радиаторе, при этом транзистор-термодатчик установлен с другой стороны. Динамика процессов нагрева датчика и охлаждения моделируют элементы схемы R4, C4 и R5

используется транзистор MJE340/350) устанавливается на теплопроводящей прокладке R4 и имеет теплоемкость C5, резистор R4 моделирует процесс конвекционного охлаждения датчика. В рассматриваемом случае на рис 12.13 реальные различия между теплоотводом V(3) и термодатчиком V(4) очень незначительны.

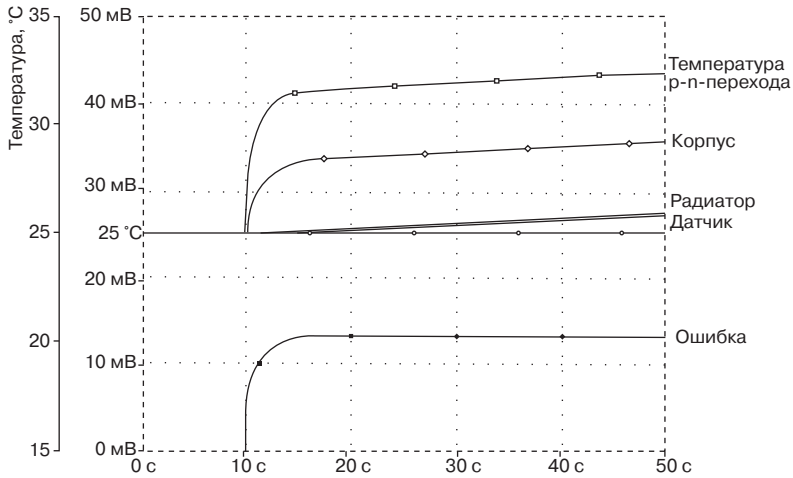
Можно было бы ожидать, что погрешность времени задержки для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, намного меньше, чем для каскада с эмиттерными повторителями; однако выполнение моделирования с шаговым изменением входного теплового потока, изменяемого со значением 0,5 - Вт (см. рис. 12.13) демонстрирует изменения в погрешности V(1) – V(4), которые являются более чем парадоксальными; погрешность достигает значения 5 градусов за 1,8 с, оставаясь на уровне 6,5 градуса почти через 6 секунд. Эти значения являются гораздо более медленным по сравнению с каскадом на эмиттерных повторителях, что обеспечивает общее значение погрешности напряжения смещения +13 мВ, которое после удвоения до значения +26 мВ явно превышает величину допустимой полосы погрешности для каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, равную  $\pm 10$  мВ.

Исходные переходные процессы замедляются при гораздо более низком значении шага входного теплового воздействия, которые требуют большего времени для прогрева. Окончательное значение температуры устанавливается, однако, через 500, а не через 3000 секунд, поэтому масштаб по оси времени в данном случае применяется в сотнях, а не тысячах секунд. Входной тепловой поток меньше, однако теплоемкость радиатора также меньше, поэтому общая постоянная времени оказывается меньше.

Следует обратить внимание, что по сравнению со временем изменения музыкального сигнала оба масштаба времени значительно больше.

## 12.8. Критерий абсолютной общей ошибки

Так как термодатчик все-таки оказывается более или менее удаленным от р-п-перехода, чьими температурными колебаниями, по счастью, можно пренебречь,



**Рис. 12.13.** Результаты моделирования для каскада на паре, охлажденной комплементарной обратной связью, CFP, шаг входного теплового потока составлял 0,5 Вт. Теплоотводящий радиатор и термодатчик находятся при одинаковой температуре, однако присутствует неизменная ошибка, так как транзистор каскада предусиления всегда имеет более высокую температуру по сравнению с радиатором, которая моделируется резисторами R1, R2

потери на тепловых сопротивлениях приводят к тому, что изменения температуры при достижении тепловым потоком датчика, как правило, невелики, и уже становится поздно, чтобы пытаться компенсировать их полностью.

Как и в предыдущем разделе, все значения напряжений и погрешностей приводятся только для половины выходного каскада, использование принципа симметрии позволяет сократить объем выполняемой работы. Такой подход по анализу процессов, происходящих только в одной половине усилителя, используется, для краткости, на протяжении всей этой главы, а напряжения погрешности в реальности только удваиваются (для выходного каскада целиком) в тех случаях, когда проводится сравнение с полосой допусков, указанной ранее.

Здесь приходится сталкиваться с погрешностью, которая изменяется не только по величине, но и характеризуется последствием во времени (т.е. инерционностью); таким образом, возникает необходимость оценки в отношении того, какой вариант окажется предпочтительнее: длительно действующая по времени, но относительно небольшая ошибка, либо сравнительно большая по величине, но быстро снижающаяся во времени.

Перед точно такой же дилеммой оказываются буквально все исполнительные сервомеханизмы, поэтому автор данной книги заимствовал из теории управления концепцию, которая сводит к одной анализируемой переменной как величину, так и время [7, 8]. Наиболее часто применяемым критерием является абсолютная общая ошибка, которая рассчитывается интегрированием абсолютного значения (величи-

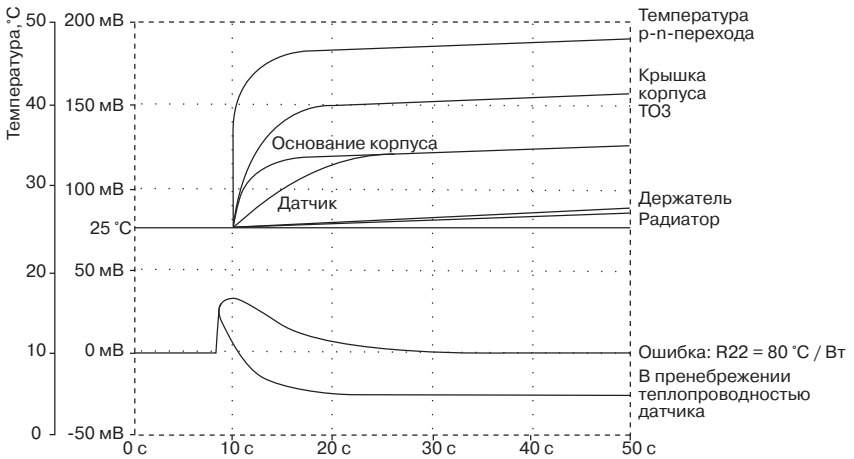
ны) ошибки на определенном промежутке времени после того, как на систему было оказано воздействие; использование абсолютного значения предотвращает взаимную компенсацию положительного и отрицательного значений погрешности во времени. Другим общепринятым критерием является накопленный квадрат ошибки, в котором проблема полярности решается путем возведения перед интегрированием ошибки в квадрат – данный прием также ставит в невыгодное положение большие по величине ошибки по сравнению с небольшими. С первого взгляда совершенно не очевидно, какой из данных методов наиболее пригоден для управления смещением и психоакустическим воздействием искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень, которые изменяются во времени, поэтому автор книги остановился на популярном методе абсолютной общей ошибки.

Одна из проблем заключается в том, что критерий абсолютной общей ошибки, используемый для напряжения смещения, имеет тенденцию накапливать ошибку с течением времени из-за применения операции интегрирования, поэтому любая постоянная ошибка в величине напряжения смещения быстро становится доминирующей в общей абсолютной ошибке. В данном случае метод абсолютной общей ошибки ненамного лучше чисто интуитивного метода оценки постоянной ошибки, и поэтому он должен быть ограничен определенным временем интегрирования, чтобы оказаться способным вообще обеспечить какой-нибудь приемлемый результат. Именно по этой причине концепция, основанная на методе абсолютной общей погрешности, ранее не применялась в данной главе.

Гораздо более лучшие результаты были получены, когда метод общей абсолютной ошибки применялся в случае, когда погрешность уменьшается до очень малого значения после исходного переходного процесса, а затем остается на этом уровне. Этот случай, как далее надеется показать автор книги, может быть применен к случаю усилителей. В идеальной системе, в которой отклонение спадает до нулевого значения без выбросов за заданное значение, абсолютная общая ошибка асимптотически приближается к постоянному значению после исходного переходного процесса. В реальности остаточная погрешность заставляет абсолютную общую ошибку слабо изменяться во времени, поэтому для однозначности все приведенные значения абсолютной общей погрешности приводятся для значения времени 30 с после ступенчатого (резкого) изменения входного сигнала.

## 12.9. Улучшенная температурная компенсация: каскад с эмиттерными повторителями

Выше было показано, что базовый каскад на эмиттерных повторителях, у которого термодатчик установлен на основном теплоотводящем радиаторе, имеет значительную погрешность из-за тепловых потерь и, следовательно, происходит недокомпенсация температурных изменений. (погрешность напряжения  $V_q$  составляет +44 мВ, положительный знак перед величиной указывает, что данное значение слишком велико. Если термочувствительный элемент устанавливается на верхней поверхности корпуса транзисторного типа ТОЗ, то вместо этого эффекта возникает уже перекомпенсация.) (Погрешность напряжения  $V_q$  составляет –30 мВ.)

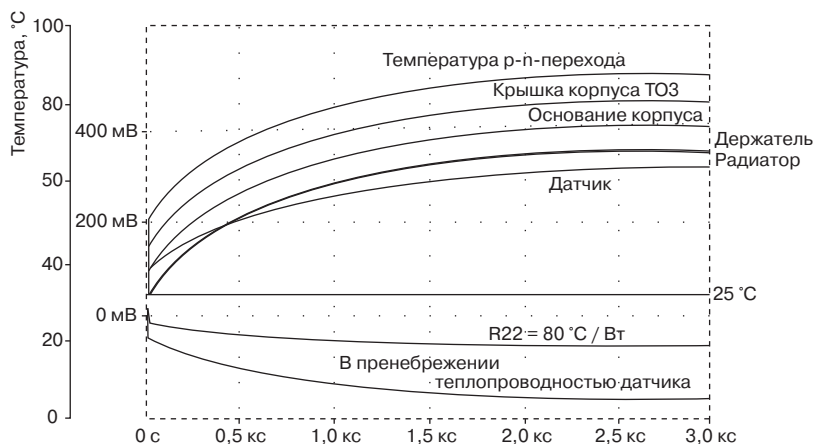


**Рис. 12.14.** Поведение каскада на эмиттерных повторителях с размещенной между термодатчиком и верхней плоскостью корпуса ТОЗ полуизолирующей прокладкой. Температура термодатчика на верхней температурной зависимости увеличивается более медленно, чем температура фланца, но значительно быстрее по сравнению с температурными изменениями основного теплоотводящего радиатора или соединительного элемента. На нижней половине, показывающей зависимость погрешности напряжения  $V_q$ , верхний график относится к случаю теплового сопротивления элемента, равного 80 °C/Вт, и помещенного под термодатчиком, что приводит к почти нулевому значению погрешности. Нижняя зависимость демонстрирует существенное влияние на случай, когда игнорируется процесс охлаждения термодатчика, установленного в верхней поверхности корпуса транзисторного типа ТОЗ

Если же разработать промежуточный вариант, при котором используется промежуточный слой с известным тепловым сопротивлением (например, 80 °C/Вт), который размещается между верхней плоскостью корпуса ТОЗ и термодатчиком, то величина погрешности, определяемая на отрезке времени 50 с, может быть уменьшена почти до нулевого значения. На нижней части рис. 12.14 этот случай для погрешности представлен верхней зависимостью, нижняя зависимость показывает полностью обескураживающий результат для случая, когда тепловые потери термодатчика для данной конфигурации вовсе не учитываются.

Вопреки этой среднесрочной точности, если входное тепловое воздействие остается неизменным в течение очень длительного времени (несколько тысяч секунд), то все еще наблюдается очень медленное смещение к режиму перекомпенсации из-за медленного нагрева основного теплоотводящего радиатора (см. рис. 12.15).

Этот дрейф в долгосрочной перспективе является результатом очень высокой тепловой инерционности основного теплоотводящего радиатора и так как для него необходимо по времени 1500 секунд (или 25 минут) для того, чтобы измениться от

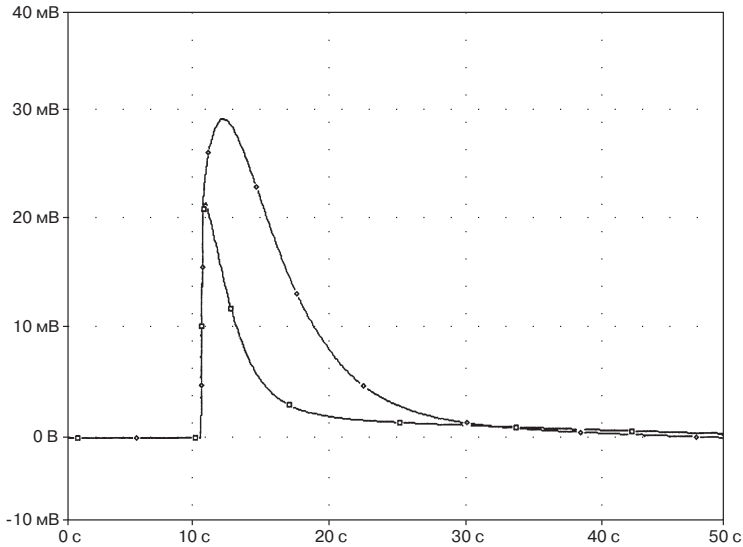


**Рис. 12.15.** С учетом изменений в дальнесрочной перспективе. Нижний график показывает, что погрешность напряжения  $V_q$ , хотя почти и равняется нулевому значению на рис. 12.14, медленно смещается к случаю перекомпенсации по мере того, как температура теплоотводящего радиатора (верхняя зависимость) приближается к асимптоте

нулевого значения до  $-32$  мВ, то его важность представляется достаточно сомнительной с учетом масштаба изменений уровня музыкального сигнала. При удвоении его значения до величины  $-64$  мВ он все равно остается в пределах полосы допусков напряжения  $V_q$  каскада на эмиттерных повторителях, составляющей  $\pm 100$  мВ. При меньших масштабах времени изменений, составляющих 50 с, погрешность для учета половины усилителя остается в пределах  $\pm 1$  мВ в течение отрезка времени от 5 до 60 секунд после ступенчатого воздействия.

Для каскада на эмиттерных повторителях член, учитывающий очень длительное воздействие дрейфа, будет всегда существовать настолько долго, насколько температура p-n-перехода выходного полупроводникового прибора будет снижаться за счет основного теплоотводящего радиатора, который обязательно должен представлять массивный образчик металла, имеющий многочисленные ребра охлаждения.

Воздействие на систему, выполненную на катодных повторителях, представляет, как и ранее, ступенчатое изменение входной мощности, равное 200 Вт и представляющее собой наиболее худший случай воздействия на усилитель мощностью 100 Вт. Использование полуизолирующей теплопроводящей прокладки, описанной ранее и имеющей параметр теплопроводности, равный  $80$  °C/Вт, позволяет получить верхнюю зависимость погрешности, приведенной на рис. 12.16, и значение абсолютной общей ошибки 254 мВ·с через промежуток времени 30 секунд. Это значение достаточно велико из-за дополнительной задержки во времени, вызванной совместным действием увеличившегося значения резистора R22 наряду с неизменным значением тепловой емкости термодатчика С6. Еще раз следует подчеркнуть, что эти значения указаны только для половины схемы усилителя, как и все остальные значения абсолютной общей ошибки, приведенные в этой главе.



**Рис. 12.16.** Погрешность, возникающая при переходном процессе, для полуизолирующей прокладки и варианта с малым значением температурного коэффициента. Последний процесс характеризуется гораздо более высокой скоростью и меньшим по величине значением пика погрешности, а также обеспечивает менее чем половинное значение для общей абсолютной ошибки

Вплоть до настоящего момента автор книги полагал, что температурный коэффициент множителя эмиттерного напряжения  $V_{be}$  генератора смещения жестко зафиксирован на значении, равном  $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ , которое умножается на коэффициент умножения эмиттерного напряжения  $V_{be}$ , при этом величина данного коэффициента кратности составляет примерно 4,5 для схемы с эмиттерными повторителями и 2 для схемы на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР. Причина для такого дополнительного увеличения *теплового усиления*, проявляемого схемой с эмиттерными повторителями, была продемонстрирована в разделе 12.6.

Приведенные выше значения относятся к каждой половине из двух для полной схемы выходного каскада, следовательно, половинное значение для схемы усилителя с эмиттерными повторителями будет составлять  $-4,5 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ , а для схемы на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР,  $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ . Однако... если самоуверенно принять, что тепловой коэффициент источника напряжения смещения  $V_{cm}$  можно изменять по желанию, то изолятор и вызываемый им и усугубляющий дело промежуток времени может быть проигнорирован. Если термопрокладка из стандартного материала еще раз используется на участке между термодатчиком и верхней поверхностью корпуса типа ТОЗ, то оптимальное значение коэффициента для напряжения смещения  $V_{cm}$  для минимальной погрешности в течение первых 40 секунд должно составлять  $-2,8 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$ , что ока-

зывается гораздо меньше значения  $-4,5$ . Результирующее значение абсолютной общей ошибки за время 30 с составит 102 мВ-с, т.е. более чем двукратное улучшение результата; для сравнения с методом использования полуизолирующей прокладки, описанном выше, следует обратиться к нижней зависимости на рис. 12.16.

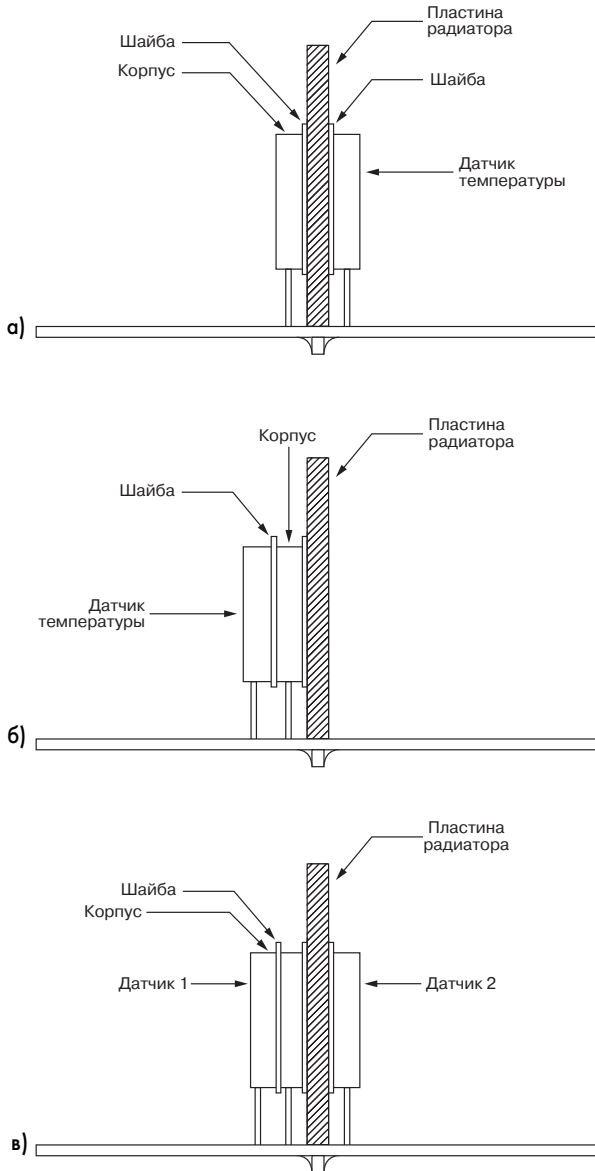
В свете фиксированных значений постоянных времени, зависящих от массы металла, минимально необходимого для отвода тепла, остается только единственный путь, за счет которого это влияние было бы значительно улучшено, – это использовать новый тип выходного транзистора с интегрированным диодом, который непосредственно реагировал бы на действительную температуру р-п-перехода, будучи встроенным в структуру главного перехода транзистора. Хотя такой вариант и мог бы оказать неоценимую помощь производителям усилителей, складывается впечатление, что ни один из них не может докричаться до производителей полупроводниковых компонентов, дабы осуществить такой вариант.

С этого момента автор книги намерен принять, что генератор смещения с изменяемым температурным коэффициентом может быть получен в тех ситуациях, когда это необходимо; подробные детали способа, каким образом можно осуществить такое, в данной книге не приводятся. Такой прибор представляется чрезвычайно полезным, так как температурному ослаблению можно противостоять путем увеличения *теплового усиления*; однако это совершенно не помогает с решением проблемы теплового затухания.

В вышеприведенном втором варианте усилителя с эмиттерными повторителями требуемое значение температурного коэффициента составляет  $-2,8$  мВ/°С, хотя выходной каскад на эмиттерных повторителях совместно с умножителем напряжения  $V_{be}$  имеет действительный температурный коэффициент, равный  $-4,5$  мВ/°С. (Собственное тепловое усиление каскада на эмиттерных повторителях уже было объяснено.) В этом случае необходимо использовать генератор смещения, который имеет более низкое значение температурного коэффициента по сравнению со стандартной схемой. Традиционный же каскад на эмиттерных повторителях, у которого температурный датчик располагается на сравнительно *более холодном* основном теплоотводящем радиаторе, потребовал бы *более высокого* значения температурного коэффициента по сравнению со стандартным значением.

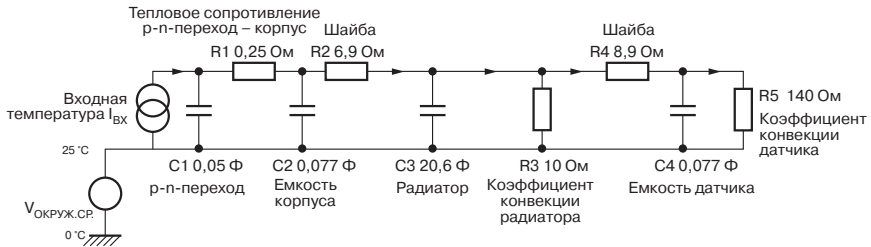
Потенциальное усложнение заключается в том, что усилитель оказывался бы также невосприимчивым к изменениям температуры окружающей среды, не говоря также об изменениях, вызываемых теплом, выделяющимся в мощных выходных приборах. Стандартное значение температурного коэффициента автоматически обеспечивает достаточно точное приближение к этому, если коэффициент усиления напряжения  $V_{be}$  в действительности точно такой же, что и количество р-п-переходов, на которые подается смещение. Однако такое положение дел уже не будет соответствовать действительности, если значение температурного коэффициента отличается от стандартного. Поэтому следует подумать о таком генераторе смещения, который обеспечивает одно значение температурного коэффициента для изменений температуры выходных приборов, и второе – для изменений температуры окружающей среды. Все это кажется весьма обескураживающим, но в действительности оказывается достаточно простым а осуществлении.



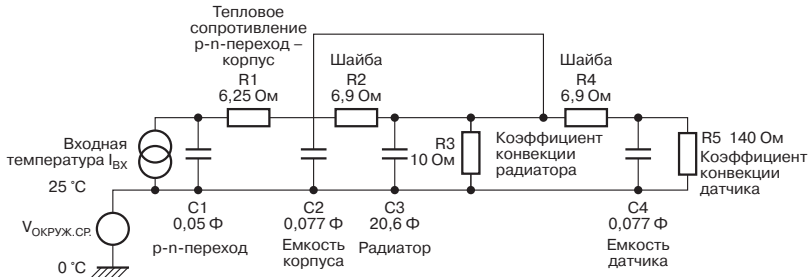


**Рис. 12.17.**

- а) Транзистор термодатчика расположен на радиаторе транзистора каскада предусиления
- б) Улучшенный вариант, когда термодатчик располагается непосредственно сверху на транзисторе каскада предусиления, он обеспечивает более точный результат
- в) Вариант использования двух термодатчиков, позволяющий производить оценку изменений непосредственно температуры р-п-перехода



**Рис. 12.18.** Эквивалентная тепловая схема для обычного термодатчика, установленного на теплоотводящем радиаторе в схемы каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP. Резистор R3 моделирует конвекционное охлаждение радиатора, тогда как резистор R5 моделирует тепловые потери корпуса термодатчика как такового



**Рис. 12.19.** Эквивалентная тепловая схема для варианта установки термодатчика на тыльной стороне корпуса транзистора каскада предварительного усиления. Цель R2-C2 теплоотводящего радиатора с большой постоянной времени в данном случае не располагается на пути распространения теплового потока непосредственно к датчику, поэтому процесс компенсации занимает меньше времени и становится точнее

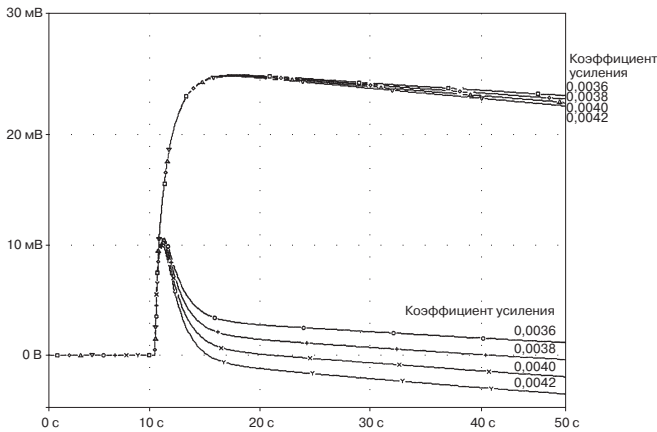
## 12.10. Вариант улучшенной компенсации для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP

Как было показано на стр. 329 книги, выходной каскад на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, имеет гораздо более узкую полосу допуска для всего усилителя, равную  $\pm 10$  мВ, и на удивление большие значения постоянных времени. Следовательно, стандартный каскад на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, имеет большее значение относительной погрешности по сравнению с обычным каскадом на эмиттерных повторителях, у которого термодатчик расположен на основном теплоотводящем радиаторе; это представляет абсолютную противоположность общепринятому суждению. Перемещение датчика на верхнюю поверхность корпуса транзисторного типа ТОЗ, как было показано, способно значительно улучшить характеристики каскада на эмиттерных повторителях, поэтому будет предпринята попытка получить аналогичное улучшение за счет компенсации в транзисторах каскада предварительного усиления.

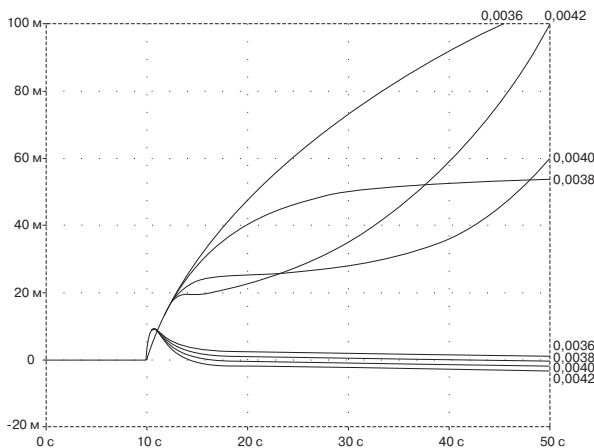
В стандартном варианте температурной компенсации каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, датчик располагается на теплоотводящем радиаторе транзисторов каскада предварительного усиления, в силу чего он реагирует на температуру теплоотводящего радиатора, а не на ихменения температуры в самом транзисторе каскада предусиления. (См. рис. 12.17а, на котором отображается вариант физического расположения элементов, и рис. 12.18, на котором отображается соответствующая тепловая модель.) Как и в случае каскада на эмиттерных повторителях такой вариант обеспечивает постоянную с большим последствием ошибку, возникающую из-за разнице в температурах между самими р-п переходом транзистора каскада предварительного усиления и массой теплоотводящего радиатора. Это отражается на верхних зависимостях, приведенных на рис. 12.20 для различных значений температурного коэффициента генератора смещения. Как и ранее, шаг воздействия на каскад на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, составляет 0,5 Вт. Эта постоянная ошибка не может быть устранена соответствующим образом путем выбора значения температурного коэффициента, который обеспечивает ошибку напряжения смещения, проходящую через нулевое значение в течение первых пятидесяти секунд, наподобие того, как это делалось ранее для случая с выходным каскадом на эмиттерных повторителях с термодатчиком, расположенным на верхней поверхности корпуса ТОЗ, так как тепловая инерция теплоотводящего радиатора заставляет проходить его через нулевой уровень очень быстро. И при всем этом, с тенденцией все большего возрастания отрицательной погрешности. Это происходит за счет того, что допускается тепловое ослабление, но не снижается тепловое затухание. Поэтому бесполезно даже рассчитывать общую абсолютную ошибку для такого варианта конфигурации.

### 12.11. Улучшенное месторасположения термодатчика

По аналогии с проанализированными ранее корпусами транзисторного типа ТОЗ и ТОЗР будет показано, что корпуса транзисторов каскада предварительного усиления, такие, например, как ТО225А, установленные на теплоотводящем радиаторе, нагреваются быстрее со стороны открытых поверхностей по сравнению со всеми остальными своими поверхностями. Это выглядит так, что если бы термодатчик располагался бы на верхней части корпуса транзистора каскада предусиления, то реакция на изменение температуры была бы быстрее по сравнению с его обычной установкой на других местах радиатора. Это достаточно просто осуществляется для теплоотводящего радиатора марки Redpoint SW 38-1, так как пружинные зажимы, используемые для удержания одного пластмассового корпуса, будут практически также удерживать парочку, составленную из двух корпусов ТО225АА. Также используется стандартная термопроводящая прокладка между верхней частью корпуса транзистора каскада предусиления и металлической поверхностью термодатчика, образуя сэндвич-структуру, изображенную на рис. 12.17б. Эквивалентная тепловая схема представлена на рис. 12.19. Данная схема позволяет значительно уменьшить как тепловое затухание, так и тепловую задержку (нижний график на рис. 12.20), обеспечивая погрешность, укладываю-



**Рис. 12.20.** Погрешность напряжения  $V_q$  для обычного и улучшенного месторасположений термодатчика при различных значениях температурных коэффициентов. Для усовершенствованного метода можно подобрать такое значение температурного коэффициента, при котором в данном масштабе времени погрешность принимает почти нулевое значение. Для стандартного метода такой результат оказывается недостижимым



**Рис. 12.21.** Погрешность напряжения  $V_q$  и абсолютная общая ошибка для варианта улучшенного месторасположения термодатчика, устанавливаемого на тыльной части корпуса транзистора каскада предварительного усиления. Погрешность оказывается намного меньше как за счет более низкого теплового ослабления (затухания), так и меньшего по величине времени задержки. Наилучшее значение абсолютной общей ошибки составляет 52 мВ·с (при коэффициенте усиления, равном 0,0038), что является вдвое лучшим результатом по сравнению с наилучшим результатом для выходного каскада на эмиттерных повторителях

щуюся в пределы  $\pm 1$  мВ по истечении времени примерно 15,5 с в случае, когда температурный коэффициент задан величиной  $-3,8$  мВ/°С. Расчет значения абсолютной общей ошибки дает значение 52 мВ, как показано на рис. 12.21, что показывает, как величина абсолютной общей ошибки, используемой в качестве критерия, стремится возрасти практически неограниченно, за исключением случая, когда погрешность снижается до нуля. Это значение представляет значительное улучшение по сравнению с величиной абсолютной общей ошибки, равной 112 мВ, которая является наилучшим результатом, который вообще мог быть получен с выходным каскадом на эмиттерных повторителях.

Эффективная задержка оказывается много меньше из-за того, что цепь радиатора с большим значением постоянной времени в данном случае частично выведена из контура компенсации напряжения смещения.

## 12.12. Определитель температуры р-п-перехода

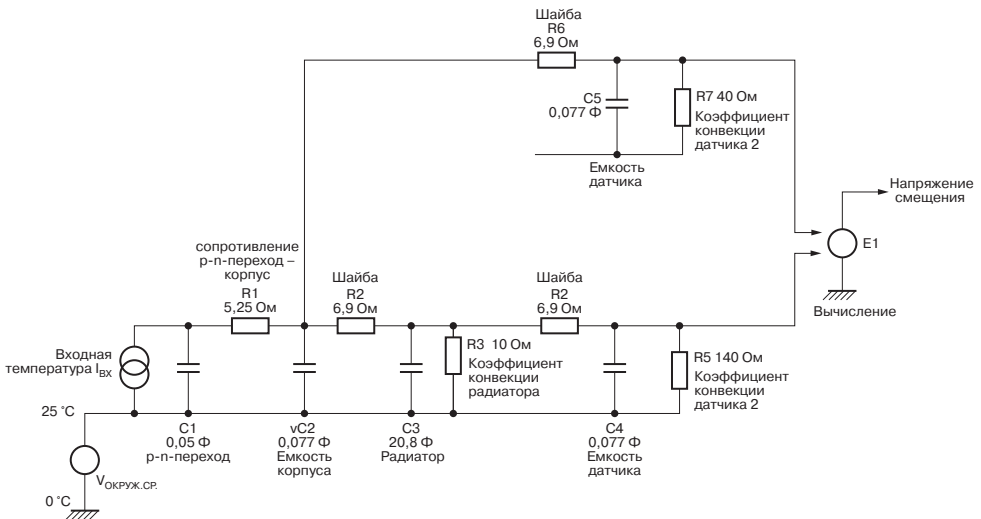
Наступил тот момент, когда достигнут предел того, что еще можно было бы сделать, так как практически невозможно расположить один транзистор ближе ко второму по сравнению с тем вариантом, который изображен на рис. 12.17б. Однако все-таки оказывается возможным добиться лучшего результата, но не за счет изменения положения термодатчика, а за счет использования более полной информации для того, чтобы сделать более точными и правильными оценки истинной температуры р-п-перехода. Такие подсистемы для выполнения оценки используются очень широко в системах сервоконтроля, когда определение некоторой существенно важной переменной оказывается недоступным, или же оно становится возможным после истечения такого значительного промежутка времени, когда таковая оценка становится бесполезной [9]. Очень часто оказывается более чем полезно иметь подобную *модельную систему*, обычно представляющую набор коэффициентов усиления и постоянных времени, которые в своей совокупности дают оценку того, какое текущее значение неизвестной переменной могло или должно было бы быть.

Процесс моделирования в таком случае совершенно аналогичен и в первом приближении позволяет получить более точное оценочное значение температуры р-п-перехода  $V(1)$  за счет известного изменения температуры на участке между корпусом транзистора и теплоотводящим радиатором. Существенным приближением является то, что корпус транзистора каскада предварительного усиления находится при изотермических условиях, так как при моделировании для него используется одно значение  $V(2)$ .

При использовании двух датчиков один размещается, как обычно, на теплоотводящем радиаторе, а второй на верхней поверхности корпуса транзистора каскада предусиления, как было описано выше (см. рис. 12.17в), после чего, собственно, и наступает самое интересное. Если обратиться к рис. 12.19, то можно увидеть, что разница в температурах между р-п-переходом транзистора каскада предусиления и теплоотводящим радиатором определяется резисторами  $R1$  и  $R2$ ; величина резистора  $R1$  известна, но не известен тепловой поток, проходящий через него. Если пренебречь незначительными случайными потерями, то падение температу-

ры на резисторе R1 будет пропорционально уменьшению температуры на резисторе R2. Так как величина C2 намного меньше величины C3, то это могло бы оказаться справедливым и в случае интенсивных переходных процессов, связанных с большими изменениями температуры. Таким образом, измерение разности между значениями V(2) и V(3) позволяет получить приемлемую оценку разности между значениями V(1) и V(2); после того как это значение разности добавляется к известному значению V(2), можно получить достаточно точную оценку недоступного для измерения значения V(1). Принципиальная схема для подобного подхода изображена на рис. 12.22, на которой приводится только принципиальное описание работы такой схемы; точные детали подобной схемы могут быть уточнены только после ответа на вопрос, а что, собственно, хотелось бы в итоге получить?

На практике реально можно измерить только значения V(2) и V(3) путем установки соответствующих термодатчиков подобно тому, как показано на рис. 12.17в, следовательно, в качестве реальных данных в наличии окажутся показания температур V(4) и V(5) термодатчиков. Они преобразуются в напряжения смещения и вычитаются, давая, таким образом, оценку значения уменьшения температуры на резисторе R1. Расчет выполняется управляемым напряжением источником напряжения E1, для которого в процедуре компьютерного моделирования PSpice можно использовать любые уравнения, предназначенные для описания его поведения. Подобные подпадающие определению управляемые напряжением источники



**Рис. 12.22.** Абстрактно-концептуальная схема определителя температуры p-n-перехода. Управляемый напряжением источник E1 выполняет роль аналогового вычислительного устройства, выполняющего операции масштабирования и вычитания температур V(4) и V(5) двух термодатчиков, позволяющие получить значение напряжения смещения

напряжения очень удобны для использования в качестве аналоговых вычислительных устройств, выполняющих вычисления как части моделируемой системы. Результат вычисления затем умножается на масштабный коэффициент, называемый  $estgain$ , который включается в уравнения, определяющие управляемый напряжением источник напряжения,  $E1$ , и оптимизируется (подгоняется) с целью достижения минимальной ошибки. Другими словами, для определения разницы в сопротивлениях между резисторами  $R1$  и  $R2$  используется приближение напряжения смещения с изменяемым значением температурного коэффициента.

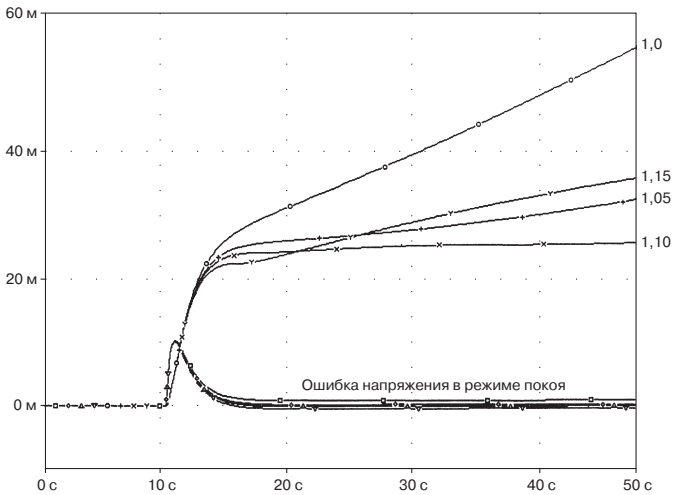
Результаты приведены на рис. 12.23, на котором значение масштабного коэффициента  $estgain$ , равное 1,10 дает при расчетах значение абсолютной общей ошибки,  $IAE$ , равное 25 мВ·с. Погрешность переходного процесса укладывается в полосу  $\pm 1$  мВ по истечении приблизительно 5 с. Это представляет основное улучшение, которое сулит к тому же наименьшие затраты при реализации.

### 12.13. Контроль температуры р-п-перехода, учитывающий динамику процесса

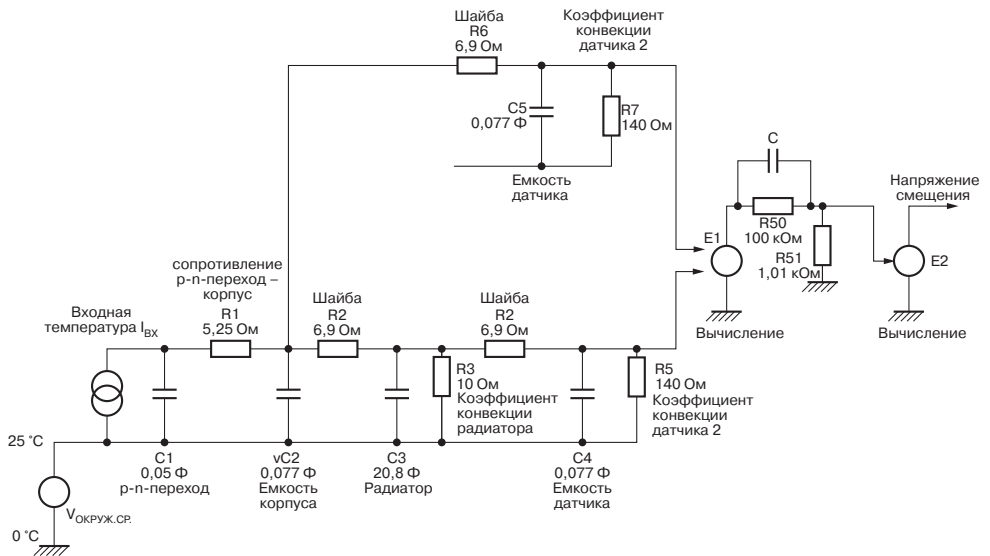
Остающейся проблемой со схемной оценкой температуры р-п-перехода является ее относительная инерционность в начальные моменты, так как ничего нельзя поделать до того момента, пока тепловой поток не начнет распространяться через резистор  $R6$  в направлении емкости  $C5$ , см. рис. 12.22. За счет инерционности  $C3$  процесс ответной реакции для  $C4$  будет длиться еще дольше, следовательно, необходимо определить пути, позволяющие увеличить скорость срабатывания схемы определителя температуры р-п-перехода.

Самый первый и очевидный способ заключается в том, чтобы ввести цепи опережения по фазе для прямого направления компенсации напряжения смещения. Это эффективно увеличивает коэффициент усиления в начальный момент, заставляя все работать, и который затем снижается обратно через точно установленный промежуток времени к исходному значению усиления, которое обеспечивает близкую к нулевому значению величину ошибки после истечения времени 50 с. Абстрактно-концептуальная схема, приведенная на рис. 12.24, включает схему опережения по фазе, введенную в цепь компенсации; сигнал ослаблен в 100 раз резисторами  $R50$  и  $R51$ , а затем пересчитывается обратно к тому же самому уровню с использованием управляемого напряжением источника  $E2$ , усиление которого установлено на уровне 110, включая  $estgain$ , равное 1,10. Конденсатор  $C$  обеспечивает быстрое изменение с тем, чтобы обойти усиление, а его значение совместно с величинами резисторов  $R51$  и  $R51$  определяет степень фазового опережения. Таким образом, «медленное» поведение схемы остается неизменным, однако переходной, «быстрый», процесс определяется наличием конденсатора  $C$  и протекает гораздо быстрее по сравнению с устоявшимся (медленным).

Влияние на исходную первоначальную ошибку переходного процесса от изменения величины конденсатора  $C$  по сравнению с оптимальным значением может быть видно из зависимостей на рис. 12.25, приведенных в увеличенном масштабе. Первоначальный рост ошибки значения  $V_q$  сведен к значению, составляющему более чем треть ее значения в случае, если величина емкости  $C$  составляет

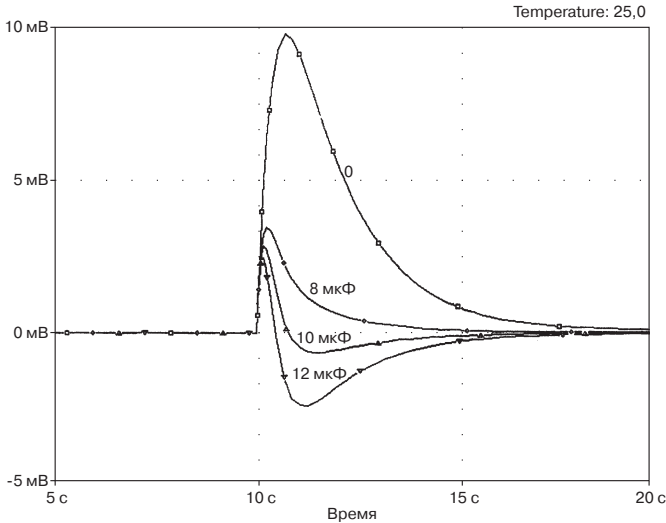


**Рис. 12.23.** Результаты моделирования работы схемы определителя температуры p-n-перехода для различных значений параметра *est-gain*. Оптимальное значение абсолютной общей ошибки делится пополам и составляет 25 мВ-с; результат следует сравнить с данными, приведенными на рис. 12.21



**Рис. 12.24.** Абстрактно-концептуальная схема определителя температуры p-n-перехода, учитывающая динамику процессов. Конденсатор С обеспечивает более высокое значение усиления для «быстрых» переходных тепловых процессов и значительно снижает влияние процесса задержки





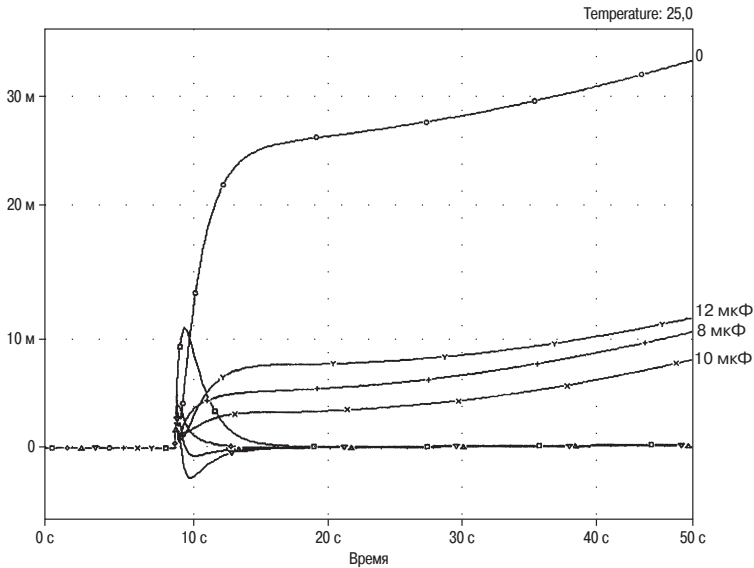
**Рис. 12.25.** Погрешности исходного переходного процесса для различных значений емкости  $C$ . очень высокое значение емкости приводит к отрицательному выбросу

10 мкФ; при меньших значениях емкости первоначальный пик остается большим по величине, чем это требуется, тогда как большее значение емкости приводит к ряду серьезных выбросов, которые вновь заставляют увеличиваться общую абсолютную ошибку, IAE, что демонстрируют верхние зависимости, приведенные на рис. 12.26. Большие отличия в случаях, когда не используется опережение по фазе, и когда оно вводится достаточно корректно, представляются вполне очевидным.

Если для величины емкости  $C$  установлено значение 10 мкФ, то величина ошибки переходного процесса сразу снижается до полосы значений  $\pm 1$  мВ через 0,6 с, это результат, который является более чем в 20 раз более быстрым по сравнению с первым вариантом улучшения выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью (когда термодатчик устанавливался на транзисторе каскада предварительного усиления) и обеспечивает значительное снижение общей абсолютной ошибки, IAE, до значения 7,3 мВ·с по истечении 50 с. Практическая схема для достижения подобного результата не была разработана в деталях, но никаких особых трудностей эта работа не сулит. Результатом такой работы являлся бы усилитель класса С с наиболее точной компенсацией напряжения смещения, какую можно было бы себе только представить.

## 12.14. Заключение

Некоторые из результатов данного процесса моделирования и тестирования оказались достаточно неожиданными. Автор книги полагал, что каскад усилителя на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, будет характеризоваться меньшим значением погрешности величины напряжения смещения по сравнению с каскадом на эмиттерных повторителях, но именно каскад на эмит-

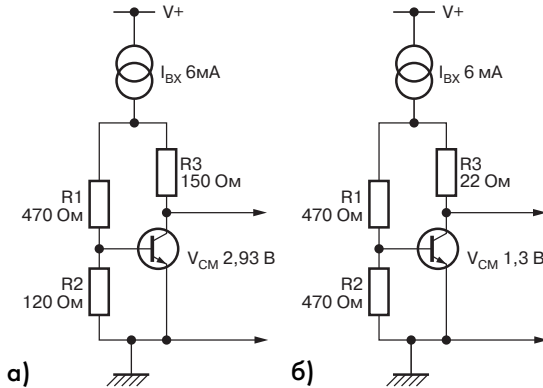


**Рис. 12.26.** Значения абсолютной общей ошибки, IAE, для различных значений емкости  $C$ . Величина емкости 10 мкФ является оптимальной для получения минимального значения абсолютной общей ошибки, IAE, (IAE = 7,3 мВ·с), но даже приблизительные значения приводят к значительному улучшению результата

терных повторителях остается в пределах своей, хотя и более широкой полосы допусков, как при вариантах расположения термодатчиков на теплоотводящих радиаторах, так и при установке сверху на корпусах транзисторного типа ТО-3. Представляется, что эффект теплового усиления в каскаде с эмиттерными повторителями является основной причиной этого, а это в свою очередь является следствием почти равномерного тепловыделения транзисторов каскада предварительного усиления при использовании конфигурации выходного каскада на эмиттерных повторителях.

Однако общая накопленная ошибка, IAE, напряжения смещения каскада на эмиттерных повторителях может быть уменьшена только до определенного предела, так как система никогда не оказывается независимой от влияния основного теплоотводящего радиатора, обладающего значительной тепловой инерционностью. В противоположность этому каскад на паре, озвученной комплементарной обратной связью, CFP, обеспечивает гораздо большую свободу действий по размещению термодатчика и почву для более плодотворных действий для значительного снижения величины ошибки.

К счастью, становится очевидным, что более нет необходимости рассматривать расположение умножителя напряжения  $V_{be}$  на теплоотводящем радиаторе как единственно возможный вариант для решения важнейшего вопроса компенсации напряжения смещения  $V_{см}$ . Представленные варианты обещают обеспечить значительно более высокую точность осуществления подобной компенсации.



**Рис. 12.27.** Классическая схема генератора напряжения смещения в умножителе напряжения  $V_{be}$ . Представлены два варианта схемы: для выходного каскада на эмиттерных повторителях (рис. 12.27а) и для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, (рис. 12.27б). Для схемы на эмиттерных повторителях требуется более чем вдвое более высокое напряжение смещения для того, чтобы работа схемы в области перехода сигнала через нулевой уровень была оптимальной

## 12.15. Источники напряжения смещения с переменным значением температурного коэффициента

Для стандартного генератора напряжения смещения в умножителе напряжения  $V_{be}$  температурный коэффициент является фиксированной величиной, которая в схеме устанавливается, прежде всего, используемым коэффициентом умножения и вследствие этого, разумеется, величиной необходимого напряжения смещения,  $V_{см}$ . Во многих местах в этой главе отмечалось, что принципиально возможно изготовить генератор (или источник) напряжения смещения, у которого температурный коэффициент имеет произвольное значение. В этом разделе показано, как именно это осуществляется.

На рис. 12.27 представлены два варианта обычного генератора напряжения смещения в схеме умножителя напряжения  $V_{be}$ . Для упрощения шина более низкого потенциала показана в качестве заземленной. Первый вариант, представленный на рис. 12.27а, разработан для выходного каскада на эмиттерных повторителях, в котором необходимое вырабатываемое напряжение смещения,  $V_{см}$ , составляет  $(4 \cdot V_{be}) + V_q$ , что в сумме будет составлять +2,93 В. Следует напомнить, что напряжение  $V_q$  представляет собой небольшое по величине напряжение, равное падению напряжения на эмиттерных резисторах  $R_e$ ; именно это значение всеми мерами должно поддерживаться неизменным, а даже не величина тока в рабочей точке ВАХ, как обычно считается. Оптимальное значение напряжения  $V_q$  для каскада на эмиттерных повторителях обычно составляет порядка 50 мВ.

Второй источник напряжения смещения на рис. 12.27б предназначен для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, для которого требуемое напряжение смещения  $V_{см}$  менее, чем значение, опреде-

ляемое выражением  $(2 \cdot V_{be}) + V_q$ , что в сумме составляет примерно 1,30 В. Следует отметить, что оптимальное значение напряжения  $V_q$  также намного меньше для выходного каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР, и составляет порядка 5 мВ.

Принимается, что напряжение смещения  $V_{см}$  подстраивается изменением величины сопротивления  $R2$ , которое на практике будет иметь возможность предварительной установки с использованием ограничительного резистора, который и будет ограничивать установку максимально допустимым значением напряжения смещения  $V_{см}$ . Следует особо отметить, что этот аргумент весьма существенен, потому что предварительная настройка, как правило, нарушается из-за того, что в момент перемещения подвижного контакта потенциометра происходит нарушение электрического контакта, и если это происходит в момент, соответствующий равенству значения сопротивления резистора  $R2$ , то напряжение смещения упадет до минимального значения. При его положении, соответствующем  $R1$ , замыкание накоротко цепи предварительной настройки приведет к максимальному значению напряжения смещения, что может привести к перегоранию плавких предохранителей или повреждению выходного каскада. Обеспечиваемый диапазон регулировки не должен превышать того, который необходим для обеспечения регулировки в пределах, установленных производителем; следовательно, трудно предсказать, насколько большим должна быть его величина, поэтому, как правило, этот диапазон делается шире перед серийным производством изделия, а затем сужается в ходе экспериментальной доработки.

Вариант источника напряжения смещения для выходного каскада на эмиттерных повторителях имеет более высокое значение напряжения  $V_{см}$ , поэтому используется более высокое значение коэффициента умножения напряжения  $V_{be}$ , необходимого для его получения. Это отражается в более высоком значении температурного коэффициента, который приводится в табл. 12.4.

### 12.15.1. Обеспечение более высокого значения температурного коэффициента

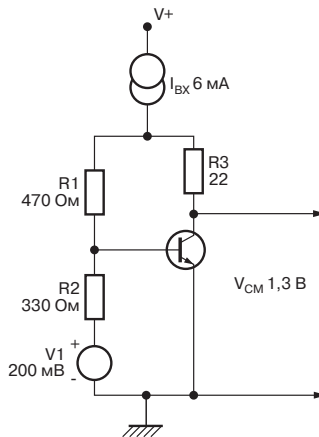
Более высокое (т.е. более отрицательное) значение температурного коэффициента по сравнению с обычным может оказаться полезным для компенсации при невозможности измерять действительную температуру р-п-перехода. Очень часто

Таблица 12.4

Выходной каскад усилителя:	Напряжение смещения $V_{см}$	Сопротивление резистора $R1$	Сопротивление резистора $R2$	Сопротивление резистора $R3$	Температурный коэффициент
	В	Ом	Ом	Ом	мВ/°С
На эмиттерных повторителях, ЕФ	2,93	120	470	22	-9,3
На паре, охваченной комплементарной обратной связью, СФР	1,30	470	470	150	-3,6

тепловые потери на пути к термодатчику являются основной причиной статистической погрешности величины напряжения  $V_{CM}$ , а для того, чтобы ее компенсировать, требуется температурный коэффициент, значение которого будет больше по сравнению со стандартным значением, определяемым соотношением: «коэффициент умножения базово-эмиттерного напряжения  $V_{BE}$ , умноженный на  $-2\text{ мВ}/^\circ\text{С}$ ». Существует ряд возможных подходов к решению, но проблема усложняется тем, что в случае каскада на паре, охваченной комплементарной обратной связью, источник напряжения смещения должен работать от двух шин питания, отличающихся напряжением всего лишь на 1,3 В. Дополнительные цепи, не входящие в этот диапазон напряжений могут питаться с использованием компенсационной обратной связи, как это делалось в схеме смещения трехрежимного усилителя, описанного в главе 9, но это приведет в действительности к увеличению числа элементов.

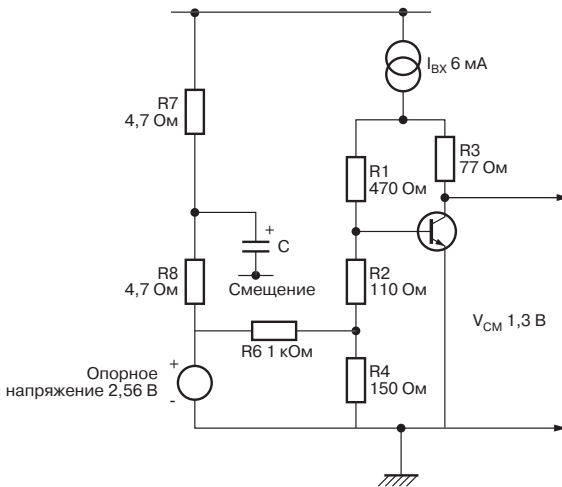
Простая и новая идея представлена на схеме рис.12.28. Целью является увеличение коэффициента умножения и, следовательно, отрицательного температурного коэффициента, необходимого для обеспечения точно такого же напряжения смещения  $V_{CM}$ . На схеме представлен источник напряжения  $V1$ , введенный в плечо резистора  $R2$ . Для того чтобы сохранить точно такое же значение напряжения смещения  $V_{CM}$ , сопротивление резистора  $R2$  уменьшено. Следовательно, коэффициент умножения, определяемый выражением  $(R1 + R2/R2)$ , увеличивается, наряду с этим увеличивается и температурный коэффициент. В табл. 12.5 смещения в каскаде на паре, охваченной комплементарной обратной связью, CFP, температурный коэффициент изменяется путем увеличения напряжения  $V1$  с шагом 100 мВ; в каждом случае сопротивление резистора  $R2$  уменьшается для



**Рис. 12.28.** Схема умножителя напряжения  $V_{BE}$ , имеющего увеличенный температурный коэффициент. Добавление в схему источника напряжения  $V1$  означает, что для получения того же самого значения напряжения  $V_{CM}$  коэффициент умножения напряжения должен быть увеличен. Следовательно, значение температурного коэффициента также должно быть увеличено до значения  $-4,4 \text{ мВ}/^\circ\text{С}$  для цепи напряжения

Таблица 12.5

Напряжение $V_1$	Напряжение смещения $V_{см}$	Сопротивление резистора $R_2$	Температурный коэффициент
мВ	В	Ом	мВ/°С
0	1,287	470	-3,6
100	1,304	390	-4,0
200	1,287	330	-4,4
300	1,286	260	-5,0
400	1,285	190	-6,9



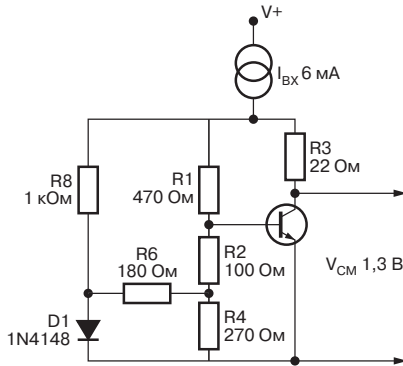
**Рис. 12.29.** Представлен пригодный для практического использования вариант схемы умножителя напряжения  $V_{be}$ , имеющего увеличенный температурный коэффициент. Источник дополнительного напряжения образован из bandgap reference резисторами  $R_6$  и  $R_4$ . Значение температурного коэффициента увеличено до  $-5,3$  мВ/°С

того, чтобы привести значение напряжения смещения  $V_{см}$  к требуемому значению, а величина температурного коэффициента увеличивается.

Пригодная для практического использования схема приведена на рис. 12.29, в которой для того, чтобы получить дополнительное напряжение на резисторе  $R_4$ , используется bandgap reference с напряжением 2,56 В. Данный источник эталонного напряжения должен работать независимо от напряжения шин питания источника напряжения смещения, поэтому резисторы его цепи питания  $R_7$  и  $R_8$  регулируются конденсатором  $C$  от выхода усилителя, точно так же, как и в схеме трехрежимного усилителя.

### 12.15.2. Изменения температуры окружающей среды

Усилитель мощности должен быть нечувствителен к изменениям температуры окружающей среды, точно так же, как и к температурным изменениям, вызван-

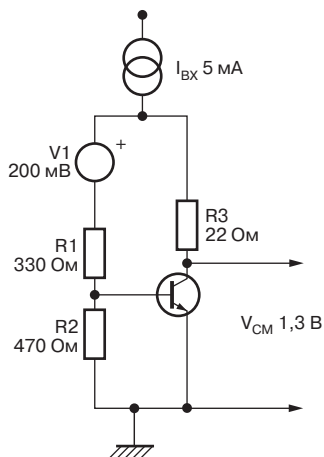


**Рис. 12.30.** Пригодный для практического использования вариант схемы умножителя напряжения  $V_{be}$ , имеющий увеличенный температурный коэффициент и с улучшенной схемой коррекции влияния изменений температуры окружающей среды, в которой для получения дополнительного напряжения используется диод D

ным выделением тепла при работе мощных полупроводниковых приборов схемы. Обычные компенсационные схемы справляются с данной проблемой достаточно успешно, так как коэффициент умножения напряжения  $V_{be}$  по своей сути практически точно такой же, что и количество p-n-переходов, на которые подается смещение. Однако это условие более не соответствует действительности, если температурный коэффициент окажется значительно измененным. В идеале необходим источник напряжения смещения, у которого есть один увеличенный по величине температурный коэффициент, связанный с изменением температуры только силовых полупроводниковых приборов, и второй стандартный температурный коэффициент, реагирующий на изменения температуры окружающей среды, но оба воздействующие на все элементы схемы. Один из вариантов такого подхода продемонстрирован на рис. 12.30, на котором напряжение  $V_1$  отводится от цепи резисторов R6, R4 с использованием кремниевого диода, а не от bandgap reference, что обеспечивает величину напряжения, уменьшающуюся с температурой. Величина температурного коэффициента составляет для температурных изменений только для одного (транзистора) Q1  $-4,0$  мВ/°С, тогда как величина температурного коэффициента общих температурных изменений для (транзистора) Q1 и для диода D1 меньше и составляет  $-3,3$  мВ/°С. Температура окружающей среды изменяется значительно меньше по сравнению с изменением температуры p-n-переходов выходных полупроводниковых приборов, диапазон изменения которых легко превышает значение  $100$  °С.

### 12.15.3. Обеспечение более низкого значения температурного коэффициента

Несколько ранее в этой главе автор книги показал, что выходной каскад на эмиттерных повторителях обладает «тепловым усилением», заключающимся в том, что тепловые изменения в величине напряжения  $V_q$  действуют таким образом, что температурный коэффициент источника напряжения смещения  $V_{cm}$  оказы-



**Рис. 12.31.** Принципиальный подход создания умножителя напряжения  $V_{be}$  с уменьшенным значением температурного коэффициента. При приведенных на схеме величинах элементов его значение составляет  $-3,1 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$

вается большим по величине, чем это есть на самом деле. Такое происходит из-за того, что источник напряжения смещения предназначен компенсировать изменения в четырех базово-эмиттерных переходах, однако в выходном каскаде на эмиттерных повторителях транзисторы каскада предварительного усиления характеризуются почти постоянным значением выделяющейся мощности при изменении уровня выходной мощности и, следовательно, изменения температуры р-п-переходов не очень значительны. Полностью эффект более высокого значения температурного коэффициента проявляется в выходных полупроводниковых приборах и поэтому если термодатчик размещается непосредственно на корпусе мощного выходного полупроводникового прибора, а не на основном теплоотводящем радиаторе с целью снизить тепловую задержку, усилитель может оказаться сильно перекомпенсированным относительно температуры. Другими словами, после мгновенного выделения мощности напряжение  $V_q$  будет слишком мало, а не слишком велико, в результате чего возникнут искажения перехода сигнала через нулевой уровень. В подобном случае оказывается необходимым иметь источник напряжения смещения  $V_{CM}$ , у которого температурный коэффициент оказывается по величине меньше, чем в стандартной схеме.

Подход к решению проблемы совершенно аналогичен методу, используемому для увеличения значения температурного коэффициента. На рис. 12.31 показано, что источник напряжения введен в верхнее плечо делителя напряжения  $R1$ ,  $R2$ ; при точно таком же значении напряжения смещения  $V_{CM}$  коэффициент умножения напряжения  $V_{be}$  уменьшается, а следовательно, уменьшается и температурный коэффициент.

В табл. 12.6 показано изменение его значения при увеличении напряжения  $V1$  с шагом 100 мВ. Для того чтобы продемонстрировать аналогичность изменения



Таблица 12.6

Напряжение $V_1$	Напряжение смещения $V_{см}$	Сопротивление резистора $R_1$	Температурный коэффициент
мВ	В	Ом	мВ/°С
0	1,287	470	-3,6
100	1,304	390	-3,3
200	1,287	330	-3,1
300	1,286	260	-2,8
400	1,285	190	-2,5

величин сопротивлений резисторов с данными, представленными в табл. 12.5, и для того чтобы поддерживать значение напряжения смещения  $V_{см}$  постоянным, изменялось сопротивление резистора  $R_1$ ; на самом же деле, исходя из соображений безопасности, приведенных выше, переменным сопротивлением должен быть резистор  $R_2$ .

#### 12.15.4. Токовая компенсация

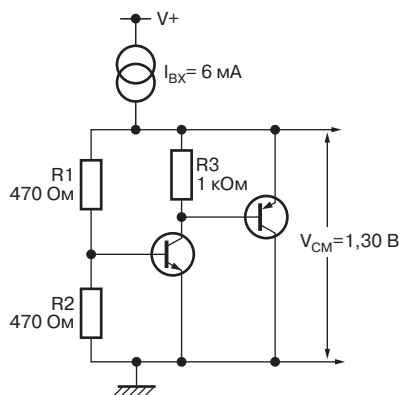
Параметры обоих источников напряжения, приведенных на рис. 12.27, устанавливаются резистором токовой компенсации  $R_3$ . Умножитель эмиттерно-базового напряжения  $V_{be}$  является очень простым параллельным стабилизатором с малым значением коэффициентов усиления замкнутой цепи, следовательно, он представляет большое последовательное сопротивление. Другими словами, генерируемое напряжение смещения  $V_{см}$  будет иметь нежелательные изменения в своей величине при изменении проходящего тока покоя. Резистор  $R_3$  добавлен для того, чтобы обеспечить подавление в первом приближении изменений напряжения  $V_{см}$ , вызванных подобными изменениями величины тока. Происходит вычитание напряжения коррекции, пропорционального этому току. Вместо того чтобы осуществлять подавление полностью, подобный метод обеспечивает обострение формы выходного напряжения при заданном значении тока, поэтому изменения тока относительно этого пикового значения приводят только к минимальным изменениям напряжения. Такой подход к обострению формы сигнала широко используется в схемах смещения современных интегральных микросхем.

Резистор  $R_3$  никогда не может быть исключен из схемы, так как при его отсутствии флуктуации напряжения на шинах питания могут серьезно повлиять на величину напряжения  $V_{q}$ . Приведенные в табл. 12.4 данные наглядно демонстрируют, что оптимальная для выделения пикового значения величина при токе 6 мА в большой степени зависит от коэффициента умножения напряжения  $V_{be}$ .

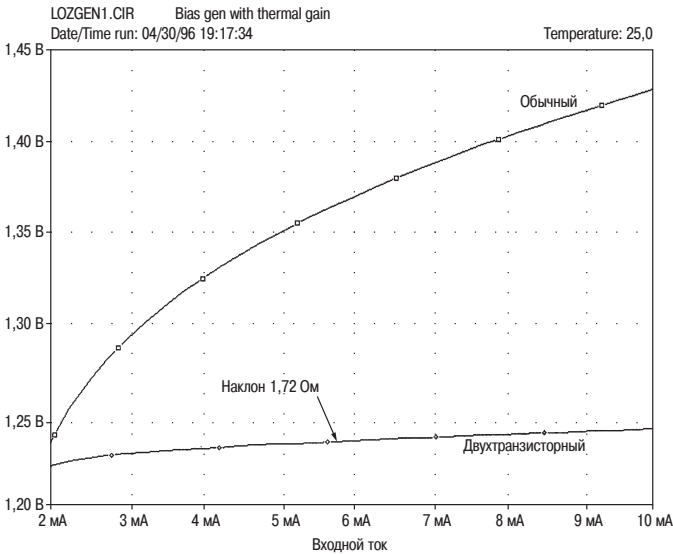
Зависимости на рис. 6.14 демонстрируют применимость данного метода к усилителю класса В. График показывает характер изменения напряжения смещения  $V_{см}$  от тока для различных значений сопротивления резистора  $R_3$ . Наклон некомпенсированной зависимости (резистор  $R_3$  имеет нулевое сопротивление) при величине тока 6 мА соответствует примерно величине 20 Ом, причем этот линейный член удаляется установкой сопротивления  $R_3$ , равного 18 Ом на рис. 6.13.

Ток, протекающий через источник напряжения смещения, будет изменяться, так как источник тока каскада усилителя напряжения не представляет собой блок с идеальными характеристиками. Задание смещения на этот источник тока с использованием обычной пары из полупроводниковых диодов не обеспечивает его абсолютную нечувствительность к изменениям напряжения на шинах питания. Автор произвел измерения в исходном усилителе (в особенности это относится к исходному варианту идеального во всех отношениях усилителя класса В) при изменении напряжения на входных шинах от 212 до 263 В, т.е. диапазон изменений составлял 20 %. Это в наши неопределенные времена как раз и составляет тот диапазон, в котором оказался бы наш усилитель при его путешествии по странам Европы. Выходной ток источника тока каскада усилителя напряжения изменялся от 9,38 мА до 10,12 мА, т.е. диапазон изменений составлял 7,3 %. Следует выразить благодарность тококомпенсирующему резистору в источнике напряжения смещения, итоговое изменение величины падения напряжения  $V_q$  в статическом режиме на двух эмиттерных резисторах  $R_e$  составило лишь 11 мВ (при напряжении 264 В на шинах питания) и 1,5 мВ (при напряжении 212 В на шинах питания). Это составляет очень маленькое абсолютное изменение в 0,4 В и вполне укладывается в допуск на изменение напряжения  $V_q$ . Относительное же изменение будет больше, так как для напряжения смещения  $V_{см}$  установлено более высокое фиксированное значение (напряжения  $V_{be}$  полупроводниковых приборов), вычитаемое из него, поэтому в результате разность изменяется значительно сильнее. Изменения в величине напряжения  $V_q$  могут быть уменьшены еще сильнее за счет получения более стабильных характеристик источника тока каскада усилителя напряжения, на которые оказывало бы меньшее влияние изменение напряжения на шинах питания.

Совершенно иным способом уменьшения изменений напряжения  $V_{см}$  является увеличение усиления замкнутой цепи в умножителе базово-эмиттерного



**Рис. 12.32.** Схема двухтранзисторного умножителя напряжения  $V_{be}$ . Увеличенный коэффициент усиления контура позволяет поддерживать более стабильное значение напряжения смещения  $V_{см}$  при изменениях тока



**Рис. 12.33.** Двухтранзисторная схема обеспечивает гораздо более низкое значение последовательного сопротивления и, следовательно, меньшие значения отклонений напряжения  $V_{см}$  при изменении тока по сравнению со стандартной схемой, в которой отсутствует резистор  $R3$

напряжения  $V_{бе}$ . На рис. 12.32 представлен вариант схемы на двух транзисторах, которая уменьшает тангенс угла наклона резистивной характеристики с 20 до 1,7 Ом. Первый транзистор выполняет роль датчика. Преимущество состоит в том, что изменения напряжения смещения  $V_{см}$  будут меньше для всех значений тока каскада усиления напряжения, при этом не требуется проводить никаких операций оптимизации величины сопротивления резистора. Недостатком является несколько большая сложность схемы, но в области, где превалирующей является надежность, этот недостаток нельзя признать существенным. На рис. 12.33 сравниваются характеристики двухтранзисторной и стандартной версий (без резистора  $R3$ ). Многотранзисторные контуры обратной связи увеличивают вероятность неустойчивости и возникновения генерации, против чего должны быть приняты соответствующие меры, так как эти процессы наверняка не улучшат характеристики усилителя.

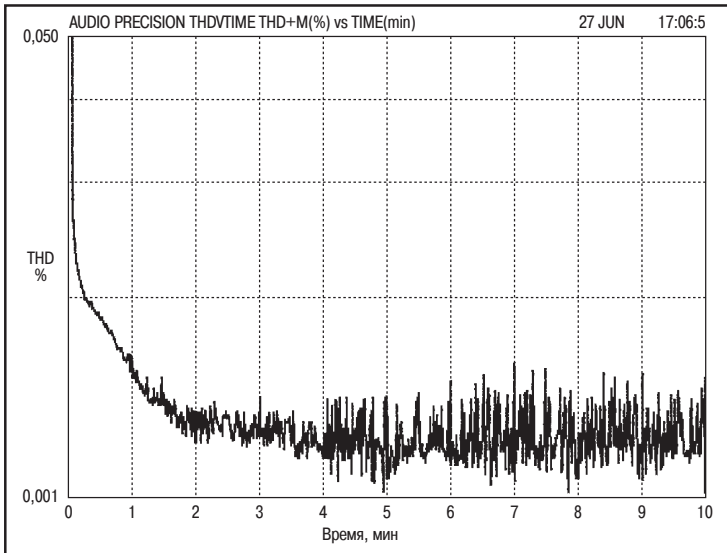
Этот раздел главы, посвященной вопросам динамики тепловых процессов, описывает простые схемы источников напряжения смещения  $V_{см}$ , у которых значение температурного коэффициента изменяется от  $-2,5$  до  $-6,9$  мВ/°С. Остается надеяться, что все это вкуче с вариантами технических решений, описанных ранее, позволит разработать схему усилителя класса В, у которого окажется более стабильной величина напряжения смещения и который окажется менее подверженным искажениям, вызванным переходом сигнала через нулевой уровень (искажением точки кроссовера).

## 12.16. Реальная динамика тепловых процессов

Одной из основных проблем при изучении динамики тепловых процессов в усилителе является то, что ряд критически важных величин, таких, например, как температуры р-п-переходов транзистора, не могут измеряться непосредственно. Тот факт, что условия, определяющие величину напряжения смещения, изменились, обычно становится очевидным после того, как изменился вид характеристики суммарных нелинейных искажений на экране осциллографа. Однако, данные температурные изменения – это только конец всей цепочки на пути к цели – малому уровню искажений в усилителе. А вот что реально определяет качество усилителя, так это искажения, возникающие при переходе сигнала через нулевой уровень и которые возникают в выходном каскаде. Их измерение является залогом успеха всего. Метод заключается в следующем. В исследуемом усилителе совершенно осознанно изменяется режим смещения на какое-то среднее значение. Автор книги при этом выбирает установку, которая обеспечивает примерное значение коэффициента суммарных нелинейных искажений, равного 0,02% в режиме измерения с максимальным откликом. Это делается для того, чтобы возбудить пички искажений перехода сигнала через нулевой уровень, которые отстоят на некотором расстоянии от остальной части суммарной кривой нелинейных искажений, чтобы убедиться, что анализатор считывает именно эти пички искажений, а не реагирует на шумы и другие искажения более низкого порядка. У анализатора AP System-1 имеется режим, в котором отображается (рисуеться) значение параметра в зависимости от времени (необходимо заметить, что способ добиться этого режима не является абсолютно очевидным с использованием экранного меню прибора AP System-1 – особенно в силу того, что термин «время» трактуется в качестве внешнего воздействующего фактора – поэтому требуется использовать ручной режим), а этот режим позволяет получить самые необходимые характеристики – искажения, возникающие при переходе сигнала через нулевой уровень, в функции времени. В обоих рассматриваемых ниже случаях усилитель включался с уже присутствующим входным сигналом, поэтому условия рассеяния тепла в нем стабилизировались в течение секунды или около того.

### 12.16.1. Результаты

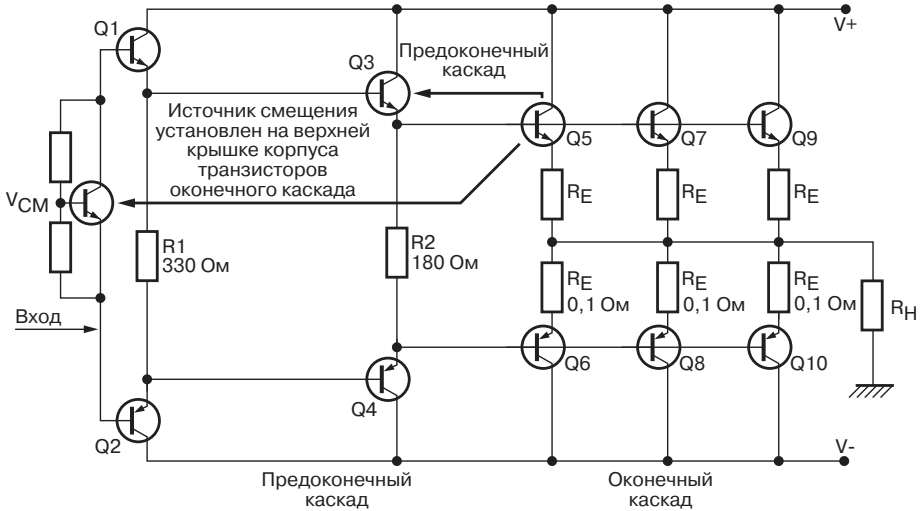
Первым тестированию подвергся усилитель, имеющий стандартный выходной каскад на эмиттерных повторителях. Транзисторы каскада предварительного усиления были установлены на собственных небольших по размерам теплоотводящих радиаторах, которые не имели тепловой связи с основным теплоотводящим радиатором выходных полупроводниковых приборов. Основной и самой важной особенностью являлось то, что транзистор, выполняющий роль термодатчика для контроля напряжения смещения, не был установлен на основном теплоотводящем радиаторе, как это делается обычно, а был установлен сверху на одном из выходных полупроводниковых приборов, как это и рекомендовал сделать автор данной книги. Этот способ размещения термодатчика напряжения смещения значительно сокращает тепловой путь между ним и р-п-переходом выходного прибора. Особенностью тестируемого усилителя являлось сравнительно высокое



**Рис. 12.34.** Зависимость пикового значения коэффициента нелинейных искажений от времени (в интервале времени, равном 10 мин)

напряжение шин питания. Это означает, что даже при отсутствии нагрузки будет существовать изменение условий, определяющих дрейф напряжения смещения, при нагревании транзисторов каскада предварительного усиления до их рабочей температуры. Этот дрейф может быть уменьшен за счет увеличения размеров радиатора транзисторов каскада предварительного усиления, но не устранен полностью. На рис. 12.34 приводятся зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений, полученные через 10 минут после начала нагрева из холодного состояния, когда в начальный момент  $t = 0$  были инициированы достаточно активные тепловые потери. Искажения, связанные с переходом сигнала через нулевой уровень, немедленно снизились; зависимости на рис. 12.1 показывают, что мощность, выделяющаяся в транзисторах каскада предварительного усиления, не очень сильно зависит от уровня выходной мощности, поэтому данный процесс определяется в основном теплом, выделяющимся в р-п переходах выходных приборов, и их нагревом, а также возрастанием напряжения  $V_q$ . Также наблюдается небольшое замедление процесса до уровня, когда показания суммарного коэффициента нелинейных искажений стабилизируются по прошествии примерно трех минут.

Второй исследованный усилитель был более сложным по структуре. Он представлял трехкаскадную схему на эмиттерных повторителях, в которой транзисторы каскада предварительного усиления и выходные полупроводниковые приборы были смонтированы на большом теплоотводящем радиаторе, имеющем большую тепловую инерционность. Приборы, предшествующие каскаду предварительного усиления, находились в корпусах типа ТО320,



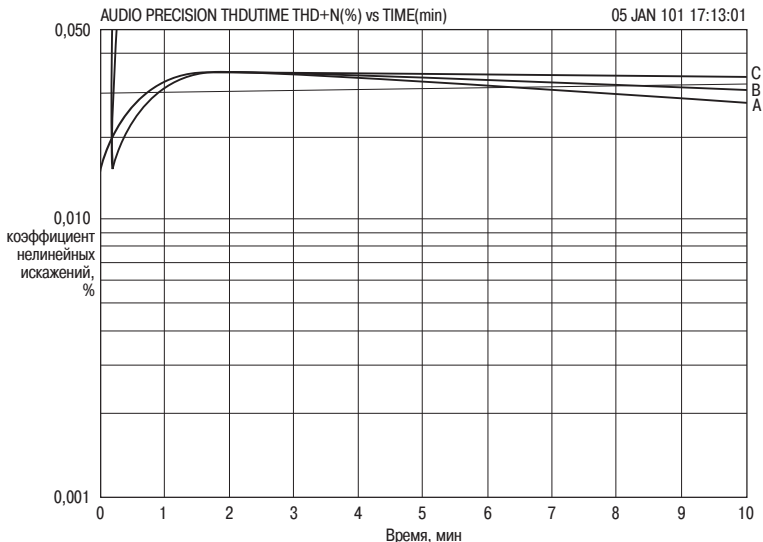
**Рис. 12.35.** Электрическая схема и пути распространения тепловых потоков трехкаскадного усилителя на эмиттерных повторителях

которые устанавливались отдельно и без теплоотводящих радиаторов. Может показаться не соответствующим нормам разместить транзисторы каскада предварительного усиления на том же самом теплоотводящем радиаторе, что и основные выходные полупроводниковые приборы, так как часть времени они нагреваются вместо того, чтобы охлаждаться, что является совершенно обратным действием, которое призвано свести к минимуму изменения величины напряжения  $V_Q$ . Однако для них требуется точно такой же теплоотводящий радиатор, и все чисто механические усложнения конструкции, требующие использования отдельного, термически изолированного теплоотводящего радиатора только для транзисторов каскада предварительного усиления, обычно заканчиваются на варианте использования общего основного теплоотводящего радиатора. Все, что может быть сделано в подобном случае (как и в конкретно рассматриваемом примере), так это разместить их в зоне наименьшего нагрева во время работы. Опять в этом случае транзистор-термодатчик напряжения смещения был размещен не на основном теплоотводящем радиаторе, а на тыльной поверхности одного из выходных полупроводниковых приборов. На рис. 12.35 приводится электрическая схема усилителя и пути распространения тепловых потоков.

Результаты оказались совершенно противоположными. На графиках, приведенных на рис. 12.36, кривая А показывает зависимость суммарного коэффициента нелинейных искажений, полученную через 10 минут после начала нагрева из холодного состояния, когда в начальный момент  $t = 0$  были инициированы тепловые потери. Первоначально, как и ранее, суммарный коэффициент нелинейных искажений резко снижается по мере разогрева p-n-переходов выходных полупроводниковых приборов. Затем в течение 2 минут наблюдается медленный подъем, указывающий на снижение напряжения смещения и что связано с задержкой во

времени нагрева транзистора термодатчика, после чего наблюдается медленное снижение, приблизительно с точно такой же скоростью, что и прогрев основного теплоотводящего радиатора. Существует, по крайней мере, три очевидных механизма, действующих с весьма отличающимися постоянными времени. Постоянная времени последнего процесса очень велика, и незамедлительное предположение заключается в том, что она должна быть связана с медленным прогревом основного теплоотводящего радиатора. В рассматриваемом промежутке времени ничего более не меняется. В действительности же это увеличение напряжения смещения с большой постоянной времени вызвано (относительным) охлаждением термодатчика напряжения смещения относительно температуры выходного полупроводникового прибора, на котором он установлен. Теоретически этот эффект был предсказан ранее, и автору книги очень приятно осознавать, что он существует в действительности, хотя следует признать, что в сущности он ничего не дает, кроме дальнейшего усложнения вопроса о режиме оптимальной работы усилителя класса В. По мере того как основной теплоотводящий радиатор прогревается, отвод тепла от термодатчика становится более существенным, и его температура становится ниже, чем могла бы быть. Следовательно, генерируемое напряжение смещения становится слишком большим, и этот процесс нарастает во времени по мере прогрева теплоотводящего радиатора.

Понимание того, как происходит дрейф члена, имеющего большую постоянную времени, немедленно приводит к мерам по его уменьшению. Увеличение тепловой изоляции термодатчика, например, в виде пенопластиковой прокладки,



**Рис. 12.36.** Зависимость пикового значения коэффициента нелинейных искажений от времени (в интервале времени, равном 10 мин)

приводит к зависимости  $B$  на рис. 12.36, для которой уменьшены вариации изменения члена с большой постоянной времени. На графике  $B$  эти изменения еще меньше за счет использования еще более тщательно продуманной изоляции; используется прямоугольный пенопластовый блок с вырезом для транзистора термодатчика. Это практически все, что можно предпринять с использованием изоляции термодатчика, изменения члена с большой постоянной времени снижены примерно на 40 % от первоначального значения. Хотя этот прием и позволил улучшить контроль за напряжением смещения, следует всегда помнить, что тестирование проводилось с постоянным сигналом синусоидальной формы. Музыкальный же сигнал, как неоднократно отмечалось ранее, не остается постоянным на одном уровне, и его изменения происходят гораздо быстрее по сравнению с рассмотренным и достаточно медленным эффектом. Остается весьма спорным вопрос, являются ли предпринятые усилия по снижению охлаждения термодатчика дающими результат. Автор книги должен признаться, что это первый случай в его практике, когда применяется задержка в отводе тепла в выходном каскаде усилителя.

### 12.16.2. Проявление эффекта Ирли в выходном каскаде

Существует и другой эффект, влияющий на точность, с которой могут поддерживаться условия, определяющие величину тока в рабочей точке. Если взять обычный усилитель мощности и питать его от трансформатора, у которого можно менять выходное напряжение, то весьма вероятно, что в ходе эксперимента будет обнаружено, что напряжение  $V_q$  меняется при изменении напряжения питающей сети. Сначала кажется, что все это указывает на то, что достаточно прямолинейное воздействие на компенсацию источника напряжения смещения, направленное на изменение значения тока покоя, оказалось загубленным, причем, почти рядом с успехом (см. раздел 6.6). Однако, даже если это и оказывается правдой, и источник тока, питающий источник напряжения смещения и каскад усилителя напряжения, сделан с абсолютно стабильными характеристиками, условия, определяющие положение рабочей точки, скорее всего, продолжают изменяться. Сначала все происходящее кажется невероятным, но истинная причина заключается в том, что транзисторы в выходном каскаде реагируют непосредственно на изменения своего коллекторно-эмиттерного напряжения ( $V_{ce}$ ). По мере того как возрастает напряжение  $V_{ce}$ , сразу же возрастают напряжение  $V_q$  и ток в рабочей точке ВАХ. Этот эффект получил название эффекта Ирли. Он заключается в уменьшении пространственной протяженности базово-коллекторной области транзистора при увеличении напряжения  $V_{ce}$ , что немедленно приводит к увеличению коллекторного тока  $I_c$ , даже если эмиттерно-базовое напряжение  $V_{be}$  и ток базы  $I_b$  будут поддерживаться постоянными. На практике в выходных каскадах на эмиттерных повторителях результатом будет существенное изменение условий, задающих положение рабочей точки, когда изменение напряжения питания превышает  $\pm 10\%$ .

В табл. 12.7 демонстрируется влияние этого эффекта по результатам моделирования с использованием программы SPICE, ориентированной на исследование



**Таблица 12.7.** Результаты моделирования с использованием программы SPICE изменений напряжения  $V_{be}$  в зависимости от изменения напряжения на шинах питания (транзисторы MJE340/50 и MJ15022/3). Температура всех полупроводниковых приборов поддерживалась равной 25 °C

Отклонение напряжения на шинах питания	Напряжение $V_q$	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q1	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q3	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q2	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q4	Суммарное напряжение
В	мВ	мВ	мВ	мВ	мВ	В
± 10	7,8	609	633	654	646	2,550
± 20	13	602	640	647	648	2,550
± 30	18	597	643	641	649	2,550
± 40	23	593	647	637	650	2,550
± 50	28	589	649	634	650	2,550

интегральных микросхем, при этом в каскаде предварительного усиления использовались транзисторы MJE340/50, а в выходном каскаде – MJ15022/23, при этом напряжение смещения было фиксированным; оно составляло 2,550 В и было оптимальным для данного случая с точки зрения минимальных искажений, вызванных переходом сигнала через нулевой уровень. Становится совершенно очевидным, что проблемы (как это всегда и бывает) гораздо сложнее, чем это казалось первоначально. Напряжение  $V_q$  возрастает с увеличением напряжения шин питания, что соответствует реальному положению дел. Однако, как это именно происходит, оказывается вполне неожиданным. Базово-эмиттерные напряжения  $V_{be}$  транзисторов каскада предварительного усиления Q1 и Q2 уменьшаются с увеличением напряжения  $V_{ce}$ , как и ожидалось. Однако у выходных полупроводниковых приборов Q3 и Q4 напряжение  $V_{be}$  возрастает, правда, на меньшее значение, поэтому после вычитания всех падений напряжений  $V_{be}$  из фиксированного значения напряжения смещения итоговым результатом окажется, что как напряжение  $V_q$ , так, следовательно, и ток в рабочей точке ВАХ,  $I_q$ , возрастают. Необходимо заметить, что суммировались различные значения напряжений с целью проверки, что они действительно добавляются к величине 2,550 В в каждом случае.

В табл. 12.8 приводятся результаты действительных измерений напряжения  $V_{be}$ . Их оказалось не так-то легко выполнить, так как любое увеличение тока  $I_q$  увеличивает нагрев и тепловыделение в различных транзисторах, что немедленно приведет к изменению напряжения  $V_{be}$ . Этот процесс может развиваться до такой степени, что проведение измерений становится просто невозможным. Поэтому методика измерений была несколько видоизменена. Питание усилителя производилось при минимальном напряжении шин питания, при этом напряжение  $V_q$  составляло всего 1,0 мВ. Это значение слишком мало для обеспечения высокой линейности характеристики, но сводит к минимуму нагрев, обеспечивая в то же самое время уверенность, что выходные полупроводниковые приборы открыты. Производилось измерение различных напряжений, после чего напряжение на шинах питания увеличивалось на 5 В и так быстро, насколько это оказы-

**Таблица 12.8.** Реальные результаты изменений напряжения  $V_{be}$  в зависимости от изменения напряжения шин питания (использованы транзисторы 2SC4382, 2SA1668 в каскаде предварительного усиления и 2SC2922, 2SA1216 в выходном каскаде)

Отклонение напряжения шин питания	Напряжение $V_q$	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q1	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q3	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q2	Напряжение база-эмиттер $V_{be}$ транзистора Q4	Суммарное напряжение
В	мВ	мВ	мВ	мВ	мВ	В
$\pm 40$	1,0	554	568	541	537	2,201
$\pm 45$	1,0	544	556	533	542	2,176
$\pm 50$	1,0	534	563	538	636	2,172
$\pm 55$	1,0	533	549	538	540	2,161
$\pm 60$	1,0	527	552	536	535	2,151
$\pm 65$	1,0	525	540	536	539	2,141
$\pm 70$	1,0	517	539	537	539	2,133

валось возможным, значение напряжения  $V_q$  устанавливалось на прежнем значении, равном 1,0 мВ. Затем процесс измерений повторялся. Результаты оказались неминуемо значительно менее точными, так как реальные значения напряжений  $V_{be}$  склонны отклоняться на значение порядка одного милливольты или около того, однако совершенно очевидно, что в действительности, точно так же, как и при моделировании с использованием программы SPICE, основное проявление эффекта Ирли связано с транзисторами каскада предварительного усиления, поэтому существует общее снижение общего значения напряжения  $V_{be}$  при увеличении напряжения шин питания. Сумма значений напряжений  $V_{be}$  более уже не является постоянной величиной, так как вместо этого постоянным поддерживалось значение напряжения  $V_q$ .

## 12.17. Список использованных источников

1. Sato et al Amplifier Transient Crossover Distortion Resulting from Temperature Change of Output Power Transistors AES Preprint. AES Preprint 1896 for 72nd Convention, Oct. 1982.
2. Brown, I Opto-Basis for Better Power Amps Electronics World, Feb. 1992, стр. 107.
3. Carslaw and Jaeger Conduction of Heat in Solids Oxford Univ. Press 1959, ISBN 0-19-853368-3.
4. Murphy, D Axisymmetric Model of a Moving-Coil Loudspeaker Journ. AES, Sep. 1993, стр. 679.
5. Motorola, Toulouse Private communication.
6. Evas, J Audio Amplifier Bias Current Letters Electronics & Wireless World, Jan. 1991, стр. 53.
7. Chen, C-N Analog & Digital Control System Design Saunders-HBJ 1993, стр. 346.
8. Harriot, P Process Control McGraw-Hill 1964, стр. 100-102.
9. Liptak, B, ed. Instrument Engineer's Handbook-Process Control Butterworth-Heinemann 1995, стр. 66.

## Глава 13. Защита усилителя и громкоговорителей

### 13.1. Категории защиты усилителя

Защита от перегрузки усилителя, выполненного на интегральных микросхемах и полупроводниковых приборах, чаще всего сводится к его защите от возникновения таких условий, при которых значение полного комплексного сопротивления нагрузки станет настолько малым, что произойдет выход из строя выходных полупроводниковых приборов усилителя, причем наиболее распространенным и наиболее тяжелым случаем является замыкание накоротко выходных клемм усилителя. Этот случай необходимо вполне четко отличать от некорректного использования термина *перегрузка* для обозначения слишком сильного по величине сигнала, который приводит к режиму отсечки и акустическим искажениям.

Защита от перегрузки является далеко не единственным и необходимым средством предосторожности. Абсолютно равнозначные требования относятся к защите, предотвращающей смещение уровня по постоянной составляющей – хотя в данном случае, как и далее в данном контексте, подразумеваются условия на нагрузке в виде акустической системы, которая должна защищаться от воздействия усилителя, а не все остальные цепи вокруг.

Точно так же для полностью оснащенного усилителя требуется защита от тепловых перегрузок. Как правило, должным образом спроектированный усилитель при обычных условиях эксплуатации не будет подвергаться перегреву, однако все-таки следует учитывать два возможных случая, возникающих в условиях реальной эксплуатации, которые могут отличаться от нормальных:

1. Усилитель разработан таким образом, что отвод тепла от работающего усилителя будет адекватен при воспроизведении речевого и музыкального сигналов (для которых характерно высокое значение отношения пикового уровня сигнала к среднему уровню и воспроизведение которых, следовательно, будет характеризоваться сравнительно невысоким уровнем выделяющейся тепловой мощно-

сти), поэтому такой усилитель не будет способен успешно противостоять длительной работе при воспроизведении синусоидального сигнала на нагрузку, имеющую минимально допустимое значение полного комплексного сопротивления, без значительного возрастания температуры р-п-переходов полупроводниковых приборов своих каскадов. Это является следствием того что, теплоотводящие радиаторы составляют значительную часть общей стоимости любого усилителя, поэтому экономические вопросы при выборе радиаторов при проектировании играют весьма существенную роль.

Подобный подход также превалирует при подборе силового трансформатора усилителя, который из экономических соображений очень часто выбирается с такими техническими характеристиками, при которых он сможет обеспечить только 70% тока, необходимого для питания усилителя при максимальной нагрузке с использованием синусоидального сигнала. Поэтому весьма существенными могут оказаться некоторые виды отказа силового трансформатора как такового из-за нарушения теплового режима его работы (см. главу 8).

2. Усилитель разработан способным противостоять бесконечно длительному тестированию синусоидальным сигналом, но он может оказаться весьма уязвимым при закрытых вентиляционных отверстиях или предназначенных для этих целей каналах, препятствующих либо естественной циркуляции охлаждающего воздуха, либо использованию для этих целей электровентиляторов.

И в заключение следует указать, что усилители должны иметь собственную защиту в виде плавких предохранителей, препятствующих последовательному выходу из строя компонентов схемы, т.е. защищающих усилитель как таковой и способных обеспечить безопасность оборудования в случае аварии в сетях электропитания.

### 13.1.1. Отказы полупроводниковых приборов

Для мощных полупроводниковых приборов, применяемых в усилителях мощности в качестве выходных, характерны некоторые типичные виды отказа, включающие превышение допустимого тока, превышение допустимой мощности рассеяния и превышение рабочего напряжения. Эти параметры указываются производителем в технических паспортах на свою продукцию в качестве максимально допустимых значений параметров и обычно сопровождаются словами, например, такими: превышение значений указанных параметров, даже мгновенное, может привести к ухудшению рабочих характеристик и (или) уменьшению срока службы изделия. Для полупроводниковых силовых приборов предельные параметры обычно изображаются графически в виде области безопасной эксплуатации, которая включает все допустимые комбинации напряжений и токов. Иногда на них существует экстремально малые зоны, связанные исключительно со вторичным пробоем в биполярных транзисторах, с предельными значениями времени (обычно составляющих миллисекунды), указывающие какое предельно допусти-

мое время можно находиться в этом режиме, пока не наступят какие-либо необратимые для изделия последствия.

Естественно, можно повредить базово-эмиттерный переход биполярного транзистора, если превысить на нем допустимое значение тока или обратного напряжения, но эти случаи достаточно маловероятны при их использовании в усилителях мощности. В противоположность этому изолированный затвор полевого транзистора гораздо более уязвим, и зенеровский пробой затвора относительно истока является весьма обычным явлением, особенно потому, что в усилителях на полевых транзисторах очень часто используется отдельная высоковольтная шина питания для малосигнальных цепей.

Для биполярных транзисторов характерен особый, свойственный только им, весьма существенный режим выхода из строя, известный как вторичный пробой, который обычно проявляется в качестве снижения допустимой мощности рассеяния при высоких напряжениях из-за локальной нестабильности в плотности тока. Детали этого явления можно уточнить в любой книге, посвященной физике работы транзисторов.

Превышение допустимого значения тока обычно приводит к выходу из строя, когда выделяющаяся тепловая мощность, рассчитываемая в соответствии с выражением  $I^2R$ , становится настолько большой, что в результате перегрева соединительные проводники начинают расплавляться. Это накладывает ограничения на максимально допустимый ток, которым управляет полупроводниковый прибор (причем, вне зависимости от величины используемого напряжения), а следовательно, и на величину рассеиваемой мощности. При использовании транзисторного корпуса типа ТОЗ с этой точки зрения оказывается уязвимым только эмиттерный вывод, тогда как контакт к коллекторной области транзистора выполняется через основание микрокристалла, крепящегося на массивном теплоотводящем фланце. Если при слишком высоком токе такой проводник расплавляется, то струя расплавленного металла в состоянии проплавить сквозные отверстия в корпусе транзистора – событие, которое может казаться совершенно невероятным для тех, кто недостаточно информирован в этой области.

Любые полупроводниковые приборы выйдут из строя при превышении допустимой мощности рассеяния, так как выделяющееся внутри их тепло увеличит температуру р-п-переходов до уровня, при которой наступает деградация всех характеристик этих приборов.

Превышение допустимого значения напряжения эмиттер-коллектор или исток-сток также приведет к выходу прибора из строя. Специальная защита от такого рода неисправностей не требуется, так при проектировании устройств применяются специальные и не очень сложные меры защиты. При резистивной нагрузке максимальное значение напряжения определяется его величиной на шинах источника питания, и в момент, когда усилитель потребляет всю мощность с одной шины питания, напряжение на закрытом полупроводниковом приборе будет равно сумме напряжений на двух шинах питания, при условии использования схемы со связью по постоянной составляющей. Если в данном случае выбирается полупроводниковый прибор, для которого максимальное напряжение  $V_{ce(max)}$  оказывается выше, чем рассмотренное, то вероятность пробоя такого

прибора полностью исключена. Однако в реальности усилители сталкиваются с нагрузкой, имеющей значительную реактивную составляющую в полном комплексном сопротивлении, что может удвоить величину напряжения, действующего на коллекторно-эмиттерный переход выходного транзистора. Следовательно, необходимо выбирать полупроводниковый прибор, который способен выдерживать напряжение, равное не менее чем удвоенному значению напряжения, составляющего сумму напряжений на высоковольтных шинах питания, и при этом предусмотреть некоторый запас по этой величине. Еще большее возрастание напряжения может возникнуть при резких изменениях величины тока в индуктивной нагрузке, при котором может быть превышено значение напряжения на шинах питания, приводя к выходу полупроводниковых приборов из строя, если будет превышено допустимое значение обратного напряжения. С этой проблемой борются путем использования в схеме дополнительных ограничительных диодов (см. ниже), что позволяет не пересматривать рабочие характеристики используемых выходных полупроводниковых приборов.

Мощные полупроводниковые приборы имеют свою собственную причину выхода из строя, вызванную интенсивными и повторяющимися изменениями температуры. Это явление получило специальное название термоциклирование и является результатом возникновения механических напряжений в кремниевых полупроводниковых приборах из-за различия в термических коэффициентах расширения у полупроводникового материала, например кремния (из которого, собственно говоря, и изготавливается сам кремниевый микроструктурный кристалл или микрочип) и медного основания, к которому он крепится. Это явление составляет единственный реальный механизм износа, которому подвержены полупроводниковые приборы. Среднее время наработки прибора, подверженного температурным колебаниям с величиной  $\Delta T$ , приблизительно может быть рассчитано с использованием выражения:

$$N = 10^7 \cdot e^{-0,05\Delta T} \quad (\text{уравнение 13.1})$$

в котором  $N$  – количество циклов,  $\Delta T$  – перепад температур.

Данное выражение показывает, что единственным доступным для разработчика путем уменьшить риск выхода полупроводникового прибора из строя является уменьшение диапазона перепада температур или же снижение количества циклов. Снижение температуры р-п-перехода требует увеличения эффективной площади радиатора или снижения теплового переходного сопротивления в местах крепления полупроводникового прибора. Тепловое переходное сопротивление может быть легко снижено применением высокоэффективных теплопроводящих прокладок при условии, что их повышенная хрупкость серьезно не ограничит технологичность их применимости на производстве, так как этот способ гораздо эффективнее с экономической точки зрения по сравнению с увеличением массы теплоотводящего радиатора. Количество циклов может быть уменьшено только за счет того, что оборудование (например, усилитель класса А) питается от сети длительное время, что имеет явные неудобства с точки зрения потребляемой энергии и вопросов возможной безопасности.

## 13.2. Защита от перегрузки

Полупроводниковые приборы в гораздо большей степени подвержены влиянию условий перегрузки по сравнению с электровакуумными лампами и очень часто выходят из строя практически мгновенно. Некоторые виды неисправностей (например, перегрев) развиваются достаточно медленно, чтобы человек мог вмешаться в ситуацию, но на такое развитие событий никогда нельзя полностью полагаться. Следовательно, защита от перегрузки является весьма важной, за исключением случаев специального применения, таких, например, как случай звуковой колонки со встроенным усилителем, в которой отсутствуют внешние соединения и отсутствует вероятность непреднамеренного короткого замыкания клемм громкоговорителя.

Вызванные к жизни реальной потребностью, существующие системы защиты в истории развития усилителей, выполненных на полупроводниковых приборах, получили достаточно раннее распространение, для примера можно указать на работы Бейли (Bailey) [1], Беккера (Becker) [2] и корпорации Моторола [3]. Часть проблемы состоит в определении того, какая часть тока, поступающего в нагрузку, является достаточной. Отела (Ota) [4] показал, что сложный характер полного комплексного сопротивления, т.е. содержащего элементы, запаасающие энергию, может быть использован для того, чтобы потреблять на удивление большие токи, если при этом использовать импульсы со специальным образом оптимизированной формой, которая не позволяет мощности выделяться в нагрузке в самый неблагоприятный для этого промежуток периода; однако следует иметь в виду, что в общем случае сигнал с такой сложной формой встречается крайне редко, если даже вообще встречается на практике.

Проверка того, что система защиты работает должным образом в широком диапазоне возможных значений токов, напряжений и полного комплексного сопротивления нагрузки, является далеко не простым делом. Питер Бахсендалл (Peter Bahandall) предложил для этих целей наиболее оригинальный метод, заставляющий усилитель продемонстрировать свои собственные ограничительные границы [5].

### 13.2.1. Защита от перегрузки с помощью плавких предохранителей

Использование плавких предохранителей, включенных последовательно в выходную цепь для защиты от перегрузки, более не рассматривается в качестве приемлемого варианта, так как теоретически невозможно изготовить плавкий предохранитель, который перегорал бы настолько быстро, что сумел бы защитить цепи с полупроводниковыми приборами и к тому же еще был бы достаточно нечувствительным к выбросам тока при включении и перенапряжениям, возникающим при переходных процессах. Кроме того, существует еще одно очевидное препятствие, заключающееся в том, что плавкий предохранитель требует замены после каждого срабатывания защиты, в силу чего существует потенциальная опасность, что при такой замене предохранитель будет заменен на таковой, который имеет более высокий номинальный ток срабатывания, что сделает усилитель в итоге полностью незащищенным. Плавкие предохранители могут выполнять свою

функцию только в том случае, когда токи, от негативного воздействия которых они и осуществляют защиту, протекают непосредственно по ним и не в состоянии учитывать другие немаловажные факторы, такие, например, как падение напряжения на защищаемом полупроводниковом приборе.

Последовательно включенные в выходную цепь плавкие предохранители иногда рассматриваются в качестве недорогого средства, обеспечивающего защиту цепей от смещения по постоянной составляющей, но они не являются заслуживающими доверия в этой роли.

Установка плавкого предохранителя последовательно в выходную цепь будет вызывать возникновение низкочастотных искажений, вызванных циклическими изменениями сопротивления предохранителя, связанными с циклическими изменениями его температуры. Проблема низкочастотных искажений может быть, по крайней мере чисто теоретически, устранена путем включения предохранителя в цепь общей обратной связи; однако, что произойдет с усилителем, когда цепь обратной связи будет неожиданно разорвана при перегорании такого предохранителя? (См. также ниже раздел 13.4, посвященный защите цепей от смещения по постоянной составляющей.)

Одним из способов использования плавких предохранителей, с рьяной защитой которого пришлось столкнуться автору данной книги, являлось их использование вместо эмиттерных резисторов  $R_e$  выходных полупроводниковых приборов; автор книги самолично не экспериментировал с подобным вариантом, но так как этот метод означает по своей сути введение дополнительной и зависящей от времени неопределенности в протекании тепловых процессов (благодаря тому, что точная величина сопротивления токоведущей нити предохранителя оказывается незамедлительно зависящей от изменения температуры) и именно в ту часть усилителя, где они без этого вызывают основные проблемы, то автор данной книги даже не рассматривает данный способ как могущий вести к успеху. Дополнительно к этому, основная сложность заключается в том, что расплавление только одного из предохранителей немедленно приведет к максимальному смещению по постоянной составляющей, поэтому, возможно, придется иметь дело с перегрузкой, но в этой ситуации основной проблемой уже окажется защита от смещения по постоянной составляющей, чтобы защитить громкоговоритель. Второй предохранитель может перегореть в результате слишком большого тока смещения по постоянной составляющей, но правильно определить величину тока защиты предохранителя для того, чтобы гарантированно обеспечить защиту как от перегрузки, так и смещения по постоянной составляющей, представляется невозможным.

Крайне желательно, чтобы схема усилителя всегда включала бы плавкие предохранители в цепях высоковольтных шин питания. Они будут предназначены не для защиты выходных полупроводниковых приборов, а для того, чтобы свести к минимуму те повреждения, которые возникают после того, как выходные приборы уже вышли из строя. Они могут и желательно, чтобы были, предохранителями замедленного действия и имели достаточно высокий запас по току срабатывания, т.е. изначально были бы надежными; плавкий предохранитель, срабатывающий вблизи номинального тока значения плавкой вставки, имеет меньший срок службы из-за нагрева и окисления токопроводящего проводника. Предохранители



высоковольтных цепей не могут защитить выходные полупроводниковые приборы, но они действительно защищают проводку этих цепей и мостовой выпрямитель, предохраняя схему от возможности возникновения пожара. Это должен быть отдельный предохранитель по постоянному току, установленный в каждом канале, так как такая схема обеспечивает гораздо лучшую защиту по сравнению с вариантом одного предохранителя, имеющего удвоенное значение номинального тока, а кроме того, обеспечивает работоспособность одного канала в критической ситуации.

Точно так же желательно, чтобы вторичные цепи силового трансформатора были бы защищены плавкими предохранителями. Если этого не сделать, неисправность выпрямителя неизбежно приведет к выгоранию обмоток силового трансформатора, что может привести к возникновению травмы. Плавкие предохранители вторичной обмотки трансформатора должны быть очень точно рассчитаны, надежны и иметь умеренный разброс в величине защитного тока, так как силовой трансформатор сможет противостоять очень большим токам, возникающим при неисправностях, в течение только очень непродолжительного времени. Предохранители вторичной цепи должны быть с замедленным срабатыванием, чтобы противостоять броскам тока, возникающим при включении питания из-за наличия накопительных конденсаторов.

Последний рассматриваемый тип предохранителей относится к предохранителям сети питания. Две их основные функции заключаются в том, чтобы разорвать фазную цепь сети при ее замыкании на шасси усилителя, а также обеспечить защиту в случае возникновения серьезной ошибки, например короткого замыкания между проводниками фазы и нейтрали. Эти предохранители также должны быть с замедленным срабатыванием, чтобы справляться с первоначальными бросками тока при включении питания и зарядке накопительных конденсаторов. В аппаратуре, эксплуатирующейся на территории Соединенного королевства Великобритании и Северной Ирландии, должен быть предусмотрен дополнительный плавкий предохранитель, установленный в фасонной вилке сети электропитания. Так как это не относится к вилкам электропитания, применяемым в остальных странах, то наличие плавкого предохранителя сети электропитания, расположенного в самом усилителе, является абсолютно необходимым требованием.

### 13.2.2 Электронные системы защиты от перегрузки

Существует несколько возможных подходов к проблеме, обеспечивающей защиту от перегрузки. Самая распространенная форма (называемая в данном контексте электронной схемой защиты в отличие от метода, использующего плавкие предохранители) применяет в своей схеме транзисторы, позволяющие ограничивать величины напряжений и токов, протекающих в выходных полупроводниковых приборах, и при возникновении критических обстоятельств ограничивать ток, протекающий в цепи передачи сигнала к последующим элементам схемы. Это достаточно просто и легко осуществляемый вариант защиты (по крайней мере, в теории), а так как по своей сути он использует метод ограничения, то не требует

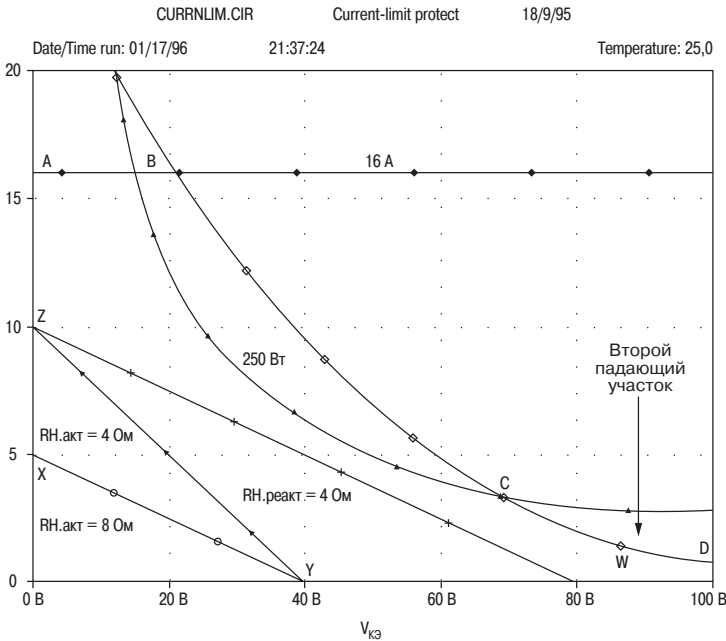
после своего воздействия выполнения начальных настроек и установок. Стандартные параметры выходного сигнала схемы восстанавливаются сразу же после устранения причины неисправности. Недостатком метода является то, что схема защиты, которая (как и любая схема) предусматривает эффективное использование области безопасной работы полупроводниковых приборов, SOAR, может допустить существенное тепловыделение, причем, так долго, насколько возникшая неисправность полностью не проявит себя и не будет обнаружена, и так как этот процесс может оказаться достаточно длительным (особенно при условии, что схема защиты была рассчитана правильно), возникающее повышение температуры может нарушить надежность устройства в долгосрочном плане.

В альтернативном методе при возникновении перегрузки вступает в действие реле защиты постоянного тока. Реле может либо оставаться разомкнутым в течение нескольких секунд задержки срабатывания, после чего оно возвращается в исходное состояние, либо оставаться в разомкнутом состоянии до тех пор, пока не восстановятся нормальные условия в защищаемой цепи. Обычно это делается путем выключения и повторного включения сетевого питания, чтобы исключить из схемы дорогостоящую кнопку сброса, которой пришлось бы воспользоваться достаточно редко.

Если оборудование изначально предназначено для автоматической работы, без обслуживания, а условия перегрузки могут время от времени возникать достаточно устойчиво, то работа системы защиты будет подвергать выходные полупроводниковые приборы значительным температурным колебаниям, что может уменьшить срок их работы.

### 13.2.3. Построение геометрических мест точек для системы защиты

Стандартный (графический) метод, который позволяет на практике определить условия, необходимые для сохранения работоспособности полупроводниковых выходных приборов либо иных других устройств, заключается в том, чтобы нанести линии нагрузки на диаграмме области безопасной (или устойчивой) работы компонентов, SOA, с тем, чтобы определить, где они при своем пересечении очерчивают границы области. Такой подход демонстрируется на рис. 13.1 для усилителя, у которого напряжение высоковольтных шин питания составляет  $\pm 40$  В и который способен развивать мощность 100 Вт при работе на нагрузку 8 Ом и 200 Вт на нагрузку 4 Ом без учета потерь; в качестве выходных использованы транзисторы MJ15024 производства компании Моторола. До того как на диаграмму не будет нанесена большая часть линий, наносить линии высоковольтного напряжения нет необходимости; положение ограничительных линий области устойчивой работы, SOA, определяется характеристиками прибора. Линия АВ представляет максимальный ток, равный 16 А, а кривая обратной зависимости ВС – максимальную мощность рассеяния, равную 250 Вт. Максимальное напряжение  $V_{ce}$  составляет 250 В и расположено далеко справа за пределами графика. Линия CD определяет область вторичного пробоя, фактически дополнительная площадь сдвинута от высоковольтного конца области ограничения мощности. Вторичный пробой является нестабильным, для его развития требуется немного



**Рис. 13.1.** Область устойчивой работы, SOA, обычного мощного транзистора изготовленного в корпусе ТОЗ; рассматривается на примере транзистора MJ15024 производства компании Моторола

времени, поэтому технические паспорта производителей часто допускают кратковременный уход в область, лежащую между линиями вторичного пробоя и ограничения мощности. Чем ближе оказывается приближение к линии ограничения мощности, тем кратковременнее должны быть такие пребывания, чтобы прибор не вышел из строя, попытки же использовать эту область графика для усилителей весьма опасны, так как допустимое время нахождения в ней очень мало (обычно десятки микросекунд) по сравнению с длительностью акустического сигнала. Линия XY представляет линию резистивной нагрузки 8 Ом, и по мере перемещения точки вдоль этой линии соответствующие координаты по осям показывают значения падения напряжения и тока выходного полупроводникового прибора. В точке X ток максимален и составляет 5,0 А при нулевом падении напряжения на транзисторе, так как напряжения  $V_{ce(sat)}$  и аналогичные ему без значительной погрешности могут не учитываться. Мощность, рассеиваемая транзистором, будет равна нулю, а существенным является то, что точка X расположена значительно ниже линии ограничения тока АВ. Это представляет условия при ограничении (отсечке).

На другом конце линии в точке Y линия нагрузки пересекает ось ординат, поэтому ток, протекающий через транзистор, равен нулю, падение напряжения на нем равно напряжению на одной из шин питания (40 В). Это условие соответствует обычному состоянию покоя усилителя, когда на его выходе напряжение равно нулю, а следовательно, и нулевому рассеянию мощности. До тех пор пока

точка  $Y$  будет находиться левее линии максимального напряжения, все будет прекрасно. Необходимо отметить, что так как нет необходимости принимать решение о величине высоковольтного напряжения, когда рисуется область устойчивой работы полупроводникового прибора, это приходится делать перед нанесением линий нагрузки, так как все линии чисто резистивной нагрузки пересекают ось  $X$  при значении напряжения, равном одному из напряжений на высоковольтной шине питания. Промежуточные точки на линии  $XU$  представляют непрерывный ряд значений выходного напряжения (между его нулевым и предельным значением) и соответствующего тока, поэтому они характеризуются определенным значением рассеиваемой мощности в полупроводниковом приборе. Если линия пересекает линию максимальной допустимой мощности  $BC$ , то выделяющаяся мощность окажется слишком велика и прибор выйдет из строя.

Различным значениям сопротивления нагрузки соответствуют линии с различным углом наклона. Линия  $ZU$  соответствует нагрузке  $4 \text{ Ом}$ . Точка  $Y$  должна быть общей для обеих линий, так как при нулевом значении тока и том же самом значении напряжения на шине питания не имеет значения, какая именно по величине нагрузка подсоединена к выходу усилителя, находящегося в режиме покоя. Точка же  $Z$  будет расположена при удвоенном значении тока, поэтому совершенно очевидно, что эта линия более низкого сопротивления имеет гораздо больший шанс пересечь линию ограничения мощности  $BC$ . При рассматриваемых значениях напряжения на шинах питания линии резистивной нагрузки не могут достичь области вторичного пробоя.

Не очень приятные осложнения задачи представлены реактивной по характеру нагрузкой. Максимальный ток более не соответствует максимальному напряжению, также будет справедливо и обратное условие. Обычная реактивная нагрузка видоизменяет прямую  $XU$  в линию, представляющую часть эллипса, которая будет проходить значительно ближе к границам области устойчивой работы прибора,  $SOA$ . Ширина ( $a$  если говорить математическим языком, малая ось) эллипса будет определяться величиной реактивной составляющей, а так как она является второй независимой переменной, то диаграмма может вскоре оказаться чересчур сложной. Решение может заключаться в том, чтобы рассмотреть самый наихудший случай их всех возможных случаев реактивной нагрузки, представляемой в виде выражения  $R + jX$ , и вместо того, чтобы пытаться отобразить сотни эллипсов, просто отобразить огибающую, проведенную по всем наиболее близко расположенным к границам области устойчивой работы,  $SOA$ , точкам. Это будет вторая прямая линия, проведенная из той же самой точки  $Z$ , соответствующей максимальному значению тока, к точке  $W$ , соответствующей удвоенному значению напряжения на шинах питания. Совершенно очевидно, что существует значительно большая вероятность, что линия  $ZW$  пересечет линию предельной мощности или линии области вторичного пробоя по сравнению с линией  $ZU$  резистивной нагрузки, равной  $4 \text{ Ом}$ , поэтому полупроводниковый мощный прибор должен иметь область устойчивой работы,  $SOA$ , достаточно большой, чтобы обеспечить достаточно большой запас (зазор) по границам между этой областью и огибающей линией реактивных нагрузок для самого низкого допустимого значения полного комплексного сопротивления нагрузки. Геометрическое место

точек, соответствующих области защиты, должно располагаться в этом зазоре, поэтому область зазора должна быть достаточно большой, чтобы учесть разброс в параметрах полупроводниковых приборов.

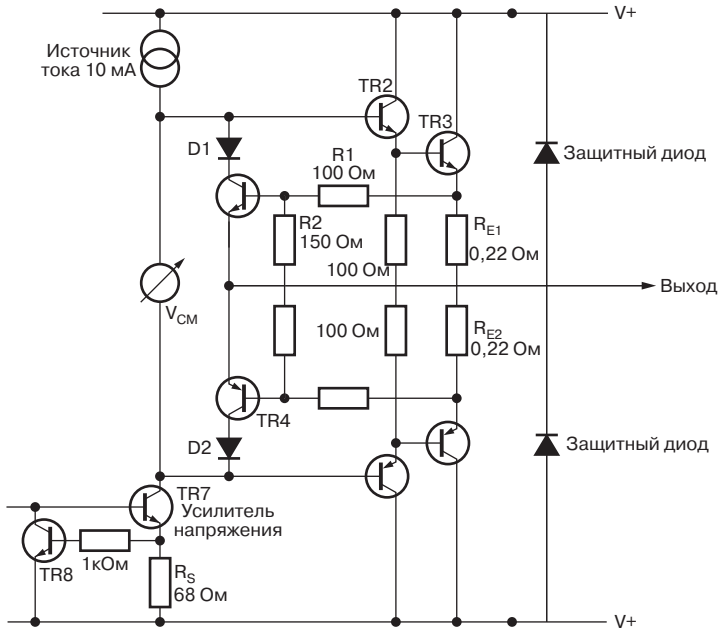
Последним шагом будет нанесение на диаграмме подмножества точек, соответствующих области защиты. Геометрическим местом такого подмножества точек может оказаться просто прямая линия, набор линий либо какая-нибудь иная кривая; они представляют комбинации из максимально возможных значений тока и напряжения, действие которых допускается схемой защиты в выходных полупроводниковых приборах. В большей части усилителей используется некоторая форма ограничения величины произведения (тока на напряжение)  $V \cdot I$ , когда допустимое значение тока снижается при увеличении напряжения на выходных полупроводниковых приборах, устанавливая достаточно приближенное ограничение на величину мощности, рассеиваемой в полупроводниковом приборе. Когда данная зависимость между током и напряжением отображена на графике, она образует геометрическое место или подмножество точек области защиты.

Подмножество точек должно всегда располагаться выше и правее огибающей линии реактивной нагрузки для наименьшего допустимого значения нагрузки, или выходная мощность будет ограничена действием схемы защиты, которая будет срабатывать преждевременно. Оно также всегда должно располагаться левее и ниже границ области устойчивой работы, SOA, так как в противном случае окажется допустимой комбинация из запрещенных значений токов и напряжений, которая приведет к выходу из строя полупроводникового прибора.

#### 13.2.4. Простая схема ограничения тока

Простейшая схема защиты от перегрузки приведена на рис. 13.2, на которой показаны как верхняя, так и нижняя ее половины. При положительном отклонении выходного сигнала падение напряжения на резисторе  $R1$  сравнивается с падением напряжения на эмиттерном резисторе  $Re1$ , и когда это значение превышает напряжение  $V_{be}$  примерно на 0,6 В, транзистор  $TR1$  открывается и начинает отводить часть тока от базы транзистора  $TR2$ . Значения номиналов компонентов схемы, приведенные на рис. 13.2, обеспечивают режим неизменного значения тока величиной 5,5 А, как это продемонстрировано на рис. 13.3, диаграмма на котором была построена с использованием модели, представленной на рис. 13.8 (см. ниже). Проведенные линии нагрузки соответствуют сопротивлениям 8 Ом и 4 Ом соответственно и наихудшему случаю реактивной нагрузки для сопротивления 4 Ом (линия  $ZW$ ). Линия ограничения тока проходит строго горизонтально, хотя она, вероятно, и может иметь небольшой наклон, если при моделировании учесть более значительную часть реального усилителя, например реальные источники тока и т.д.

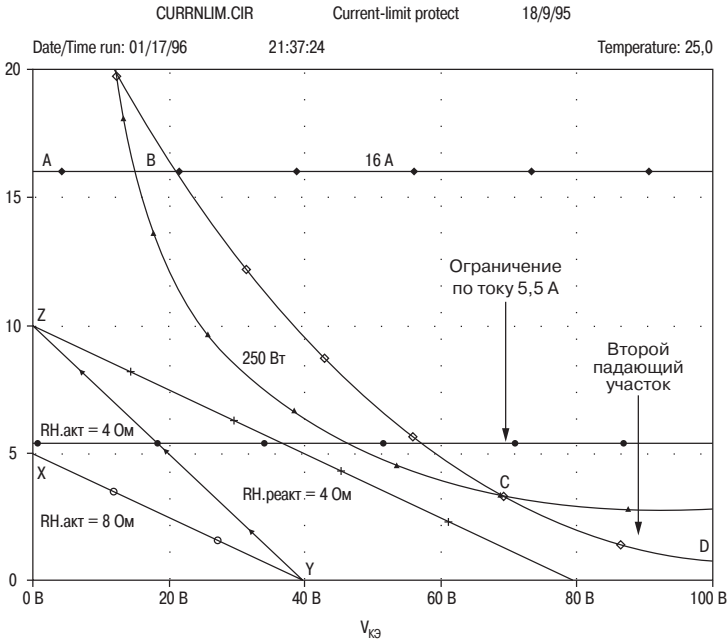
Сопротивление эмиттерного резистора  $Re1$  обычно определяется требованиями, предъявляемыми к эффективности или стабильности тока в рабочей точке, поэтому пороговое значение ограничения по току задается сопротивлениями резисторов  $R1$  и  $R2$ . Схема может действовать только с конечной скоростью, поэтому сопротивление резистора  $R1$  должно быть достаточно большим, чтобы огра-



**Рис. 13.2.** Простая схема ограничения тока

ничивать базовый ток транзистора TR1 до безопасного значения. Величина 100 Ом оказывается на практике достаточной. Резистор Re1 обычно является выходным эмиттерным резистором, точно так же, как и датчиком тока, поэтому выполняет двойную роль.

Ток, отводимый транзистором TR1 от базы транзистора TR2, несомненно ограничен (источником тока)  $I$ , нагрузкой постоянного тока каскада усилителя напряжения. Такого ограничения не существует для транзистора TR4, который может потреблять большой и неограниченный по величине ток через транзистор TR7 каскада усилителя напряжения. Если используется прибор в корпусе типа TO-92, то, вероятнее всего, он просто выйдет из строя. Поэтому становится существенной проблема ограничения каким-либо образом тока каскада усилителя напряжения; наиболее часто используемый на практике способ приводится на рис. 13.2. Используется своего рода второй эшелон ограничения тока, когда транзистор TR8 защищает транзистор TR7 точно таким же образом, как транзистор TR1 защищает транзисторы TR2 и TR3. Дополнительная задача резистора  $R_s$  - определять величину тока каскада усилителя напряжения - не влияет в какой-либо существенной степени на работу каскада усилителя напряжения и не создает локальной отрицательной обратной связи. Это происходит в силу того, что входным сигналом для транзистора TR7 является ток, поступающий из входного каскада, а не напряжение; увеличение падения напряжения на резисторе  $R_s$  не влияет на величину этого тока, так как он фактически питается от источника постоянного тока.



**Рис. 13.3.** Диаграмма ограничения тока (приводится для напряже-  
ния на высоковольтных шинах питания  $\pm 40$  В)

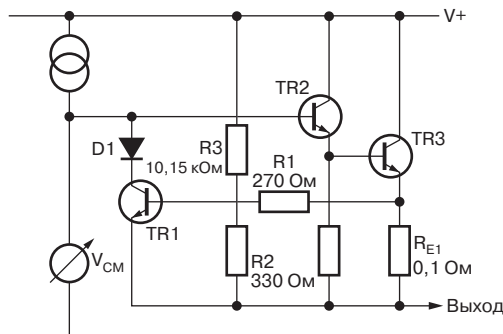
Необходимо прямо смотреть фактам в глаза, так как данная конфигурация, использующая метод ограничения тока, очень часто проявляет склонность к возникновению нестабильности высоковольтного напряжения, а это может привести к трудности или даже невозможности полностью устранить проблему. (Это также относится к случаю как одноградиентного, так и двухградиентного ограничения величины произведения напряжения и тока, VI.) Основная причина заключается в том, что при условии ограничения существует две активные системы обратных связей, причем действие каждой противоположно воздействию другой. Общая обратная связь по напряжению стремится привести значение выходного напряжения к заданному уровню напряжений, тогда как схема защиты от перегрузки должна оказаться способной противостоять этому действию, чтобы сохранить исправными выходные полупроводниковые приборы. Как правило, колебания высоковольтного напряжения часто представляют угрозу для биполярных выходных приборов, однако в конкретном рассматриваемом случае они не подействуют неблагоприятно на надежность работы приборов. Интенсивные исследования показали, что в соответствующем выходном каскаде на биполярных транзисторах колебания, скорее, уменьшат, чем увеличат среднее значение тока, протекающего в выходных приборах, поэтому можно считать, что это окажет скорее благоприятное, чем негативное воздействие. Однако следует заметить, что точный механизм таких колебаний, несмотря на ряд исследований, все еще до конца не ясен и состояние наших знаний по этому вопросу пока еще явно далеко от полного.

Диоды D1, D2 в коллекторных цепях транзисторов TR1 и TR4 предотвращают прохождение тока при обратной полярности во второй половине периода, если падение напряжения на резисторе  $R_e$  оказывается достаточно большим, чтобы создать на коллекторе транзистора достаточный отрицательный потенциал. В ряде случаев можно было бы полностью ими пренебречь, однако затраты, связанные с их сохранением в схеме, смехотворно малы.

Линия нагрузки для режима короткого замыкания на выходе на графике области устойчивой работы представляет вертикальную линию, начинающую подниматься вверх из точки Y, расположенной на оси X, по которой отложено высоковольтное напряжение шин питания, и показывающую, что ток возрастает бесконечно без какого-либо уменьшения падения напряжения на выходных полупроводниковых приборах. На рис. 13.3 показан пример для напряжения на шинах питания  $\pm 40$  В. Если линию короткого замыкания продолжить вверх, она пересечет ограничивающую линию геометрических мест точек 5,5 А при значениях 40 В и 5,5 А; при мощности 220 Вт она будет располагаться как раз внутри области ограничения мощности на зависимости области устойчивой работы, SOA. Таким образом, полупроводниковые приборы будут находиться в безопасной области при коротком замыкании; однако линия резистивной нагрузки 4 Ом также пересекает линию 5,5 А при значении коллекторного напряжения  $V_{ce}$  18 В и токе коллектора  $I_c$ , равном 5,5 А, ограничивая работоспособность выходного каскада с нагрузкой 4 Ом значением пикового напряжения 12 В. Это дает значение мощности 18 Вт вместо 200 Вт в нагрузке, вопреки факту, что полный выходной сигнал с сопротивлением нагрузки 4 Ом должен быть абсолютно безопасным. Полный выходной сигнал с сопротивлением нагрузки 8 Ом также возможен, если линия XY целиком лежит ниже линии 5,5 А.

При реактивной нагрузке 4 Ом ситуация еще хуже. Линия ZW пересекает линию 5,5 А при напряжении 38 В, оставляя для выхода усилителя всего 2 В и ограничивая мощность ничтожным значением 0,5 Вт.

Вторым недостатком системы защиты методом постоянного по значению тока является то, что если даже незначительно увеличить напряжение на шинах пита-



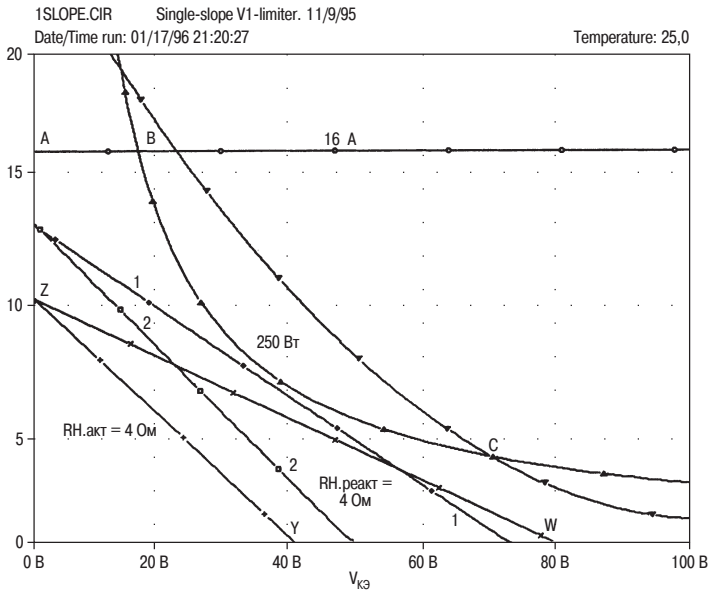
**Рис. 13.4.** Схема ограничения произведения тока и напряжения  $VI$  с одним значением угла тангенса наклона линии подмножества точек



ния, например, до значения  $\pm 46$  В, то произошло бы пересечение вертикальной линии, начинающейся в точке Y и которая на графике расположена в центре оси X, с линией ограничения мощности, и усилитель оказался бы более не защищенным от режима короткого замыкания, если бы только предельное значение тока не было бы уменьшено.

### 13.2.5. Ограничение произведения VI линией с одним значением тангенса угла наклона

Метод простого ограничения тока приводит к очень неэффективному использованию области устойчивой работы, SOA, полупроводникового прибора; ограничение произведения тока на напряжение, VI, линией с одним значением тангенса угла наклона линии подмножества точек значительно эффективнее, так как в нем используется большее количество доступной информации для определения того, не подвергаются ли выходные приборы опасности. Во внимание принимается как напряжение коллектор-эмиттер  $V_{ce}$ , так и величина тока. Наиболее популярная схема приводится на рис. 13.4, на которой резистор R3 был добавлен для того, чтобы снизить пороговое значение ограничения тока при увеличении напряжения  $V_{ce}$ . На первый взгляд такой простой общий учет напряжения и тока является малопродуманным, однако схема, приведенная на рис. 13.5, показывает, что именно такой подход обеспечивает более значительное улучшение по сравнению с методом простого ограничения тока.



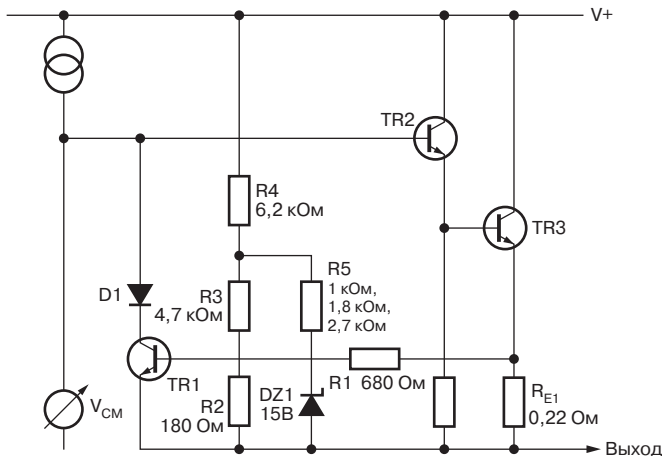
**Рис. 13.5.** Подмножество точек для метода ограничения произведения VI с одним значением тангенса угла наклона линии подмножества точек, построенных на области устойчивой работы, SOA, для транзистора MJ15024

Подмножество точек, определяющих защищаемую область, имеет в данном случае изменение угла наклона, что позволяет гораздо легче расположить ее между линиями реактивной нагрузки и границами области устойчивой работы; тангенс угла наклона устанавливается изменением сопротивления резистора R3. На рис. 13.5 подмножество точек 1 построено для значения сопротивления R3 = 15 кОм, а подмножество точек 2 для значения сопротивления R3 = 10 кОм. Если выбрать подмножество точек 2, то ток короткого замыкания уменьшается до 2 А, допуская при этом использование чисто резистивной полной нагрузки 4 Ом.

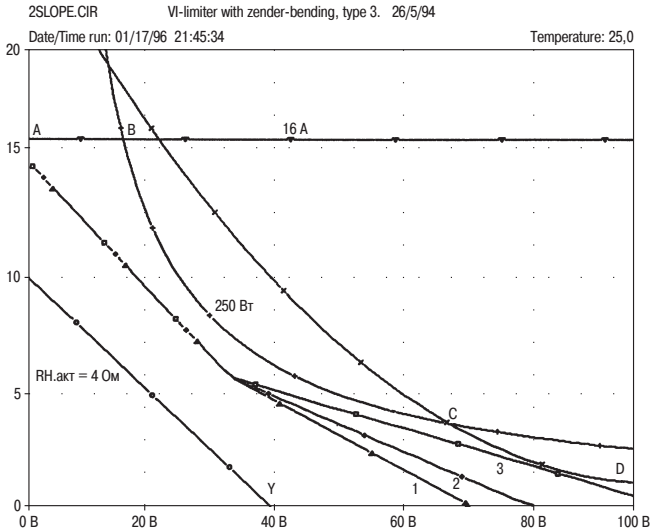
Величина допустимого тока при напряжении  $V_{се} = 20$  В возрастает с 5,5 А до значения 7,5 А.

### 13.2.6. Ограничение произведения VI линией с двумя значениями тангенса угла наклона

Мотивацией для использования более сложных систем защиты по сравнению с методом ограничения произведения тока на напряжение линией с одним значением угла наклона линии, определяемой подмножеством точек в защищаемой области, обычно служит экономия средств за счет максимально эффективного использования области устойчивой работы полупроводникового прибора, SOA. В стандартном усилителе, предназначенном развить мощность 165 Вт при работе на нагрузку 8 Ом и мощность 250 Вт при работе на нагрузку 4 Ом (принимая во внимание реально существующие потери), количество пар выходных полупроводниковых приборов в выходном каскаде может быть уменьшено с трех до двух при использовании метода защиты с двумя значениями тангенса угла наклона линии, при этом экономия средств окажется весьма существенной. Линия ограничения области защиты с одним значением тангенса угла наклона видоизменяется в линию с двумя участками, имеющими различные значения угла наклона, т.е. на



**Рис. 13.6.** Схема ограничения произведения VI с двумя значениями тангенса угла наклона линии подмножества точек



**Рис. 13.7.** Подмножества точек для метода ограничения произведения VI с двумя значениями тангенса угла наклона линии подмножества точек, построенных на области устойчивой работы, SOA, для транзистора MJ15024

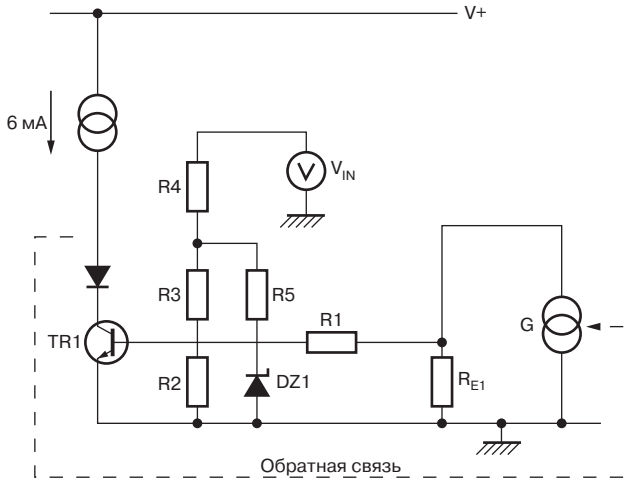
линии подмножества имеется точка перегиба, разделяющая два прямолинейных участка, как это изображено на рис. 13.7, что позволяет смещать ее значительно ближе к линиям, ограничивающим область устойчивой работы, SOA; потребляемый прибором при малых значениях напряжения ток возрастает еще больше.

Схема, использующая метод ограничения с двумя участками на линии подмножества, приведена на рис. 13.6. Воздействие напряжения  $V_{ce}$  на чувствительный элемент в виде транзистора TR1 уменьшается, когда значение напряжения  $V_{ce}$  становится достаточно большим, чтобы открылся стабилитрон DZ1. Цепь из последовательно включенных резисторов R4 и R1 выбрана таким образом, чтобы задать необходимое значение угла наклона линии подмножества при малых значениях напряжения  $V_{ce}$ , (т.е. наклон на левом участке), однако при увеличении напряжения стабилитрон открывается и отводит часть тока через резистор R5, величина сопротивления которого определяет угол наклона второго участка на линии подмножества точек, определяющих область защиты. Подмножества точек 1, 2 и 3 построены для величин сопротивлений резистора R5, равных 2,7 кОм, 1,8 кОм и 1,0 кОм соответственно.

Величина допустимого тока при напряжении  $V_{ce} = 20$  В возрастает с 7,5 А до значения 9,5 А.

### 13.2.7. Моделирование схемы защиты от перегрузки

Расчет схемы защиты от перегрузки может занять очень много времени. Процесс с использованием средств моделирования протекает значительно быстрее; на



**Рис. 13.8.** Концептуальная модель схемы защиты от перенапряжений, в которой используется метод ограничения произведения  $V I$  с двумя значениями тангенса угла наклона линии подмножества точек

рис. 13.8 приводится концептуальная модель схемы ограничения произведения тока на напряжение с двумя значениями тангенса угла наклона линии, образованной подмножеством точек области защиты, которая позволяет непосредственно сравнивать полученные в результате моделирования подмножества точек с линией нагрузки и областью устойчивой работы, SOA. Выходной каскад усилителя уменьшен до одной половины (верхняя половина схемы с положительными напряжениями) из соображений симметрии, а комбинация из реальных выходных полупроводниковых приборов и нагрузки представлена управляемым напряжением источником тока  $G$ . Выходной ток управляемого источника тока  $G$  точно такой же, что и реальный ток выходных полупроводниковых приборов, и протекает через резистор, измеряющий величину тока,  $R_{E1}$ .

Рассчитанный на 6 мА источник тока  $I$  моделирует ток, поступающий от предыдущего каскада и который транзистор  $TR1$  должен отвести от выходного полупроводникового прибора. Обычно такая модель является достаточно точной, так как коллекторная нагрузка каскада усилителя напряжения будет в действительности выступать в качестве источника тока. Контур обратной связи замкнут за счет того, что напряжение на коллекторе транзистора  $TR1$  управляет током, протекающим через конденсатор  $C$  и, следовательно, резистор  $R_{E1}$ .

В этом варианте схемы защиты напряжение на полупроводниковом приборе определяется резистором  $R4$ , и ток, получаемый таким образом, добавляется к току, поступающему с резистора  $R1$  базового вывода транзистора  $TR1$ . Этот способ определения кривой постоянной мощности может показаться топорным, что, разумеется, вполне соответствует истине, однако он обеспечивает очень эффективную защиту для усилителей малой и средней мощности.

Источник напряжения  $V_{in}$  моделирует положительное напряжение шины питания и распространяет процесс моделирования на весь возможный диапазон

выходных напряжений. В реальной схеме эмиттер транзистора TR1 и резистор Re1 были бы подключены к выходу усилителя и могли бы смещаться вверх и вниз, чтобы изменять напряжение на выходных приборах, а следовательно, и напряжения, приложенные к резисторам R1 и R2. При моделировании проще изменять напряжение на источнике V, единственном элементе схемы, подключенном к высоковольтной шине с положительным напряжением. Величина напряжения плюсовой шины питания V+ фиксирована на приемлемом значении, например + 50 В.

В результате моделирования строятся только подмножества точек области защиты, а остальные линии, образующие область устойчивой работы, SOA, добавляются уже в экранном режиме. Ток Ic(max) отображается в виде неизменного значения и представлен в виде горизонтальной линии со значением примерно 16 А. Максимальная мощность P(max) представлена в виде линии постоянной мощности, для которой использовалось соотношение 250/Vce, позволяющее выразить линию мощности 250 Вт. При моделировании с использованием программы Pspice не представляется, как кажется, возможности провести строго вертикальную линию, чтобы представить на графике напряжение Vce(max), однако, в случае для транзистора MJ15024 она соответствует линии 250 В и используется, тем не менее, в большинстве практически важных случаев для правой части диаграммы. Область вторичного пробоя более сложна для отображения, так как в технических паспортах производителей она показана в виде, ограниченном нелинейными границами. Координаты границ напряжение-ток считывались из паспортов производителей и приблизительно моделировались методом подгонки с использованием полинома второго порядка. В рассматриваемом случае использовалось выражение вида:

$$I = 24,96 - 0,463 V_{ce} + 0,00224 V_{ce}^2 \quad (\text{уравнение 13.2})$$

Оно будет справедливо только для той области, которая располагается ниже линии постоянной мощности 250 Вт, в правом нижнем углу диаграммы.

### 13.3. Ограничительные диоды

Это обратно-смещенные силовые диоды, включенные между шинами питания и выходом усилителя и предназначенные для того, чтобы пропускать переходные токи, вызванные быстрыми изменениями величины тока, протекающего в индуктивной нагрузке. Все громкоговорители с подвижными звуковыми катушками представляют индуктивную нагрузку в области определенных частот.

Когда усилитель пытается резко изменить силу тока, протекающего в индуктивной нагрузке, эта индуктивность может привести к броскам напряжения, которые воздействуют на выход усилителя помимо воздействия напряжения высоковольтных шин питания; другими словами, если например, напряжение шин питания составляет  $\pm 50$  В, то на выход усилителя может подействовать за счет противо-ЭДС напряжение порядка 80 В или даже еще больше, что чревато большой вероятностью повреждения обратно-смещенных выходных полупроводниковых приборов. Ограничительные диоды препятствуют такому развитию событий, начиная

проводить ток при перенапряжении, фиксируя, таким образом, уровень напряжения, приложенного к выходным полупроводниковым приборам, поэтому напряжение их включения должно превышать напряжение на шинах питания не более чем на 1 В или около этого значения. Такие диоды, по-видимому, так и названы, так как они ограничивают величину напряжения в выходных цепях, если оно вдруг начнет превышать значение напряжения на высоковольтных шинах питания.

Номинальный ток таких диодов не должен быть менее 2 А, а значение обратного допустимого напряжения составлять 200 В или еще больше, но, по крайней мере, не меньше суммы значений напряжений на обеих высоковольтных шинах питания. Автор книги обычно использует диоды, имеющие допустимое значение обратного напряжения не менее 300 В и номинальное значение тока 3 А, и до сих пор такой выбор еще ни разу не подводил автора данной книги.

### 13.4. Защита от смещения по постоянной составляющей

В некоторых отношениях любой усилитель мощности, имеющий связь по постоянной составляющей, представляет устройство, от которого постоянно следует ожидать неприятностей. Если в усилителе допускается возможность возникновения неисправности, при которой выход оказывается смещенным на весьма большую величину относительно потенциала земли, то по цепям акустической системы должен будет протекать, вероятнее всего, очень большой по величине ток. Это может вызвать повреждения, явившиеся результатом перемещения диффузора громкоговорителя за пределы, определяемые системой его механического перемещения, либо повреждения за счет выделения в его звуковой катушке слишком большой тепловой мощности, последний вариант представляется при этом наиболее вероятным. При любом развитии событий финансовые потери, скорее всего, окажутся весьма ощутимыми. Существует еще и аспект, связанный с безопасностью в целом: при перегорании звуковой катушки диффузора и компонентов кроссовера акустической системы может возникнуть пожар.

Так как большая часть усилителей мощности охвачена единой цепью общей обратной связи, существует большое количество возможных компонентов схемы, неисправность которых может привести к смещению (уровня) постоянной составляющей на выходе, и в подавляющем большинстве случаев это приведет к попаданию в выходные цепи (замыканию на выход) высоковольтного напряжения одной из шин питания. Единственный способ сохранить акустическую систему неповрежденной заключается в том, чтобы устранить этот возникший выходной сигнал постоянной составляющей настолько быстро, насколько это возможно. Система защиты от смещения уровня по постоянной составляющей должна быть функционально совершенно обособленной от схем самого усилителя мощности, так как не исключено, что при возникновении какой-либо неисправности могут одновременно выйти из строя обе системы.

Существует несколько возможных способов защиты от смещения уровня по постоянной составляющей:

1. С использованием плавких предохранителей в цепи выходного сигнала. Соображения могут быть следующие: неисправность, вызывающая

- смещение уровня по постоянной составляющей, приведет к протеканию значительного по величине тока, который расплавит плавкую вставку, тогда как ток обычного музыкального сигнала этого сделать не в состоянии.
2. С использованием реле в цепи выходного сигнала, которое разомкнет цепь в случае обнаружения смещения по постоянной составляющей.
  3. Срабатыванием фиксирующей перемычки, которая замыкает выходную цепь на землю, в результате чего перегорают плавкие предохранители защиты высоковольтных шин. В качестве такой перемычки используется, как правило, симистор, или триак, так как полярность сигнала при смещении нулевого уровня не может быть заранее предсказуема.
  4. Замыканием накоротко источника питания при возникновении неисправности такого рода. Оно может быть выполнено достаточно просто с использованием задерживающего входа при использовании импульсного источника питания. Обычные источники питания при таком варианте защиты использовать сложнее.

#### 13.4.1. Защита от смещения уровня по постоянной составляющей с использованием плавких предохранителей

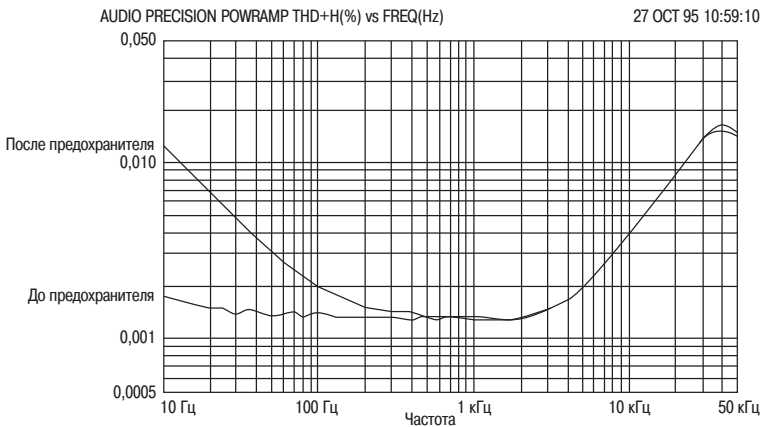
В ряде случаев рекомендуется последовательное включение плавких предохранителей в выходной цепи, однако единственным достоинством этого способа является его дешевизна. Можно, конечно, согласиться, что они обеспечивают несколько лучшие шансы для спасения дорогостоящей акустической системы по сравнению с использованием плавких предохранителей в высоковольтных цепях, однако существуют, по крайней мере, три загвоздки:

- Далеко не просто выбрать правильное значение тока защиты предохранителя. Если для реальной защиты громкоговорителей необходимо выбрать небольшой ток и малое время перегорания плавкой вставки, то вполне реальным может оказаться досадное неудобство, связанное с перегоранием предохранителя при больших переходных токах, возникающих при изменении мощного низкочастотного сигнала. Достаточно удобным и простым методом оценки срока службы предохранителя может послужить визуальное наблюдение за поведением его проволоки; если при переходных процессах можно наблюдать ее провисание, то это означает, что предохранитель, скорее всего, вскоре выйдет из строя, чем проработает длительное время. По крайней мере один из авторов брошюр по усилителям класса А, входящих в серию «Сделай своими руками», распрощался с этой проблемой и хладнокровно предоставил рискованное дело выбора плавких предохранителей разработчикам радиоаппаратуры.
- Плавкий предохранитель, работающий около номинального значения тока, генерирует низкочастотные искажения из-за периодического изменения своего сопротивления, вызванного изменением температуры при изменении количества выделяющегося джоулева тепла. Суммарный коэффициент нелинейных искажений, как можно было бы ожидать, резко возрастает с уменьшением

частоты; например, Гренье (Greiner) [6] показал, что гармонические и интермодуляционные искажения в момент, предшествующий расплавлению плавкого предохранителя, могут достичь значения 4%. Возможно, что эту проблему удалось бы устранить, если включить плавкий предохранитель в цепь общей обратной связи, во всяком случае, для тех искажений, которые будут генерироваться на низких частотах, где коэффициент обратной связи имеет максимальное значение, однако сразу же возникают проблемы, связанные с вопросом о том, как поведет себя усилитель после того, как перегорит плавкий предохранитель в цепи обратной связи.

В собственных исследованиях, выполненных автором данной книги, генерируемые искажения представляли третью гармонику в чистом виде. На рис. 13.9 приводятся частотные зависимости суммарного коэффициента нелинейных искажений, регистрируемые в точках до и после места установки плавкого предохранителя с замедленным временем срабатывания типа Т1А, включенного последовательно с нагрузкой 8 Ом, при уровне выходной мощности 25 Вт. Ниже частоты 100 Гц искажения буквально заглушают производимые самим усилителем, достигая величины 0,007% на частоте 20 Гц. Искажения нарастают с уменьшением частоты чуть медленнее скорости 6 дБ/октаву. Ток предохранителя при испытаниях был очень близок к номинальному значению, так как увеличение выходной мощности усилителя до 30 Вт вызвало его перегорание.

- Совершенно очевидно, что плавкие предохранители обладают значительным омическим сопротивлением, иначе они просто бы не перегорали, поэтому их последовательное включение в выходную цепь усилителя будет приводить к ухудшению теоретического значения коэффициента демпфирования аку-



**Рис. 13.9.** Искажения, вызываемые использованием плавкого предохранителя. Измерения коэффициента нелинейных искажений проводились в точках до и после места установки плавкого предохранителя, включенного последовательно с нагрузкой 8 Ом, для уровня выходной мощности 25 Вт



стической системы. Хотя влияет ли как-нибудь весомо этот аргумент на качество воспроизведения, вопрос достаточно спорный.

Необходимо обратить внимание на то, что плавкие предохранители, установленные в цепях высоковольтных шин питания, в противоположность их применению в выходных цепях усилителя, предназначены только для того, чтобы свести к минимуму повреждения в усилителе при выходе из строя выходных полупроводниковых приборов. На них совершенно нельзя полагаться для защиты громкоговорителей от смещения уровня по постоянной составляющей. Очень часто при перегорании одного из предохранителей высоковольтной шины питания второй также выходит из строя, но такая ситуация совершенно не обязательна, а вариант возникновения абсолютной асимметричности при выходе из строя одного из предохранителей высоковольтной цепи приведет сам по себе к возникновению сильнейшего разбаланса по постоянной составляющей.

#### 13.4.2. Защита с использованием реле и управление режимом подавления громкости

Использование реле для защиты от смещения уровня по постоянной составляющей имеет то достоинство, что при условии тщательного подбора характеристик реле и скрупулезности при разработке схемы управления, устройство при ошибках в эксплуатации оказывается все же полностью защищенным. Используемое реле должно иметь нормально разомкнутые контакты, так как в случае, если система защиты не сработает, оно останется неповрежденным.

Основная проблема заключается в том, чтобы определить момент наступления неисправности настолько быстро, насколько это возможно. Обычно это делается с использованием фильтра нижних частот в цепи выходного акустического сигнала, позволяющего избавиться от остальных частотных составляющих до того, как результирующий сигнал уровня постоянной составляющей поступит в схему сравнения (компаратор), который разомкнет цепь, если оказывается превышенным установленное пороговое напряжение. Обычно оно лежит в пределах 1–2 В, достаточно надежно превышая все возможные изменения уровня смещения по постоянной составляющей, связанные с нормальной работой, последние почти наверняка будут составлять менее 100 мВ. Любой фильтр нижних частот должен вносить некоторую задержку между моментом возникновения неисправности, вызвавшей смещение уровня по постоянной составляющей, и срабатыванием компаратора, однако при точном расчете схемы такая задержка окажется слишком малой, чтобы повредить обычный громкоговоритель. Существуют другие пути решить проблему определения момента наступления неисправности, например путем определения момента, когда общая отрицательная связь перестанет действовать должным образом, однако следует заметить, что метод с использованием фильтрации сигнала проявил себя как наиболее простой и в большинстве случаев обеспечивающий удовлетворительные результаты. Фильтрация первого порядка представляется достаточно адекватной, хотя, вполне возможно, что активный фильтр второго порядка смог бы обеспечить меньшее время отклика системы защиты при тех же самых характеристиках распознавания, предотвращающих ложные срабатывания при переходных процессах низкочастотного сигнала.

А вообще-то, необходимо будет произнести еще очень много слов для того, чтобы сделать схему защиты настолько простой и надежной, насколько это вообще возможно.

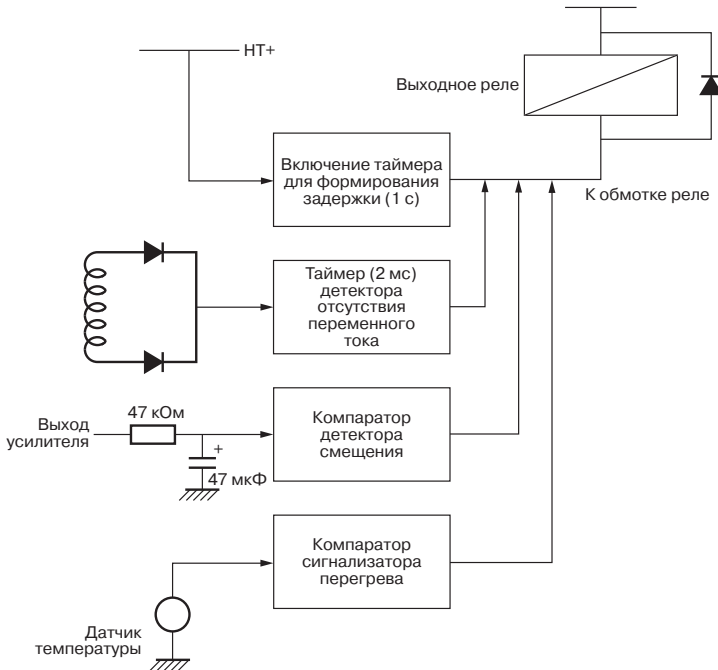
Заплатив определенную сумму за реле, необходимое в схеме защиты от сдвига уровня по постоянной составляющей, представляется вполне разумным также использовать его в системе отключения звука (подавления громкости) для того, чтобы предотвратить появление в динамиках резких и неожиданных звуков (в виде щелчков) при включении и выключении питания. Большая часть усилителей мощности, используя систему с двумя шинами питания (т.е. связь по постоянной составляющей), не производит сама по себе ненормально громких и резких звуков, но такие усилители также не могут гарантированно обеспечить режим абсолютного отсутствия звука и могут все-таки с достаточно высокой вероятностью воспроизводить громкие щелчки при включении сетевого питания.

Система управления работой реле защиты усилителя должна обеспечивать:

- Обесточивание обмоток реле в режиме отключения звука (уменьшения громкости) в динамиках. При включении сетевого питания должно обеспечиваться время задержки не менее 1 секунды до момента замыкания контактов реле. Если необходимо, это время должно предусматривать возможность увеличения.
- Размыкать при отключении питания контакты реле настолько быстро, насколько это возможно, чтобы замирающие стоны предварительного усилителя не могли достичь внешнего мира.

Излюбленным устройством автора данной книги является таймер с временем срабатывания 2 мс (или что-то около того), который удерживается в сброшенном состоянии за счет протекания переменного тока во вторичной обмотке силового трансформатора (за исключением, разумеется, очень короткого отрезка времени в момент прохождения синусоиды сетевого сигнала через нулевое значение, но который не оказывается достаточно длительным, чтобы таймер смог сработать). В момент, когда исчезает питающее напряжение, условие для практически постоянного состояния сброса у таймера исчезает и он срабатывает, в результате чего реле размыкается в течение 10 мс. Этот процесс будет происходить задолго до того, как различные накопительные конденсаторы системы смогут начать разряжаться. Однако если контакты сетевого выключателя генерируют при размыкании высокочастотные помехи, которые в свою очередь воспроизводятся предуслителем как щелчки, то даже такой метод не окажется настолько быстрым, чтобы избавиться от них.

- Условия для размыкания контактов реле, при этом настолько быстрого, насколько это возможно, когда смещение уровня по постоянной составляющей превысит значение 1–2 В, причем, при обоих значениях полярности, определяется на выходе любого из каналов усилителя мощности; точное значение порогового напряжения при этом не критично. Обычно процесс осуществляется с использованием фильтра низких частот в цепи выходного сигнала (резистор с сопротивлением 47 кОм и конденсатор 47 мкФ обеспечивают превосходный результат), сигнал с которого подается на какую-либо схему



**Рис. 13.10.** Схема управления релейной защитой выхода, включающая защиту от смещения уровня по постоянной составляющей и схему подавления громкости, действующую при включении и выключении сетевого питания усилителя

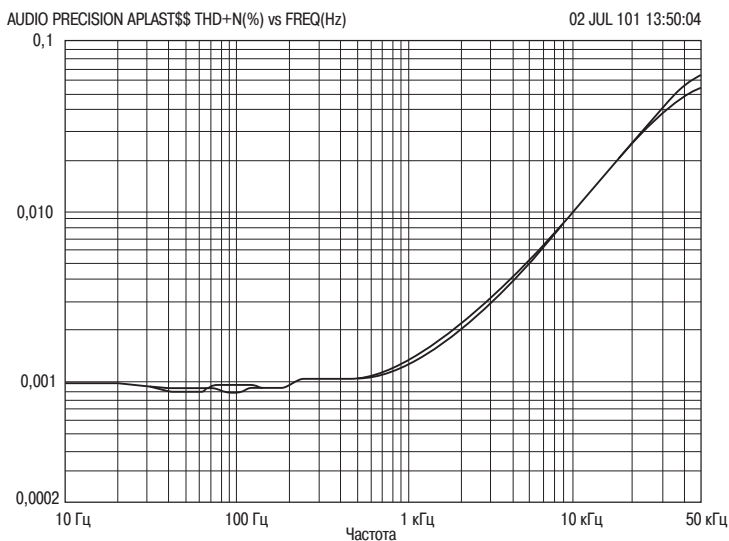
сравнения абсолютных значений, чтобы определить момент смещения в любом из направлений. Затем результирующий сигнал совместно с сигналом выключения громкости, указанным выше, обрабатывается логической схемой ИЛИ.

- Не следует забывать, что контакты реле предназначены для размыкания значительно меньшего по величине постоянного тока по сравнению с переменным. Это является проблемой, которая, как представляется, не привлекла еще того внимания, которого она заслуживает.

Блок-схема системы контроля с использованием реле, которая удовлетворяет перечисленным выше требованиям, представлена на рис. 13.10, которая также включает защиту от превышения допустимой температуры. Любой из трех запрещающих сигналов в состоянии преодолеть задержку во времени срабатывания и отключить реле.

### 13.4.3. Искажения, возникающие при работе релейной схемы защиты

Единственным и простым способом отключения усилителя от нагрузки в целях его защиты является использование реле. По контактам такого реле должен про-



**Рис. 13.11.** Демонстрация того, что контакты реле сами по себе совершенно не вносят искажений. Ток, протекающий через контакты, равен 3,4 А среднеквадратического значения

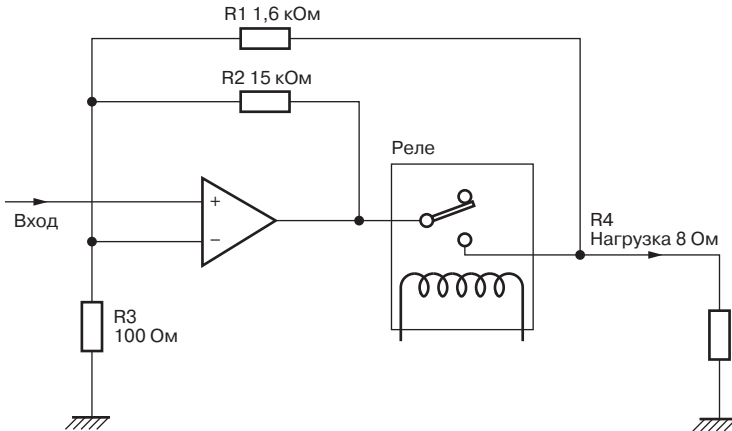
текать значительный ток, поэтому возник естественный вопрос, а не могут ли вносить контакты реле определенную нелинейность.

Опыт автора книги показывает, что серебряные контакты, находящиеся в хорошем состоянии, имеют превосходную линейность характеристики. Можно взять обычное реле, предназначенное по документации производителя для коммутации выходного сигнала, имеющее контакты на основе серебряного сплава – что бы это ни значило на самом деле – и рассчитанное на номинальный ток 10 А. На рис. 13.11 представлены частотные зависимости коэффициента нелинейных искажений усилителя, снятые в точках, которые расположены по схеме до и после контактов реле, и который при работе на нагрузку 8 Ом развивал мощность 91 Вт, что соответствовало току 3,4 А среднеквадратического значения. На частотных зависимостях не наблюдается существенной разницы, единственной причиной отсутствия точного совпадения зависимостей при высоких частотах является незначительные изменения в величине напряжения смещения, которые являются наследственными для усилителя класса В. Эта почти идеальная линейность может быть значительно ухудшена, если контакты реле подверглись жесткому воздействию дуги – особенно после возникновения неисправности и прерывания большого по величине постоянного тока.

Однако далеко не все осознали это. Если в контактах реле по какой-либо причине возникла нелинейность характеристики, то наиболее эффективным способом борьбы с ней явилось бы включение контактов в контур обратной связи, как это продемонстрировано на схеме рис. 13.12. Резистор R1 является резистором основной обратной связи, а резистор R2 находится в цепи вспомогательной

обратной связи, которая будет замкнута при размыкании контактов реле, что, к счастью, предотвращает переход усилителя к полному неистовству. При приведенных на схеме значениях элементов нормальный коэффициент усиления контура составляет 15,4, а при разомкнутых контактах реле составляет 151. Увеличение коэффициента обратной связи почти на порядок величины способно решить проблему улучшения линейности характеристики контактов, утраченной по любой причине.

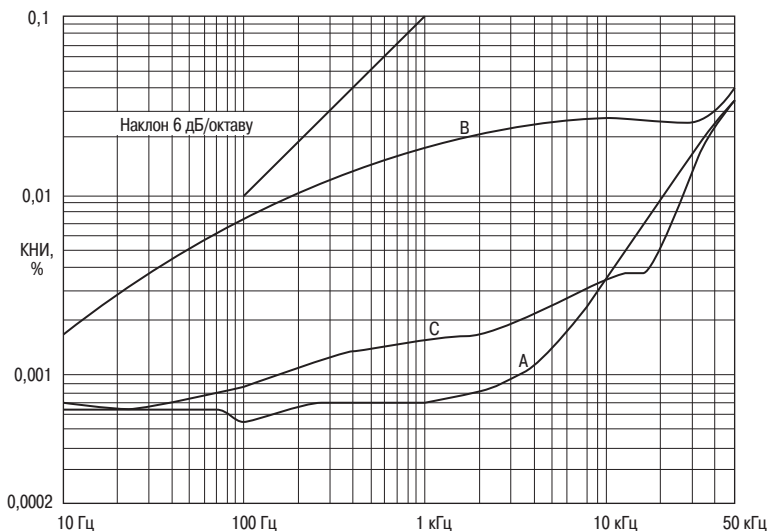
Проблема, разумеется, заключается в том, что если должна быть достаточная по величине отрицательная обратная связь, охватывающая контакты реле, то резистор R2 должен иметь достаточно высокое значение сопротивления, и поэтому усиление замкнутой цепи обратной связи резко возрастает. Если все еще остается входной сигнал, то усилитель перейдет в режим ограничения сигнала (нелинейных искажений). Некоторые схемы не любят этого, но даже если усилитель и не вышел из строя, то, вероятнее всего, в нем, как результат очень сильного ограничения сигнала, начнут накапливаться различные по уровню смещения по постоянной составляющей, воздействующие на собственные постоянные времени, а вот они-то могут вызвать крайне нежелательные шумы, когда контакты реле опять замкнутся. Единственным спасением от этого может быть цепь подавления громкости на входе усилителя, которая полностью устраняет (подавляет) сигнал как таковой и предотвращает возникновение режима ограничения сигнала. Это не обязательно должна быть сложная по структуре схема, так как очень сильное подавление сигнала вообще-то не столь уж и необходимо, например, ослабление  $-40$  дБ может быть вполне достаточным. Но схема, разумеется, должна будет пропускать сигнал целиком, когда отсутствует необходимость в подавлении громкости.



**Рис. 13.12.** Схема, показывающая как ввести контакты реле в контур обратной связи. Коэффициент усиления резко возрастает, когда контакты реле разомкнутся, поэтому необходимым становится использование схемы, обеспечивающей режим подавления громкости

Гораздо более коварная и при этом совершенно неожиданная форма нелинейности может возникнуть в том случае, если конструкция реле такова, что его каркас представляет часть коммутируемой электрической цепи наравне с этим, как и часть магнитопровода. (Это не относится к тем реле, которые применяются в цепях, по которым поступает сигнал в громкоговорители и которые были рассмотрены чуть выше.) Каркас реле изготавливается из магнитомягкой электро-технической стали, не обладающей высокой остаточной намагничиваемостью (т.е. не способной превращаться в постоянные магниты) и представляющей нелинейное сопротивление для сигналов акустического диапазона, прежде всего, из-за явления намагничивания и насыщения материала сердечника. (Необходимо сразу же отметить, что реле такого типа самими производителями относятся к классу «силовых реле», которые не предназначены для применения в цепях передачи акустического сигнала.) Характерный образчик такой конструкции имеет массивные контакты из сплава серебра с оксидом кадмия, которые рассчитаны на номинальное значение переменного тока 30 А и сами по себе имеют линейную характеристику. Однако при использовании подобного реле в выходных цепях аудиоусилителя этот элемент начинает генерировать очень значительные по величине искажения по сравнению с уровнем искажений самого усилителя мощности.

Искажения, вносимые реле



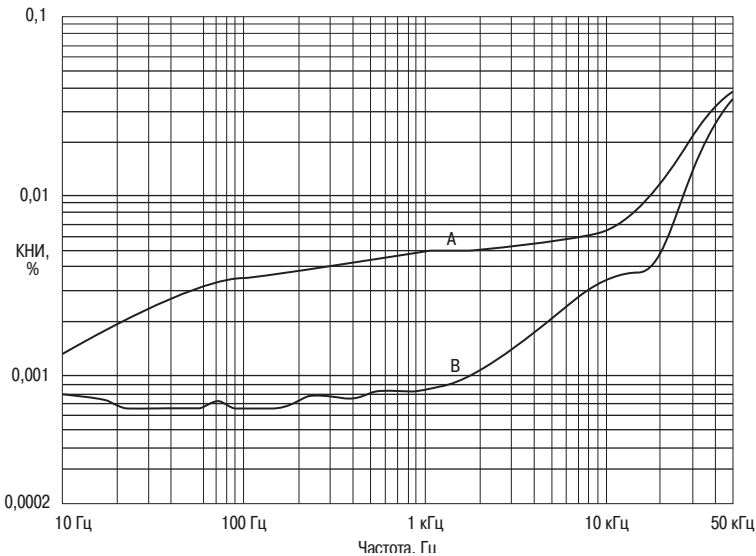
**Рис. 13.13.** Зависимость А отражает частотную зависимость нелинейных искажений только одного усилителя. Зависимость В показывает общий уровень искажений усилителя мощности и силового реле, включенного в выходные цепи усилителя. Зависимость С показывает, что включение реле в контур отрицательной обратной связи не является полноценным решением проблемы.

Этот эффект возрастает при увеличении тока; при величине тока 4,0 А среднеквадратического значения, проходящего через реле, уровень нелинейных искажений составляет 0,0033%, а при токе 10 А среднеквадратического значения уровень нелинейных искажений возрастает до 0,018%. Уровень искажений возрастает пропорционально квадрату тока. Эксперименты показали, что уровень искажений был сильнейшим, когда ширина каркаса была самой узкой и, следовательно, плотность тока самой высокой.

На рис. 13.13 демонстрируется влияние использования реле в цепях усилителя при мощности 200 Вт среднеквадратического значения и нагрузке 2 Ом (т.е. при величине тока нагрузки 10 А). Зависимость А отражает нелинейные искажения только одного усилителя. Это идеальный во всех отношениях усилитель, поэтому для частот ниже 3 кГц суммарный уровень нелинейных искажений не измеряется, оставаясь примерно на уровне собственных шумов, которые устанавливают предел измерений значением 0,007%.

Кривая В демонстрирует дополнительные искажения, вносимые реле. Представляется, что искажения зависят от частоты, но растут несколько медленнее обычной скорости 6 дБ/с. На зависимости С приводится влияние включения реле в контур отрицательной обратной связи при использовании схемы и значений элементов, приведенных на рис. 13.12; суммарный коэффициент нелинейных искажений уменьшается примерно на порядок величины, т.е. именно такой

Искажения, вносимые реле



**Рис. 13.14.** Зависимость А представляет частотную зависимость общих нелинейных искажений при подключении фрагмента каркаса реле в схему усилителя. Зависимость В представляет те же искажения при включении того же фрагмента реле в контур отрицательной обратной связи

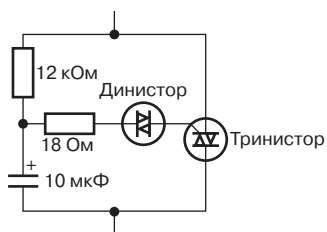
результат предсказывала простая теория использования отрицательной обратной связи. Следует отметить, что в диапазоне частот от 10 до 35 кГц искажения оказываются ниже уровня, который был в усилителе до использования реле; это происходит из-за взаимокompенсации искажений усилителя и реле.

Зависимости, приведенные на рис. 13.14, были получены после того, как из каркаса реле был выпилен фрагмент с размерами 3 на 15 мм и последовательно включен в выходную цепь усилителя медными проводами, припаянными к этому фрагменту с его концов. Как и прежде, уровень мощности составлял 200 Вт среднеквадратического значения при нагрузке 2 Ом, т.е. величина тока нагрузки равнялась 10 А среднеквадратического значения. Зависимость А показывает дополнительные искажения в чистом виде, но их уровень оказывается ниже по сравнению с аналогичными, приведенными на рис. 13.13, так как такой же по величине ток проходит по меньшему участку материала каркаса. Зависимость В представляет результат включения фрагмента материала каркаса в отрицательную обратную связь по точно такой же схеме, что и прежде. Это устраняет все подозрения о взаимодействии с обмоткой или контактами реле и доказывает, что именно сам материал каркаса является причиной нелинейности.

Введение в контур обратной связи реле помогает частично вылечить, но, как это всегда бывает, не полностью избавиться от болезни. Припаивание дополнительных проводников к каркасу, чтобы закортить как можно большее количество материала, могло бы оказаться полезным, но этот способ не только трудно выполним, но также он несет опасность нарушить правильную работу реле. Без всяких сомнений, любые условия гарантийных обязательств оказались бы при этом нарушенными. Совершенно очевидно, что самым лучшим способом будет, если это возможно, избегать применения реле с подобной конструкцией, но если необходимо коммутировать значительные по силе токи, превышающие те значения, на которые рассчитаны применяемые в аудиоаппаратуре реле, то возникающие при этом проблемы окажутся вполне адекватными для осознанной оценки.

#### 13.4.4. Защита от резких и громких звуков на выходе усилителя

Так как сами реле достаточно дорогостоящие, а их использование требует цепей управления, (применение же для этих целей плавких предохранителей достаточно сомнительно), то на протяжении последних двух десятилетий, по



**Рис. 13.15.** Защита выхода от резких бросков выходного сигнала



крайней мере, проявлялся интерес к схемам защиты, которые оказались бы проще и выполненными с использованием полупроводниковых элементов. На схеме, представленной на рис. 13.15, параллельно выходу включен симмистор; выходной сигнал проходит через фильтр нижних частот, образованный резистором  $R$  и конденсатором  $C$ . Если на конденсаторе  $C$  возникает достаточное по величине напряжение, превышающее пороговое напряжение переключения симмистора, то оно его открывает, закорачивая выход усилителя на землю.

Так как этот метод обладает всеми признаками добродетельной простоты, то по личному опыту автора книги (и по большей части, неудачному) результаты его применения просто-напросто не могут оказаться удовлетворительными. Разумеется, симмистор должен иметь значительные габариты, так как он должен выполнять свою роль неоднократно, причем должен пропускать значительные по величине токи, достаточные, чтобы расплавить плавкие предохранители, установленные в высоковольтных шинах питания. Если эти предохранители не расплавятся, то симмистор должен будет в состоянии пропустить на землю весь заряд накопительных конденсаторов источника питания через свое небольшое по величине сопротивление, в силу чего требования к его характеристикам становятся просто нереальными.

Вполне вероятно, что резкий бросок выходного сигнала в выходном каскаде (приводящий к возникновению громких и резких звуков в динамике) также может привести к выходу из строя выходных полупроводниковых приборов; допущение (отвлекаясь от того факта, что сам механизм возникновения подобного резкого звука является самоубийственным) заключается в том, что смещение по постоянной составляющей является результатом выхода из строя выходных приборов, и шунтирование выхода не может привести к еще более тяжелым последствиям. Эта точка зрения неверна, так как любая неисправность, возникающая в малосигнальной части усилителя, просто вынудит выходные приборы выйти в режим насыщения, положительного или отрицательного, при этом приборы будут оставаться в превосходном рабочем состоянии. Возникновение же режима, вызывающего резкий и громкий звук при этих условиях, может вывести из строя выходные полупроводниковые приборы; предлагаемый для защиты от перегрузки метод справляться прямо, что называется в лоб, способом короткого замыкания может оказаться просто неадекватным возникшей ситуации.

#### 13.4.5. Метод защиты, основанный на отключении источника питания

В случае если усилитель питается от импульсного источника питания, то он помимо всего может иметь логический выход, который обеспечивает возможность почти мгновенного его отключения. Он может подключаться к фильтру нижних частот, предназначенного для детектирования постоянного сигнала, и при возникновении ошибки в величине постоянной составляющей обеспечивает практически надежное отключение всех цепей.

Как и всегда, в этом деле имеются некоторые загвоздки. Прежде всего, сравнительно высокая стоимость импульсного источника питания означает, что он должен использоваться одновременно для двух или более каналов усилителя, поэтому

в случае возникновения неисправности в одном из каналов они оба окажутся неработоспособными. Во вторых, что само по себе более существенно, этот метод является весьма неоднозначным для защиты источника питания от возникновения неисправности в нем самом. Если подобного рода неисправность приведет к нарушению высоковольтным питанием одной из шин, то она, вполне вероятно, может привести и к нарушению функции аварийного отключения, в результате чего все защитные функции окажутся утраченными.

Обычные источники питания с силовыми трансформаторами также могут отключаться достаточно быстро с использованием SCR's, включенных параллельно шинам источника питания; это устраняет один из недостатков системы защиты выхода от возникновения резких и громких звуков, так как сопутствующие повреждения других компонентов схемы становятся маловероятными, при условии, разумеется, что правильно проработаны цепи, приводящие к расплавлению плавких предохранителей шин питания постоянного тока, а не предохранителей вторичной обмотки трансформатора. Последняя вероятность могла бы подвергнуть серьезной опасности выпрямительный мост, поэтому схема защиты должна бы иметь способность справляться с ненормально большими количествами энергии, так как через нее будет происходить разряд накопительных конденсаторов. Как раз расплавившиеся предохранители шин питания потребуют применения тринисторов, обладающих способностью пропускать большие по величине пиковые токи.

### 13.5. Тепловая защита

Этот раздел рассматривает только вопросы защиты выходных полупроводниковых приборов от превышения допустимой температуры р-п-переходов, защита от тепловых перегрузок силового трансформатора рассматривалась в главе 8.

Выходные полупроводниковые приборы, которые полностью защищены от воздействия токов и напряжений, превышающих допустимые по техническим характеристикам значения, и в которых выделяющаяся мощность соответствует допустимой, без всяких сомнений, оказываются работающими в полностью безопасных условиях, (т.е. их показатели надежности соответствуют характеристикам, приведенным в технической документации). Большая же часть электронных схем защиты от перегрузки допускает такие режимы, при которых рассеиваемая приборами мощность оказывалась бы гораздо больше, чем при обычном режиме работы; это может и могло бы быть допустимым, если бы речь шла о номинальной надежности только одних компонентов схем как таковых, но это не дает никакой гарантии, что увеличенное значение выделяющейся мощности не приведет к тому, что температура теплоотводящего радиатора достигнет такого значения, при котором критические температуры р-п-переходов окажутся превышенными и полупроводниковые приборы, установленные на таком радиаторе, выйдут из строя. Другими словами, если отсутствует схема защиты от превышения температуры, то выход из строя из-за перегрева может произойти буквально через несколько минут работы прибора на короткозамкнутую нагрузку. Также неизбежен перегрев теплоотводящего радиатора, если окажутся перекрытыми вентиляцион-

ные отверстия или каналы усилителя, либо окажется ограниченным доступ охлаждающего воздуха к ребрам теплоотводящего радиатора.

Решением проблемы является система, которая контролирует температуру теплоотводящего радиатора и вмешивается, когда температура достигает заранее установленного предельного значения. Виды воздействия могут быть следующие:

1. Действие установленного в схеме реле, обеспечивающего защиту по уровню постоянной составляющей и режим подавления звука, которое прерывает прохождение выходного сигнала в нагрузку. Если такое реле предусмотрено в схеме усилителя, то имеет смысл использовать именно его.
2. Подавление или ослабление входного сигнала, в результате чего рассеиваемая усилителем мощность снижается.
3. Отключение источника питания от каскадов усилителя. Обычно это выполняется с использованием биметаллических термических предохранителей, отключающих первичную обмотку трансформатора от сети питания, так как применение этого метода в другой точке схемы требует необходимости одновременного разрыва двух цепей, т.е. плюсовой и минусовой высоковольтных шин питания.

Каждый из этих методов может быть либо с самовосстановлением, либо с фиксированием отключенного положения, требующего ручного вмешательства для восстановления исходного рабочего состояния. Необходимо иметь в виду, что при использовании метода самовосстановления существует вероятность того, что система защиты будет периодически включать и выключать в течение длительных периодов времени, заставляя выходные полупроводниковые приборы следовать за значительными изменениями температуры. Такое термоциклирование может значительно сократить срок службы полупроводниковых приборов.

Двумя важнейшими составляющими системы тепловой защиты являются термочувствительный элемент и исполнительное устройство, чье действие вызывает переход усилителя в иное состояние. Хотя температура может приблизительно определяться многими методами, например с использованием терморезистора или кремниевого диода, фиксированием изменением условий на р-п-переходе транзистора и т.д., все они требуют выполнения процедуры предварительной установки или калибровки из-за неизбежного разброса характеристик приборов при производстве. Этот метод не совсем практичен при производстве, так как для теплоотводящего радиатора (который на практике обладает значительной тепловой инерцией) он требует, чтобы последний доводился до критического температурного режима, прежде чем схема будет отлажена. Это не только занимает значительное время, но также и заставляет выходные полупроводниковые приборы достигать режима, при котором они находятся на грани отказа.

Гораздо более лучшим методом является использование интегрированных температурных датчиков, которые не требуют предварительной калибровки. Хорошим примером является прибор LM35DZ компании National Semiconductor, прибор с тремя выводами, заключенный в корпус ТО-92, выходной сигнал которого изменяется на 10 мВ при изменении температуры на каждый градус Цельсия (для

температур выше  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). Без предварительной калибровки выходное напряжение может сравниваться с фиксированным эталонным напряжением, обычно это выполняется операционным усилителем, используемым в качестве компаратора, а затем результирующий выходной сигнал используется для управления работой реле, задающего режим подавления громкости усилителя. По опыту автора книги, этот метод обеспечивает режим тепловой защиты с самыми наименьшими проблемами. Температурные датчики на интегральных микросхемах значительно дороже термисторов и им подобных устройств, но это с лихвой окупается их высокой точностью при работе и безотказностью в работе.

Другим типом термодатчика с предварительной калибровкой является тепловой переключатель, работа которого основана на принципе биметаллического переключателя, имеющего два устойчивых состояния. Этот тип элементов не следует путать с плавкими предохранителями, которые представляют устройства одноразового использования и которые размыкают электрическую цепь после расплавления собственного токопроводящего элемента, изготовленного из специального сплава; проблема с их применением заключается в том, что они сравнительно мало распространены, и шансы для замены подобного плавкого предохранителя в полевых условиях на исправный и имеющий точно такие же параметры достаточно невелики.

Физическая расстановка температурных датчиков в реальной схеме требует осмысления проблемы. Рассматривая идеальный случай и оценивая опасность в отношении выходных полупроводниковых приборов, чисто теоретически следовало бы определить действительную температуру р-п-перехода; хотя это и нереально, так как для этого датчик должен был бы располагаться на самом переходе. Ранее было показано, что верхняя поверхность корпуса транзисторного типа ТОЗ может иметь более высокую температуру по сравнению с его основанием, поэтому, как и в случае размещения термодатчика для стабилизации тока в рабочей точке характеристики, верхняя поверхность корпуса транзистора является наилучшим местом для размещения термодатчика системы защиты. Это положение датчика может оказаться не столь эффективным для приборов в пластмассовых плоских корпусах, таких, например, как ТОЗР, так как внешняя поверхность является изолирующим материалом; хотя она и имеет более высокую температуру по сравнению с температурой теплоотводящего радиатора, на котором он непосредственно установлен.

С другой стороны, датчик тепловой защиты может быть установлен на основном теплоотводящем радиаторе, что с чисто технической точки зрения представляет более простую задачу, но приводит к значительной задержке по времени между моментом начала перегрева прибора и началом реагирования термодатчика. По этой причине термодатчик, установленный на радиаторе, обычно должен будет иметь установку на более низкую (по сравнению с вариантом расположения термодатчика непосредственно на поверхности прибора) температуру срабатывания, которая обычно лежит в диапазоне порядка  $80\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Чем ближе расположен термодатчик к самому полупроводниковому прибору, тем лучше он обеспечивает его защиту. Если для двух усилителей используется один теплоотводящий радиатор, то термодатчик должен располагаться между выходными при-

борами усилителей посередине; если же термодатчик размещать с какого-нибудь края, то для выходных полупроводниковых приборов усилителя, более удаленных от датчика, время задержки между началом перегрева и реакцией термодатчика будет больше.

В одной хорошо известной модели усилителей для системы громкоговорящего оповещения термодатчик-отключатель фазного сетевого напряжения в системе тепловой защиты располагался на верхней плоскости корпуса ТОЗ полупроводникового прибора выходного каскада. Этот вариант использовал явные преимущества быстрой реакции системы защиты при опасных увеличениях температуры, но серьезным возражением против него является прохождение цепей опасного по величине сетевого напряжения прямо через центральные области схемы усилителя, где они в обычной ситуации никогда не должны были бы располагаться. Кроме того, такой вариант представляет определенную опасность для обслуживающего персонала.

### 13.6. Питание вспомогательных цепей

В тех случаях, когда приходится питать вспомогательные цепи, такие, например, как описанные ранее системы управления с использованием реле, возникает побуждение использовать для этих целей основные высоковольтные шины питания. Отдельный источник питания сразу же потребует использовать дополнительный выпрямительный мост, накопительный конденсатор, плавкие предохранители, дополнительные обмотки силового трансформатора, затраты на которые в целом составят немалую кучу денег.

Основным же недостатком метода является то, что напряжение высоковольтных шин питания оказывается слишком высоким для питания схемы управления. Для малосигнальной части этой схемы, какой является, например, синхронизация реле, проблема не является очень серьезной, так как можно использовать точно такие же высоковольтные маломощные транзисторы, что использовались и в малосигнальных цепях самого усилителя, а проблема рассеиваемой мощности на коллекторных нагрузках и т.п., могла бы быть решена за счет увеличения номинальной рассеиваемой мощности приборов. Гораздо большую проблему составляет питание обмоток самих реле; у большого количества реле напряжение питания обмоток не должно превышать 24 В, и поэтому оказывается совсем не простой задачей питать их от высоковольтной шины питания с напряжением 50 В без того, чтобы не снижать напряжение на мощном гасящем резисторе. Его же использование приводит к нежелательному нагреву внутреннего объема усилителя, а также создает все условия для того, чтобы невнимательные инженеры могли обжигаться о них.

Одним из решений, используемых в стереофонических усилителях, является метод последовательного включения обмоток двух реле; проблема же (а при использовании при усилении звука она может оказаться весьма серьезной) заключается в том, что реле должны переключаться одновременно, поэтому, если один из каналов выйдет из строя из-за смещения уровня по постоянной составляющей, замолчат оба канала. В реальной жизни независимые схемы управления

работой реле гораздо предпочтительнее, более того, большинство схем управления реле должны быть продублированы для каждого канала.

В случае когда схема управления питается от основных высоковольтных шин питания, то точка отбора питания должна располагаться до плавких предохранителей высоковольтных шин питания усилителя. Иными словами, схема управления должна будет в состоянии обеспечить включение режима подавления звука, когда это оказывается необходимым вне зависимости от того, какого рода неисправность возникла в самом усилителе.

Если в усилителе, как едином изделии, существует дополнительная схема управления, то не рекомендуется осуществлять ее питание подобным образом, особенно, если у нее большое усиление, например схема предусилителя микрофона. Если подобная схема управления питается описанным образом, то обычно для этого используются стабилизаторы напряжения  $\pm 15$  В, подключенные к высоковольтным шинам, и последовательные гасящие резисторы, предназначенные для рассеивания части выделяющейся мощности. Однако всплески переходных напряжений низкочастотного сигнала в усилителе мощности могут снизить напряжения высоковольтных шин питания до угрожающе опасного уровня, и если напряжение на стабилизаторах упадет, возникнут большие нарушения (нормальной работоспособности) в номинально стабилизированных низковольтных шинах питания, приводя к возникновению колебаний очень низкой частоты, которые окажутся просто разрушительными для громкоговорителей. В этом случае весьма настоятельно рекомендуется использовать абсолютно независимые и незашумленные шины, питающиеся от дополнительной обмотки силового трансформатора. При использовании отдельного трансформатора вообще будет отсутствовать какое-либо значительное взаимодействие.

### 13.7. Список использованных источников

1. Bailey, A Output Transistor Protection in AF Amplifiers Wireless World, June 1968, стр. 154.
2. Becker, R High-Power Audio Amplifier Design Wireless World, Feb. 1972, стр. 79.
3. Motorola High Power Audio Amplifiers With Sort Circuit Protection Motorola Application Note AN-485 (1972).
4. Ojala, M Current Requirement of Commercial Loudspeaker Systems Journ. Audio Eng. Soc. Vol. 35, June 1987, стр. 455.
5. Baxandall, P Technique for Displaying Current and Voltage Capability of Amplifiers Journ. Audio Eng. Soc. Vol. 36, Jan./Feb. 1988, стр. 3.
6. Greiner, R Amplifier-Loudspeaker Interfacing Journ. Audio Eng. Soc. Loudspeakers, стр. 241-250.

## Глава 14. Заземление и некоторые другие практические вопросы

---

### 14.1. Использование печатных плат в схемах усилителей низкой частоты

Этот раздел рассматривает специальные вопросы проектирования и использования печатных плат применительно к усилителям мощности, особенно для тех, которые работают в классе В. Все усилители мощности имеют в своем составе каскады усиления мощности как таковые и связанные с ними схемы управления и защиты, большинство усилителей также имеет малосигнальный НЧ каскад, выходные усилители с симметричным выходом, фильтр дозвуковых частот, измерители выходного сигнала и т.д.

Также рассматриваются и другие вопросы, относящиеся к проектированию печатных плат, такие как заземление, вопросы безопасности, надежности и т.д. Рабочие характеристики низкочастотного усилителя мощности зависят от большого количества факторов, во всех случаях тщательная проработка печатной платы является определяющей, прежде всего из-за опасности возникновения искажений, вызываемых индуктивными помехами; возможное взаимодействие между цепями прохождения сигнала и шинами питания очень легко может явиться причиной ограничения линейности характеристик усилителя, поэтому очень трудно переоценить важность данной проблемы. Выбранная схема (расположения компонентов и рисунка токопроводящих дорожек) печатной платы будет в значительной степени определять как уровень искажений, так и уровень перекрестных помех усилителя.

Помимо изложенных соображений относительно рабочих характеристик усилителя схема печатной платы будет оказывать значительное влияние на технологичность монтажа, простоту проверки, доступность для ремонта и надежность. Все из вышеперечисленных аспектов проблемы рассматриваются ниже.

Успешная разработка схемы печатной платы усилителя требует определенных знаний по электронике, позволяющих понимать все тонкости описанных ниже

эффектов, чтобы процесс разработки печатной платы проходил гладко и эффективно. Уже считается общепринятым при разработке печатных плат для различных областей электроники отдаваться во власть профессионалов, которые, будучи весьма осведомлены в тонкостях работы с автоматизированными системами проектирования, имеют весьма смутное или даже полное отсутствие понимания тонкостей работы электронных схем. Для некоторых областей такой подход оказывается приемлемым; при проектировании усилителя мощности он оказывается полностью неадекватным из-за того, что основные характеристики, такие как перекрестные помехи и уровень искажений, весьма сильно зависят от монтажной схемы. Чуть ниже проектировщик печатной платы окажется в состоянии понять, о чем, собственно, идет речь.

#### 14.1.1. Перекрестные помехи

Перекрестная помеха (или явление «перетекания» сигнала из одного канала в другой, электрические наводки, вызванные прохождением сигнала в соседних проводах) характеризуется, прежде всего, источником сигнала (которым может служить любое комплексное сопротивление) и приемником, обычно имеющим более высокое значение комплексного сопротивления, или потенциал виртуальной, «плавающей» земли. Когда обсуждаются перекрестные помехи в каналах связи, обычно передающий и принимающий каналы называются соответственно речевым и неречевым каналами.

Перекрестные помехи возникают и проявляются в различном облике:

- Емкостные перекрестные помехи являются следствием близкого расположения в пространстве двух электрических проводников и могут быть представлены с использованием виртуального (или эффективного) конденсатора, соединяющего две цепи. Емкость такого конденсатора возрастает с увеличением частоты пропорционально значению 6 дБ/октаву, хотя возможны и более высокие скорости увеличения емкости. Экранирование проводников любым проводящим материалом полностью решает проблему, хотя увеличение расстояния между такими проводниками оказывается менее дорогостоящим способом.
- Резистивные перекрестные помехи возникают по той простой причине, что сопротивление шин заземления отличается от нулевого значения. Медь при комнатной температуре не является сверхпроводником. Резистивные перекрестные помехи не зависят от частоты.
- Индуктивные перекрестные помехи редко представляют проблему при разработке аудиоаппаратуры; они могут возникать при опрометчивой установке двух низкочастотных трансформаторов слишком близко друг к другу, но помимо этого случая об этой проблеме обычно можно и забыть. Существенным исключением из этого правила является ...низкочастотный усилитель мощности класса В, в котором токи, протекающие по шинам питания, имеют форму полусинусоид и которые могут серьезно отразиться на уровне искажений усилителя, если им будет позволено взаимодействовать с цепями входного сигнала, контуром обратной связи или цепями выходного каскада.



В большей части линейных низкочастотных цепей основной причиной перекрестных помех является нежелательная емкостная связь между различными цепями схемы, и в подавляющем большинстве случаев она определяется рисунком (трассировкой) проводов и токопроводящих дорожек печатной платы. В противоположность этому усилители мощности класса В страдают практически в незначительной или даже в пренебрежимо малой мере от перекрестных помех, вызванных емкостными эффектами, так как полные комплексные сопротивления цепей стремятся сделать небольшими, а расстояния между ними достаточно большими; гораздо большую проблему представляет индуктивная связь между шинами, по которым протекают токи питания, и цепями, по которым проходит сигнал. Если такая связь возникает между цепями одного канала, то она проявляется в виде искажений и может привести к значительной нелинейности характеристик усилителя. Если это взаимодействие распространяется на другой (неречевой) канал, то она проявится в виде перекрестных помех искаженного сигнала. В любом случае такая связь крайне нежелательна и для предотвращения ее появления должны быть предприняты специальные меры.

Трассировка печатной платы только один элемент этой борьбы, так как перекрестные помехи должны каким-то образом не только излучаться, но также и где-то приниматься. Как правило, источником максимального излучения будут собственные, внутренние электрические провода благодаря их общей длине и распространенности, схема трассировки проводов, возможно, будет наиболее критичной для достижения наилучших рабочих характеристик, поэтому для их закрепления необходимо использовать различные фиксаторы, кабельные зажимы и т.п. В качестве принимающего устройства выступают чаще всего входные цепи и цепи обратной связи, которые также располагаются на печатной плате. Для хорошей работы устройства необходима проработка этих вопросов с точки зрения максимальной защищенности от излучения.

#### 14.1.2. Искажения, вызванные наводками шин питания

По шинам питания усилителя мощности класса В протекают очень большие и очень искаженные по форме токи. Как уже подчеркивалось ранее, если за счет индукции будет допущено их взаимодействие на цепи, по которым проходит акустический сигнал, то уровень искажений резко возрастет. Это относится к проводникам печатной платы, а точно так же к кабельным соединениям, грустная правда заключается в том, что достаточно просто изготовить печатную плату усилителя, которая будет абсолютно идеальной во всех отношениях, за исключением только этого одного требования, и единственным решением будет использование второй платы. Эффект может быть полностью устранен, но с точки зрения сегодняшнего уровня знаний автор книги не в состоянии дать детальное описание, удовлетворяющее всем возможным вариантам топологии. Все же для получения оптимального результата следует руководствоваться следующими требованиями:

- Необходимо свести к минимуму электромагнитное излучение от шин питания, расположив шины положительного и отрицательного напряжений

настолько близко друг от друга, насколько это возможно физически. Их следует располагать как можно дальше от входных цепей каскада усилителя и соединительных выходных клемм; лучшим методом будет подводить провода шин питания к выходному каскаду с одной стороны, а остальные провода усилителя – с другой. Затем следует проложить провода от выхода, чтобы питать остальную часть усилителя; по ним уже не будет проходить ток, имеющий однополупериодную форму, поэтому он не вызовет проблем.

- Необходимо свести у минимуму поглощение электромагнитного излучения шин питания, сведя к минимуму площадь контуров, охватываемых проводами входной цепи и цепи обратной связи. Они образуют замкнутые контуры через землю, поэтому площадь контуров, охватываемых ими, должна быть минимальной. Достаточно часто наилучший результат может быть получен путем максимального пространственного разнесения и прокладывания проводов входных цепей и контура обратной связи поперек дорожки НЧ заземления, которая проходит через центр печатной платы от входной до выходной точки контура заземления.

Индуктивные искажения также могут встречаться при взаимодействии с выходными проводами и проводами выходного заземления. Последний случай представляет достаточно серьезную проблему, так как обычно трудно изменить его положение в пространстве без обновления самой печатной платы.

#### 14.1.3. Установка выходных полупроводниковых приборов

Наиболее важное принципиальное решение заключается в том, стоит ли устанавливать мощные выходные приборы на основной печатной плате усилителя. Существует ряд сильнейших аргументов в пользу такого решения, но, тем не менее, не всегда такой выбор является наилучшим.

##### **Преимущества:**

- Печатная плата усилителя может быть рассчитана таким образом, чтобы сформировать конструктивно законченный блок, который может быть тщательно проверен до того, как он будет установлен на шасси. Такой подход значительно облегчает тестирование, так как обеспечен доступ к различным точкам схемы со всех сторон; он также устраняет вероятность поверхностных повреждений самой печатной платы (царапины и т.п.) во время проверки.
- Исключено неправильное подключение выходных полупроводниковых приборов при условии, что необходимые полупроводниковые приборы установлены в правильных положениях. Это достаточно существенный аргумент, так подобные ошибки обычно выводят из строя выходные полупроводниковые приборы, а также приводят к другим негативным эффектам, развивающихся по принципу падающих костяшек домино, и на исправление которых потребуется большое количество времени (и средств).
- Все соединительные провода, ведущие к выходным полупроводниковым приборам, должны быть как можно короче. Это помогает увеличить устойчивость выходного каскада и противостоять возникновению ВЧ колебаний.

### Недостатки:

- Если выходные приборы усилителя требуют частой замены (что со всей очевидностью говорит о какой-то очень серьезной недоработке), то повторяющаяся операция по перепайванию повредит дорожки печатной платы. Однако если случилось самое худшее, то поврежденный участок может быть всегда заменен коротким проводником, поэтому нет необходимости отправлять печатную плату в утиль; будьте уверены, всегда возможно осуществление подобного варианта ремонта.
- Вполне возможно, что выходные полупроводниковые приборы могут нагреваться очень сильно, даже если они работают в номинальных режимах; для приборов типа ТОЗ температура корпусов 90 °С не является чем-то необычным. Если используемый метод монтажа не допускает некоторой степени упругости, то тепловое расширение может привести к возникновению механических усилий, которые способны оторвать крепежные прокладки печатной платы.
- Теплоотводящий радиатор будет иметь, как правило, значительные размеры и массу. Поэтому необходимо применять достаточно жесткую конструкцию, крепящую печатную плату и радиатор. В противном случае вся конструкция из-за отсутствия достаточной жесткости будет при транспортировке вибрировать, создавая избыточные усилия в местах пайки соединений.

## 14.2. Односторонние и двухсторонние печатные платы

Для усилителей мощности используются, как правило, односторонние печатные платы, такой выбор традиционно определяется, прежде всего, их более низкой стоимостью. Следует, однако, заметить, что реальная разница в стоимости между односторонними печатными платами и двухсторонними с металлизированными сквозными отверстиями намного меньше, чем та, к которой все приучены. Как правило, обычно выбор двухсторонних печатных плат абсолютно не связан с вопросами экономии пространства или более изощренными методами выполнения межплатных соединений, так как компоненты схем усилителя мощности чисто физически имеют достаточно крупные размеры, что, собственно говоря, и определяет размер печатной платы, и, кроме того, в обычной схеме усилителя используется большое количество дискретных резисторов и других компонентов, которые могут быть использованы для соединения различных токопроводящих дорожек.

Рекомендуется помнить, что в односторонних платах применяемый слой металлизации всегда толще, чтобы гарантировать хорошую адгезию токопроводящих дорожек к материалу платы при выпайвании навесных компонентов. Добавление одной или нескольких проушин (отверстий) к контактным площадкам, к которым подходит только одна токопроводящая дорожка, обеспечивает гораздо более высокую адгезию, этот прием настоятельно рекомендуется использовать для тех контактных площадок, на которых будет производиться выпайвание компонентов схем при ремонте; к сожалению, такая постановка вопроса оказывается

весьма затруднительной для реализации при использовании большинства систем автоматизированного проектирования.

Преимущества использования двухсторонних печатных плат для усилителей мощности заключаются в следующем:

- не требуется использования соединительных проводников;
- использование двухсторонней печатной платы позволяет использовать одну сторону в качестве экрана или шины заземления, значительно снижая перекрестные помехи и воздействие электромагнитного излучения;
- обеспечивается гораздо более высокая адгезия контактных площадок при выпайивании компонентов схем, если контактные площадки усилены проходящими через них сквозными монтажными отверстиями;
- увеличивается суммарная площадь, занимаемая токопроводящими дорожками, что позволяет делать их шире, обеспечивая тем самым меньшее падение напряжения на них и, как следствие, как их нагрев, так и печатной платы в целом;
- дополнительные затраты при их использовании невелики.

#### 14.2.1. Печатная плата для источника питания

Для источников питания существуют свои специфические требования, прежде всего, из-за больших токов заряда накопительных конденсаторов:

- Токопроводящие дорожки, по которым протекает суммарный ток шин питания, должны иметь значительную ширину. Используемый для дорожки платы сплав должен содержать не менее двух унций меди; сплав с содержанием меди в четыре унции также может применяться, но он дороже, требует больших затрат времени при изготовлении и в действительности не может быть рекомендован для практического применения.
- Подводящие дорожки, ведущие к накопительным конденсаторам, должны подходить непосредственно к выводам конденсатора; точно так же выходные дорожки, ведущие к стабилизатору напряжения, должны отходить от этих же самых выводов. Иными словами, не должно быть никаких ответвлений от токоведущих дорожек. Несоблюдение этого правила приводит к возникновению сильнейших пульсаций в выпрямленном напряжении и стремится значительно увеличить уровень фонового шума.
- По токопроводящим дорожкам, ведущим как к выпрямителю, так и от него, протекают большие импульсные токи заряда конденсаторов, значительно превышающие величину выпрямленного выходного тока. Их нагрев, следовательно, будет значительно больше, так как выделяющаяся мощность пропорциональна произведению  $I^2R$ . Вероятно, что нагрев будет особенно интенсивным в месте установки на печатной плате держателей плавких предохранителей. Соединительные провода и переключки также могут претерпевать значительный нагрев, поэтому следует предусмотреть включение двух параллельных проводников, решение может показаться топорным, но в реальной жизни оно работает очень эффективно.

Степень нагрева токопроводящих дорожек обычно может быть определена путем оценки состояния защитного покрытия в местах пайки после нескольких часов работы усилителя при полной выходной мощности; обычно применяемый для этих целей материал зеленого цвета при нагреве изменяет свой цвет на коричневый. Если это изменение цвета произошло, то в качестве достаточно приближенного можно сделать вывод, что токопроводящие дорожки нагрелись чересчур сильно. Если же изменение цвета произошло к темно-коричневому или даже черному, то это означает, что нагрев очень серьезен и незамедлительно должен быть уменьшен.

- Если токопроводящие дорожки печатной платы также используются в цепях первичной обмотки силового трансформатора, который имеет большое количество выводов для использования в странах с различными сетевыми напряжениями, то необходимо помнить, что для некоторых дорожек, подключенных к обмоткам с более низкими значениями напряжений, токи будут значительно больше, чем обычно; ток, потребляемый от сети при напряжении 90 В, будет почти в два раза больше тока, потребляемого при сетевом напряжении 240 В.

*Необходимо быть уверенным, что выдержано стандартное безопасное расстояние, равное 60 тысячным долям, между токопроводящими дорожками, используемыми для сетевого питания, и остальными проводниками, это касается как боковых зазоров, так и возможных небольших перемещений проводников и вероятных утечек через изоляцию.*

(Это требование распространяется на все расстояния: между самими токопроводящими дорожками, между дорожкой и краем печатной платы, между дорожкой и металлическими фиксирующими элементами.)

В общем случае, использование токопроводящих дорожек печатных плат в качестве проводников сетевого питания следовало бы избегать, прежде всего, из-за повышенного риска поражения током обслуживающего персонала. Если же все-таки такой вариант необходим, то на обеих сторонах печатной платы должны быть нанесены очень четкие надписи, предупреждающие об опасности. Токопроводящие дорожки печатных плат не должны использоваться в оборудовании, которое предназначено для использования на территории США и должно удовлетворять требованиям, установленным национальной Лабораторией по безопасности, за исключением случаев, когда они полностью изолированы защитными покрытиями, которые являются огнестойкими и способны противостоять нагреву вплоть до 120 °С (например, покрыты поликарбонатами).

#### 14.2.2. Особенности печатных плат, применяемых для усилителей мощности

Рассматривается случай простого нестабилизированного источника питания.

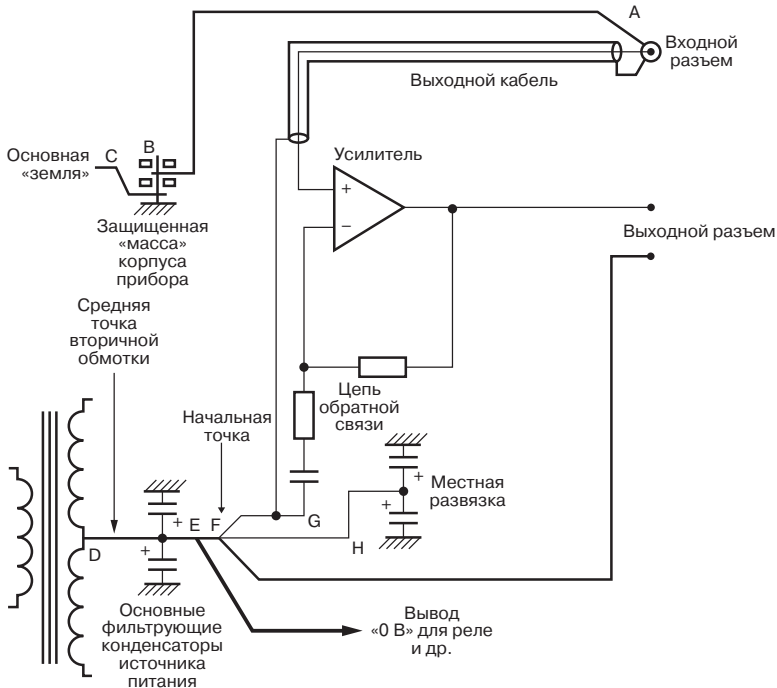
- По цепям усилителя мощности протекают значительные по величине токи, поэтому все требования по разработке платы для источника питания сохраняются и в этом случае. Существенным требованием является использование толстых токопроводящих дорожек, при этом крайне желательно использовать

сплав, содержащий две унции меди, особенно в тех случаях, когда общие размеры ограничены.

Если для увеличения толщины дорожек попытаться нанести поверх них слой припоя, то необходимо помнить что стандартный припой, содержащий 40 % олова и 60 % свинца (ПОС-40) имеет удельное объемное сопротивление, примерно в четыре раза превышающее сопротивление меди, в силу чего даже очень толстый слой может оказаться малоэффективным.

- Выводы накопительных конденсаторов как плюсовой, так и минусовой шин питания будут соединяться вместе толстым проводником, используемым для заземления; этот провод получил специальное название «конденсаторная земля». Категорически не допускается использовать любую точку этого проводника в качестве общие точки заземления для цепей акустического сигнала, так как по нему протекают большие по величине импульсные токи заряда, которые будут вызывать значительные по величине пульсации в сигнале. Вместо этого следует сделать в центре проводника Т-образное ответвление из толстого провода (и по которому не будут протекать импульсные токи заряда) и использовать второй конец данного ответвления в качестве общей точки заземления.
- Низкоомные мощные резисторы выходного каскада, вероятно, будут нагреваться при работе усилителя очень сильно, возможно, до температуры 200 °С. Для них желательно оставить как можно большее свободное пространство, при этом не допускается их контакт с такими компонентами схемы, как электролитические конденсаторы. Также они должны устанавливаться как можно дальше от чувствительных элементов схемы, таких как транзисторы каскада предварительного усиления и транзисторы источников напряжения смещения.
- Вертикальные мощные резисторы. На первый взгляд, их использование в усилителях мощности может показаться достаточно привлекательным прежде всего из-за малого места, занимаемого ими на печатной плате. Однако вертикальная конструкция подразумевает, что любое преимущество компактного размещения элемента, которое может быть реализовано при его нормальном (предусмотренном изготовителем) варианте использования, может привести к очень большим сложностям при попытках его установки на контактных площадках печатной платы, которые в результате неудачного исполнения операции могут оказаться просто оторванными от печатной платы. В результате чего может произойти отслоение токопроводящих дорожек. Односторонние печатные платы отличаются особенной нестойкостью к этому, так как у них значительно меньшая сила сцепления из-за отсутствия межслойных соединений в печатной плате.
- В ряде случаев могут быть использованы припаиваемые металлические фиксаторы, предназначенные для крепления вертикальных резисторов (например, Vitrohm), но этот вариант не представляет законченного решения проблемы. Вывод, который должен быть сделан, состоит в том, что наиболее предпочтительными для монтажа являются мощные резисторы, предназначенные для горизонтальной установки.

- Развязывающие конденсаторы шин питания должны иметь отдельный обратный провод заземления, подключаемый к конденсаторной земле. Этот провод заземления *ни в коем случае* не должен иметь *никаких соединений* с системой заземления для акустического сигнала и *не должен подключаться* к общей точке разветвления (см. рис. 14.1).
- Для правильной работы усилителя критически важным оказывается определение точного места отвода обратной связи. Как правило, в выходном каскаде есть *выходная шина*, которая соединяет вместе мощные эмиттерные резисторы. По ней проходит весь выходной ток, поэтому требуется, чтобы она была достаточно массивной. Необходимо сделать T-образное ответвление от нее и подключить где-нибудь на протяжении данного ответвления точку отвода обратной связи. *Не следует* делать подобного подключения к какой бы то ни было точке шины, соединяющей два эмиттерных резистора непосредственно.
- Входной каскад (как правило, это дифференциальная пара) будет располагаться с противоположной стороны схемы относительно выходного каскада. Токпроводящие дорожки входного каскада никогда не должны проходить рядом с проводниками выходного каскада. Земля входного каскада и земля в самой дальней точки контура обратной связи никогда не должны быть одной и той же дорожкой, возвращающейся к общей точке разветвления.



**Рис. 14.1.** Схема заземления обычного усилителя мощности

Ни один развязывающий конденсатор и т.д. не может подключаться к этой дорожке, однако представляется допустимым подключение к ней входных резисторов смещения и т.д., по которым проходят очень небольшие постоянные токи.

- Установите входные транзисторы близко друг к другу. Чем сильнее будут совпадать значения их температур, тем меньше будет у усилителя выходное смещение по постоянной составляющей, вызванное несовпадением напряжений  $V_{be}$ . Если они оба могут быть защищены от воздействия инфракрасного излучения теплоотводящего радиатора, (расположив их, например, за большим по размерам электролитическим конденсатором), то дрейф постоянной составляющей будет уменьшен.
- Подавляющее количество усилителей мощности будет иметь дополнительные цепи управления (работой реле схемы подавления громкости, схемой тепловой защиты и т.д.). Провода заземления этих цепей должны образовывать свой отдельный контур, идущий к точке конденсаторной земли, но ни в коем случае не к общей точке разветвления заземления.
- В отличие от большинства плат для схем НЧ сигнала, плата усилителя мощности будет объединять очень чувствительные цепи и сильноточные цепи источника питания. Необходимо быть осторожным и никогда не располагать рядом точки подключения выпрямительного моста и входные цепи.
- В какой-то точке к схеме усилителя мощности должны быть подключены земля сети питания и масса шасси. Такое подключение нельзя выполнять к центральному выводу обмотки трансформатора, так как она смещена относительно значения потенциала заземления входной обмотки за счет обратных импульсов заряда, что приведет к возникновению сильного фонового тока в контуре заземления, когда земля входа окажется подключенной к сетевой земле через другие узлы оборудования.  
Подключение заземления сети питания к общей точке разветвления заземления представляется более приемлемым вариантом, так как импульсы зарядного тока будут исключены, однако по сопротивлению токопроводящей дорожки на участке между входной землей и точкой разветвления будет протекать некоторый ток контура заземления, вызывая гудение.  
Подключение земли сетевого питания к точке заземления входа обеспечивает максимальную защищенность от (паразитных) контуров заземления.
- Если полярность подключения электролитических конденсаторов при установке окажется неправильной, то результатом окажется, скорее всего, небольшой взрыв. Поэтому следует предпринять все возможные меры для того, чтобы все конденсаторы при установке были расположены так, чтобы можно было с высокой достоверностью осуществить визуальный контроль. Следует отчетливо пометить полярность на печатной плате, расположив отметку так, чтобы после установки компонента схемы она оставалась отчетливо видимой.
- Транзисторы каскада предварительного усиления и источника напряжения смещения будут, скорее всего, устанавливаться на небольших вертикальных



теплоотводящих радиаторах. Желательно их так ориентировать при монтаже на плате, чтобы была отчетливо видна маркировка транзисторов.

- Было бы очень хорошо, чтобы сверху были помечены эмиттерные, базовые и коллекторные выводы транзисторов, что значительно облегчит в дальнейшем поиск неисправностей в схеме. Транзисторы в корпусах типа ТОЗ требуют дополнительной идентификации, выполненной с фольгированной стороны платы, так как любые отметки, выполненные трафаретной печатью, оказываются надежно закрытыми после того, как будут установлены приборы.
- Все соединения, выполненные отдельными проводами, должны быть помечены, чтобы облегчить проверку после того, как они будут установлены.

### 14.2.3. Последовательность формирования рисунка печатной платы цепей акустического сигнала

Будущий рисунок печатной платы должен приниматься во внимание, начиная с самых ранних стадий расчета схемы усилителя. Например, если макет лицевой панели наглядно демонстрирует, что регулятор громкости звука расположен рядом с переключателем, ведущим к громкоговорителям, то добиться удовлетворительной работы усилителя с точки зрения перекрестных помех окажется маловероятным, прежде всего, из-за сравнительно высокого значения полного комплексного сопротивления подвижных контактов регулятора громкости. Для получения удовлетворительного результата может понадобиться металлический экран, но это приведет к дополнительным затратам. Во многих случаях тщательный расчет электронной схемы позволяет оказывать влияние на перекрестные помехи, но этот процесс совершенно независим от физического расположения компонентов электронной схемы на плате.

- (а) Следует попытаться рассмотреть последствия, которые окажет макет лицевой панели на рисунок печатной платы.
- (б) Схема рассчитывается с точки зрения минимальных перекрестных помех. Поэтому на данном этапе следует попытаться определить, как половинки операционных усилителей, переключателей и и.п. компонентов будут расположены, чтобы сигнальные цепи проходили подальше от чувствительных (для наводок) зон. Рассмотрите возможность распространения перекрестных помех в областях, расположенных над печатной платой; например, при расчете модуля, выполненного с использованием двух параллельно расположенных двухсторонних плат, необходимо расположить сигнальные цепи на внутренних поверхностях плат, а цепи питания и заземления на внешних, чтобы свести к минимуму перекрестные помехи и увеличить невосприимчивость к ВЧ излучению.
- (в) Лицевые компоненты (переменные резисторы, переключатели и т.п.) располагаются на почти заранее определенных и доступных местах печатной платы.

- (г) Другие компоненты, положение которых фиксировано, например, мощные полупроводниковые приборы, теплоотводящие радиаторы транзисторов каскада предварительного усиления, входные и выходные соединительные разъемы, расположение монтажных отверстий. Оставшаяся площадь предназначена для чисто электронных элементов схемы, которые не связаны со слесарными и т.п. работами и поэтому их месторасположение может изменяться достаточно свободно.
- (д) Детальное расположение каждого компонента в каждом блоке схемы, с учетом технологичности.
- (е) Постарайтесь эффективно использовать всю неиспользованную поверхность печатной платы, чтобы максимально увеличить толщину дорожек, по которым проходят большие по величине токи, а также дорожек контуров заземления. Не будет разумным заполнить каждый резервный уголок поверхности прототипа печатной платы медью, так как это займет дополнительное время (в зависимости от типа применяемой системы автоматического проектирования), а, кроме того, некоторые из них потребуются для проведения более чем вероятной модификации.

Токопроводящие дорожки, используемые для заземления, всегда должны быть настолько широкими, насколько это возможно. Медь не является дефицитным товаром.

#### 14.2.4. Дополнительные замечания

- Для двухсторонних печатных плат поверхность, со стороны которой располагаются компоненты схемы, должна иметь сплошное покрытие из меди, чтобы обеспечить минимальное сопротивление и максимальное экранирование, однако с другой стороны платы, где проводится пайка, поверхность должна иметь поперечную штриховку, чтобы предотвратить искривление печатной платы при пайке методом заливки припоем. общепринятым является стандарт, когда линейный размер площадей, не занятых медью, равняется 10 тысячным долям; т.е. большая часть поверхности меди имеет небольшие квадратные отверстия; этот конструкторский прием предусмотрен пакетом программ системы автоматизированного проектирования. Если же все вышеописанное вызывает серьезные сомнения, следует проконсультироваться у специалистов, занимающихся производством схем на печатных платах с использованием метода заливки расплавленным припоем.
- Не следует стараться, чтобы контактные площадки компонентов схемы охватывали бы как можно большую поверхность медной фольги, так как это вызовет трудности при пайке.
- Очень часто возникает проблема выбора между вариантом подвода двух токоведущих дорожек к одной контактной площадке либо выполнения разветвления с тем, чтобы к контактной площадке подходила бы только одна дорожка. Первый вариант предпочтительнее, так при его реализации сила

сцепления контактной площадки с основанием платы окажется больше в том случае, когда приходится перепаявать компонент схемы при его замене. Это правило становится *особенно важным* для таких компонентов схемы, какими являются транзисторы, вероятность замены которых достаточно велика; для односторонних печатных плат это требование приобретает особенную жизненную важность.

- Если существует вероятность, что между двумя токопроводящими дорожками, проложенным на плате параллельно друг другу, могут возникнуть перекрестные помехи, то было бы предпочтительнее расположить между ними дорожку заземления. Хотя следует отметить, что улучшение, скорее всего, будет носить достаточно символический характер, так как силовые линии полей будут проходить над поверхностью экранирующей дорожки.
- Режимы, задаваемые положением закорачивающих перемычек, всегда должно быть отчетливо помечено. Предположите, что кто-нибудь потерял инструкцию на момент передачи усилителя.
- Пометьте функции, выполняемые потенциометрами и переключателями, на покрытии платы, изготовленном методом трафаретной печати, так как это окажет огромную пользу при проверке. Если окажется возможным, пометьте также функциональные блоки схемы, например *Детектор смещения по постоянной составляющей*. Такие обозначения должны быть полнее по сравнению с обозначением компонентов, текст должен легко и однозначно читаться.

### 14.3. Заземление усилителя

Система заземления усилителя должна удовлетворять целому ряду требований, среди которых можно выделить следующие.

- Определение положения общей точки разветвления шин заземления как эталонной точки, относительно которой определяются потенциалы всех сигнальных цепей (или напряжения сигналов).
- В стереофоническом усилителе цепи земли должны быть разделены соответствующим образом, чтобы исключить влияние перекрестных помех. Провод, имеющий длину пять-десять сантиметров и выполняющий роль общей земли для выходных терминалов, будет, возможно, оказывать преобладающее влияние на уровень перекрестных помех.
- Нежелательная составляющая переменного тока, поступающая на вход усилителя через заземление сигнальных цепей из внешних контуров заземления, должна отводиться от критически важных цепей заземления сигнала, т.е. от цепей заземления входных цепей и заземления контуров обратных связей. Любая разница в напряжениях (потенциалах), существующая между этими указанными цепями заземления, сразу же даст о себе знать непосредственно на выходе усилителя.
- Токи заряда накопительных конденсаторов источника питания не должны протекать ни по какой из цепей заземления.

Земля представляет эталонную или опорную точку (либо точку нулевого потенциала) для отсчета величин всех остальных сигналов, поэтому существенно важным является требование, чтобы ее состояние оставалось неизменным и не служило источником помех; каждая заземляющая дорожка и провод заземления должны рассматриваться в качестве элемента, обладающего некоторым сопротивлением, и на котором при прохождении тока сигнала будет происходить нежелательное падение напряжения. Наилучшим методом является способ, при котором токи заземления протекают извне за счет использования особой топологии соединений, включающей, например, отдельный провод для обратного тока через землю к общей точке разветвления для развязывающих цепей локальных шин высоковольтного напряжения, однако если это оказывается невозможным с практической точки зрения, то необходимо сделать каждую токопроводящую дорожку заземления настолько широкой, насколько это возможно, а также увеличить толщину слоя меди в каждой возможной для этого точке. Очень важно, чтобы заземляющая дорожка не имела сужений или узких участков. Если дорожка заземления переходит с одной стороны платы на другую, то одного сквозного контактного отверстия может оказаться недостаточно и придется воспользоваться несколькими параллельными. Некоторые системы автоматического проектирования справляются с такой задачей с трудом, однако обычно существуют приемы, позволяющие обойти данную проблему.

Для усилителей мощности редко используется конструкция с двойной изоляцией, поэтому из соображений безопасности как шасси, так и все металлические конструкции должны иметь постоянное и надежное заземление. Этот аспект проблемы заземления рассматривается в главе 15 книги. Одним из результатов постоянного заземления шасси является то, что усилитель с несимметричными входами может оказаться весьма чувствительным к процессам, протекающим в цепях заземления. Одно из решений заключается в том, чтобы выполнить соединение земли цепей акустического сигнала с шасси с использованием резистора 10 Ом, чье сопротивление оказывается достаточно большим для того, чтобы предотвратить значительное увеличение контурных токов. Но этот прием нельзя в целом признать удовлетворительным по следующим причинам:

- Цепи акустического сигнала, как единое целое, могут оказаться недостаточно эффективно и надежно заземленными.
- Если данный резистор перегорит из-за отключения, например выхода громкоговорителей, цепи акустического сигнала станут плавающими (отключенными от земли) и могут стать причиной поражения электрическим током.
- Коэффициент подавления усилителя мощности по высокой частоте, скорее всего, ухудшится. Спасти положение может включение параллельно резистору конденсатора емкостью 100 нФ.

Более привлекательным решением окажется соединение выводов земли акустических цепей и шасси в области входного соединительного разъема, поэтому, в соответствии со схемой рис. 14.1, токи контура заземления должны будут протекать через точки А–В к защищенной земле в точке В, а затем к земле сети питания по участку В–С. Они не будут в состоянии проходить через путь для про-

хождения акустического сигнала E–F. Такая топология очень хорошо противостоит контурным токам заземления, даже в случае усилителя с несбалансированным входом; ограничение на работоспособность системы в случае существования контура заземления определяется падением напряжения в заземлении входного кабеля, который лежит вне сферы влияния инженера, рассчитывающего схему усилителя. Симметричный вход, в теории, может полностью устранить это падение напряжения.

На рис. 14.1 также показано, как удовлетворяются и другие требования к выполнению заземления. Импульсы зарядного тока накопительных конденсаторов привязаны к соединению D–E и не протекают через точки E–F, так как отсутствует путь для прохождения тока. Участок E–F–H пропускает ток пульсаций и т.п. от разделительных конденсаторов локальной высоковольтной шины, однако, совершенно не в состоянии отравлять землю критически важной цепи акустического сигнала A – C.

#### **14.4. Контур заземления: как они действуют и как с ними управляться**

Контур заземления образуется в том случае, когда два или более блока оборудования, питающиеся от сети, имеют электрические соединения между собой, по этой причине переменный ток сети питания протекает по экранирующим и заземляющим проводникам, ухудшая уровень собственных шумов системы. Этот эффект проявляется значительно сильнее, если два или более блока оборудования соединяются через землю сети питания, а также через цепи прохождения акустического сигнала, поэтому данную ситуацию обычно принято также обозначать с использованием термина «контур заземления». Однако токи заземления могут также протекать в системах, которые не имеют электрического соединения с землей; как правило, они меньше по величине, но, тем не менее, они могут значительно ухудшить уровень собственных шумов, поэтому такой вариант развития событий также будет обсуждаться в книге.

Токи заземления могут быть либо свойственны самим проводам сети питания (см. ниже по тексту раздел 14.4.1), либо генерироваться в одном или нескольких блоках оборудования, которые являются составляющими частями низкочастотного оборудования (см. ниже разделы 14.4.2 и 14.4.3).

Процесс протекания этих токов по проводам заземления будет сопровождаться падениями напряжения, которые, в свою очередь, приведут к возникновению гудения и фону переменного тока. Это явление может возникнуть либо в соединениях НЧ тракта, либо внутри самого оборудования, если при его проектировании были допущены ошибки. См. раздел 14.4.4.

В этом разделе автор использует термин «земля» для проводников и т.п., тогда как термин «техническая земля (earth) – грунт, почва, поверхность Земли» – используется для влажного и рыхлого вещества, в которое забиваются медные заземляющие штыри.

#### 14.4.1. Генерация пульсаций токами заземления (токами утечки на землю) в сети питания

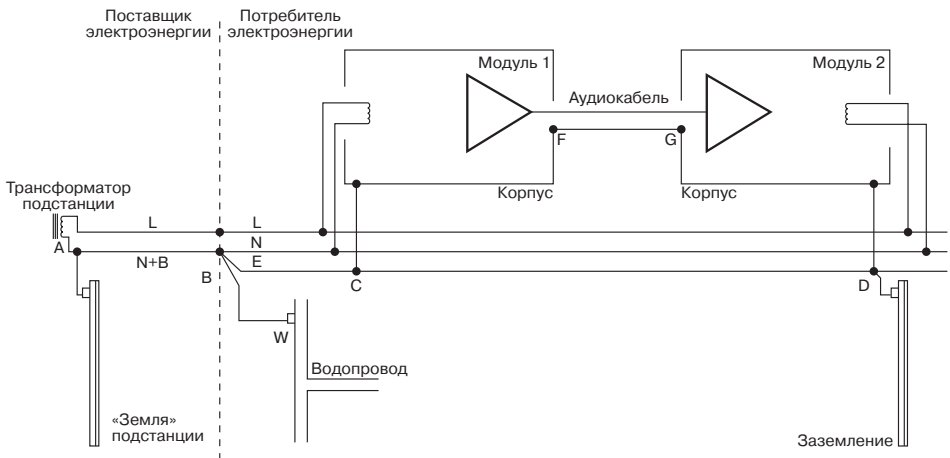
На рис. 14.2 изображена ситуация, которая возникает в случае, когда так называемая техническая земля, такая, например, как заглубленный в грунт медный штырь, присоединяется к системе заземления, которая уже имеет собственное подсоединение к «земле сети питания» на распределительной подстанции. Последняя является обязательной как с правовой, так и с технической точки зрения, поэтому ее следует принимать как неизбежную и пометить как относительную землю. Во многих случаях эта «сетевая земля» в действительности представляет собой провод нейтрали, который заземлен на удаленной от потребителя (трансформаторной) подстанции сети питания. АВ представляет силовую кабель, идущий от подстанции к потребителю, и который обслуживает большое количество потребителей, напряжение в дома которых подается посредством отпаек, выполненных по всей его длине. Поэтому по нему протекает значительный по величине ток, который возвращается на подстанцию по проводу N + E (нейтраль + земля), поэтому потенциал точки В относительно потенциала Земли составляет обычно порядка одного вольта среднеквадратического значения или даже несколько большее значение. Далее, что касается проводки, выполненной непосредственно в доме, то начиная от точки В провода заземления и нейтрали всегда разделяются и прокладываются изолированно друг от друга (в Соединенном королевстве Великобритании и Северной Ирландии, во всяком случае).

Два блока низкочастотного оборудования подключаются к этой сети питания в точках С и D, а между собой соединяются несимметричным кабелем F–G. После чего в точке D выполняется не рекомендуемое соединение с землей (грунтовое заземление); В этом случае на участке В–С–D начинает действовать напряжение порядка 1 В среднеквадратического значения, в результате чего по этому участку начинает протекать некоторый по величине ток, величина которого определяется общим сопротивлением данного участка. На участке цепи между точками С и D в результате протекания тока возникнет падение напряжения, величина падения зависит от того, какая часть общего сопротивления участка BCDE[V.N.12] приходится на участок С–D. Провод С–D, ведущий к грунтовому заземлению, будет иметь сечение, по крайней мере, 1,5 мм<sup>2</sup>, поэтому дополнительное соединение на участке FG низкочастотного кабеля не очень значительно повлияет на величину этого напряжения.

Для того чтобы оценить порядок величин, можно принять достаточно правдоподобное значение тока, протекающего на грунтовую землю, равным одному амперу. Проводник заземления с сечением 1,5 мм<sup>2</sup> обладает линейным распределенным сопротивлением 0,012 Ом/м, поэтому, если сетевые розетки в точках С и D установлены на расстоянии 1 м, то напряжение между точками С и D составит 12 мВ среднеквадратического значения. Практически все оно окажется приложенным между точками F и G и будет практически не отличимо от полезного сигнала, поступающего на вход Блока 2, поэтому фон окажется очень интенсивным, скорее всего, лишь на 30 дБ ниже номинального уровня сигнала.

Лучший способ избавиться от данной проблемы – просто не создавать ее изначально. Если же некоторый по величине ток заземления все-таки неизбежен, то использование симметричного входа (или выхода без связи по земле – причем, совершенно необязательно использовать оба приема) может обеспечить, по крайней мере, 40 дБ ослабления для сигнала акустического диапазона.

На рис. 14.2 также представлена третья точка заземления, которая, к счастью, не усложняет ситуацию. Металлические водопроводные трубы из соображений безопасности электрически связаны с подводимой землей сети питания, а так как они обычно электрически связаны с источником поступающей воды, то ток протекает по участку В–W точно также, как он протекает по медному стержню D–E. Разумеется, ток, проходящий по водопроводным трубам, не проходит по участку С–D и по этой причине не вызывает проблем, вызванных токами, протекающими по контуру заземления. Однако этот ток может заставить водопроводные трубы генерировать переменное магнитное поле, которое вызовет наводки в других проводниках.



**Рис. 14.2.** Западня, возникающая от добавления «технической земли» в системе, которая уже имеет заземление от сети питания

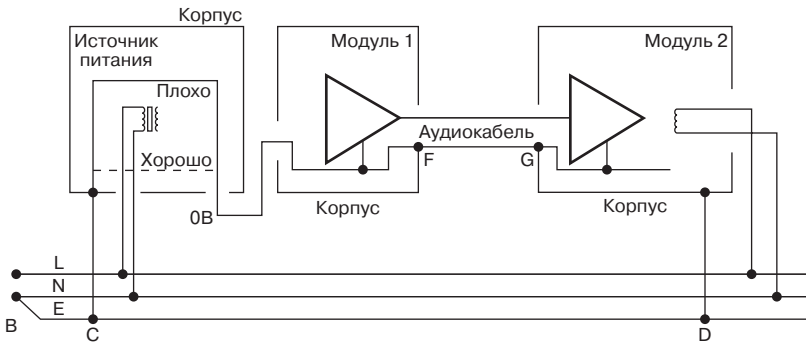
#### 14.4.2. Генерация пульсаций паразитными магнитными полями трансформатора

На рис. 14.3 представлен отвратительный с теоретической точки зрения участок практического исполнения схемы, который вызовет протекание токов заземления даже в том случае, если заземление системы выполнено всего лишь в одной точке.

В рассматриваемом случае блок 1 имеет внешний источник питания постоянного тока; это позволяет использовать недорогой трансформатор с наборным сердечником, у которого очень большие паразитные поля рассеяния. Однако следует обратить внимание, что провод в источнике питания, который соединяет землю сети питания с отходящим проводом 0 В, образует полувитковую петлю вокруг

трансформатора, при этом в этой петле будет наводиться достаточно большой ток, который далее будет протекать по контуру C–F–G–D, и вызовет соответствующее падение напряжение на участке цепи между точками F и G. В данном случае усиление провода заземления кабеля, по которому проходит НЧ сигнал между блоками, сможет, по-видимому, сыграть положительную роль, так как он непосредственно уменьшит ту долю из общего падения напряжения, которая падает на участке между точками F и G.

Очень трудно дать количественную оценку описанному эффекту, так как он зависит от большого количества не поддающихся оценке величин, таких, например, как коэффициент качества самого трансформатора, точного физического расположения и ориентации заземляющего провода относительно трансформатора в блоке питания. Если данный кабель проложен по пути, показанному на схеме пунктирной линией, то тогда он более не будет образовывать полувитковую обмотку, расположенную вокруг трансформатора, и негативное влияние будет значительно меньше.



**Рис. 14.3.** Неправильно выбранное место подключения в левой части источника питания и трассы прокладки кабеля приводит к образованию петли, охватывающей трансформатор, и является причиной возникновения токов заземления

Таблица 14.1.

Тип оборудования	Потребляемая мощность, Вт	Ток в цепи заземления
Проигрыватель пластинок, компакт-дисков, магнитофонная дека	20 либо меньше	5 мкА
Усилители, тюнеры, телевизоры небольшого размера	200 - 100	100 мкА
Усилители большой мощности, сабвуферы, телевизоры с большим экраном	Более 100	1 мА

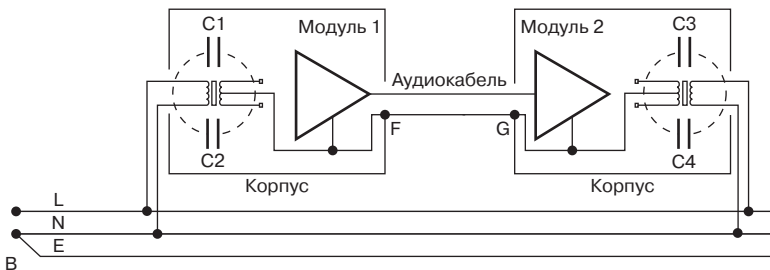


### 14.4.3. Генерация пульсаций, возникающая из-за паразитной емкости трансформатора

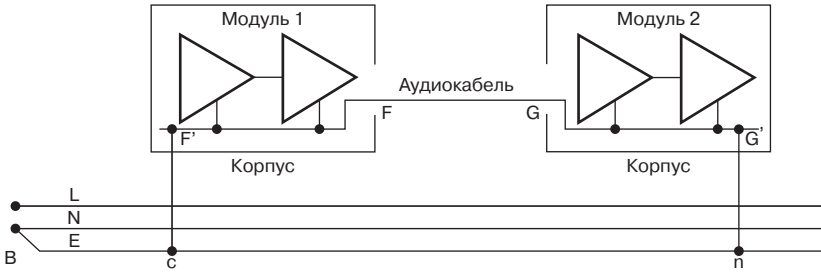
На первый взгляд может показаться, что использование оборудования, имеющего класс защиты II (т.е. имеющего двойную изоляцию) в схемах обработки акустического сигнала, обеспечит их полную невосприимчивость к проблемам токов, протекающих в контурах заземления. Жизнь, к сожалению, более сложна, хотя и следует ради справедливости заметить, что если подобные проблемы действительно возникают, то они оказываются намного проще. В той или иной степени рассмотренная ниже проблема затрагивает все оборудование, относящееся к классу II.

На схеме рис. 14.4 приводятся два блока с изоляцией класса II, которые соединяются между собой несимметричным НЧ кабелем. Два силовых трансформатора в блоках имеют паразитные емкости, образованные между проводами фазы и нейтрали и вторичной обмоткой трансформатора. Если бы величины всех этих паразитных емкостей были бы идентичными, то никакой ток не протекал бы, однако, на практике все это не так, поэтому переменные токи с частотой 50 Гц наводятся на внутренней шине с потенциалом 0 В и протекают на участке F–G, добавляя в сигнал фоновый шум. Симметричный вход либо выход с отменой связи по земле полностью удалил бы или значительно уменьшил бы этот нежелательный эффект.

Также оказывается полезным уменьшение сопротивления соединительного заземляющего проводника – намного полезнее по сравнению с другими вариантами контура заземления, так как ток цепи заземления практически фиксирован небольшими по величине паразитными межвитковыми емкостями, поэтому уменьшение вдвое сопротивления участка цепи F – G сразу также вдвое уменьшит напряжение помех. Существует, однако, ограничение для того, как далеко можно зайти в этом деле: тогда как простой симметричный вход обеспечит ослабление уровня помех 40 дБ (и при незначительной стоимости при этом), увеличение поперечного сечения медного заземляющего проводника НЧ кабеля, например, в 100 раз не может считаться ни достаточно простым, ни дешевым способом достижения результата. На рис. 14.4 показаны блоки оборудования с металлическими шасси, у которых выполнены соединения с проводом нулевого потенциала 0 В (это оказывается абсолютно допустимым и с точки зрения соответствия пра-



**Рис. 14. 4.** Возбуждение тока сети в заземляющем проводнике, возникающее из-за паразитной межвитковой емкости трансформатора



**Рис. 14.5.** Если ток заземления протекает по цепи  $F'FGG'$ , то сравнительно высокое сопротивление токопроводящей дорожки приводит к ощутимому падению напряжения между внутренними цепями блоков

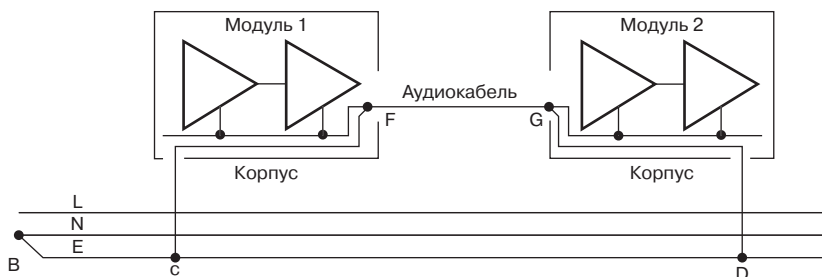
вилам безопасности, если сравнить, во что обойдется изоляция между сетью и всем остальным по сравнению с изоляцией между низковольтной цепью и металлическим корпусом); следует отметить, что присоединение шасси, однако, не имеет отношения к основному эффекту, который продолжал бы и далее существовать, даже в том случае, если бы корпус оборудования был бы полностью изготовлен из непроводящего материала.

Величина тока заземления изменяется с особенностями конструкции трансформатора, он возрастает при увеличении размеров последнего. Следовательно, чем больше мощность потребления блока, то тем больший по величине ток контура заземления он должен выдерживать. Это является причиной того, почему многие системы оказываются на практике свободными от фона пульсаций до тех пор, пока не подключен мощный сабвуфер, который, вероятнее всего, просто обязан иметь значительно более мощный трансформатор по сравнению с остальными составляющими системы.

#### 14.4.4. Токи заземления, протекающие внутри оборудования

После того как токи заземления начали протекать, они могут вызвать ухудшение характеристик системы двояким образом: вне самого устройства, за счет протекания по соединительным заземляющим проводникам, либо внутри устройства, за счет протекания по внутренним токопроводящим дорожкам печатной платы и т.д. С первой проблемой можно достаточно эффективно справиться путем использования симметричных входов, однако внутренние эффекты, связанные с токами заземления могут оказаться весьма значительными, если допущены ошибки при проектировании оборудования.

На рис. 14.5 приводится пример подобной ситуации. По какой-либо причине существует ток заземления, протекающий через линию заземления сети CD и заставляющий, как и ранее, протекать посторонний и мешающий работе устройства ток через контур CFGD. Однако в рассматриваемом случае схема блока 2 такова, что ток заземления, протекающий через участок FG, также проходит через участок цепи  $G-G'$  до того, как он достигнет проводник заземления, идущий к точке D. Участок цепи  $G-G'$  почти наверняка представляет токопроводящую



**Рис. 14.6.** Корректный метод борьбы с токами заземления; они отводятся от внутренних цепей схемы

дорожку печатной платы, которая имеет более высокое сопротивление по сравнению с остальными проводниками, поэтому падение напряжения при прохождении тока может оказаться сравнительно большим, а характеристики по уровню фонового шума соответственно плохими. Совершенно такой же эффект может проявиться и в выходном сигнале; в этом случае ток заземления протекает по участку F–F'.

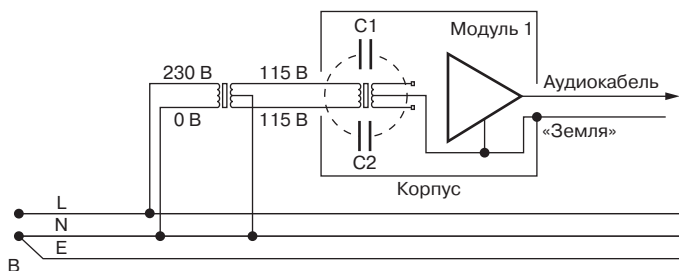
Использование симметричных входов не влияет на данный эффект; они могут исключить падение напряжения на участке D–G, но если внутренний фон возникает далее по пути прохождения сигнала, то их использование не может ничего поделать с этим явлением.

Корректный метод борьбы с этим явлением показан на рис. 14.6. Подсоединение к заземлению сети питания выполняется именно в той точке, где заземление сигнальных цепей выходит и входит в блоки устройства (т.е. на своеобразной границе раздела), при этом оно выполняется настолько прочно и основательно, насколько это возможно. Ток заземления более не протекает по внутренним цепям схемы. Однако он может продолжать протекать по соединительному участку FG, поэтому для устранения его влияния следует использовать симметричный вход или не использующий заземление выход.

#### 14.4.5. Питание от симметричного источника питания

Совсем недавно велись интенсивные дискуссии, является ли источник симметричного питания достаточно привлекательным решением проблемы. Этот термин подразумевает, что вместо питания от фазы и нейтрали (потенциалы 230 В и 0 В соответственно) используются два фазных напряжения (115 В–0–115 В), которые образованы трансформатором, имеющим отвод от центральной точки обмотки и который подключен к проводу нейтрали. См. рис. 14.7.

Предполагалось, что питание оборудования от симметричного источника питания оказывает чудодейственное влияние на качество звучания, улучшает пространственное звучание в павильоне звукозаписи и т.д. Все это явная чепуха. Если часть оборудования такова, что она вызывает определенное беспокойство относительно влияния сетевого питания (а автор книги уверен, что подобное оборудование просто не имеет морального права существовать), то следует просто избавиться от нее.



**Рис. 14.7.** Использование симметричного источника питания для компенсации токов заземления, возникающих из-за существования межвитковой емкости обмоток силового трансформатора. Предлагаемый вариант является достаточно дорогостоящим

Если в сети питания существуют сильные радиопомехи, то дополнительный трансформатор в сети может помочь отфильтровать их. Следует учитывать, однако, что полноценный сетевой фильтр радиопомех окажется, без всяких сомнений, гораздо более эффективным, так как он предназначен именно для этих целей, да и по стоимости, в конце концов, окажется значительно дешевле.

Область, в которой действительно можно получить реальный выигрыш, относится к системам класса II (т.е. системам с двойной изоляцией), у которых очень слабо выраженные соединения с контуром заземления. Симметричный источник питания мог бы привести к взаимной компенсации токов заземления, вызванных существованием межвитковой емкости трансформатора (более подробно об их происхождении см. рис. 14.4 и выше по тексту) и, таким образом, уменьшить фон сети питания. Эффективность такого решения будет определяться условием равенства паразитной емкости  $C1$  величине паразитной емкости  $C2$ , изображенных на рис. 14.7, которое определяется конструктивными особенностями трансформатора, используемого в питаемом им оборудовании. По мнению автора книги, величина эффекта окажется сравнительно небольшой для хорошо рассчитанного оборудования и имеющего достаточно большое сечение заземляющих проводников при выполнении всех соединений. Использование симметричных аудиовходов является гораздо более дешевым и эффективным способом справиться с данной проблемой. Однако если в конкретном образце оборудования они не применяются, то использование усиленных заземляющих проводников может привести к некоторому улучшению. Если же полученные результаты окажутся недостаточными, то тогда в качестве последнего способа может быть рассмотрено использование симметричного источника питания.

И наконец, всегда следует помнить о том, что любой вновь устанавливаемый в оборудование трансформатор должен по своим параметрам соответствовать мощности, потребляемой аудиосистемой в режиме полной выходной мощности. А это подразумевает использование дорогого и большого по размерам компонента.

Автор книги не готов поклясться за всю Европу, но насколько он осведомлен по этому вопросу, ситуация там точно такая же, как и в Соединенном Королевстве Великобритании и Северной Ирландии, т.е. используются несимметрич-

ные сети. Провод нейтрали сети питания имеет потенциал земли, как среды, используемой для заземления (отклонение может составлять плюс или минус один вольт), а потенциал фазы превышает потенциал земли на 230 В. Трехфазная высоковольтная линия, подающая напряжение 11 кВ на трансформаторную подстанцию, часто считается «симметричной», но это просто означает, что для эффективного использования силовых кабелей мощности, потребляемые от каждой фазы, должны поддерживаться равными[V.N.14], насколько это оказывается возможным.

Симметричный источник питания с напряжениями 115 В–0–115 В кажется более безопасным. Это утверждение основывается на том, что автор книги, по его собственному мнению, относится к той категории людей, которые привыкли совать свои пальцы внутрь работающего устройства, поэтому при написании этого раздела проявилось его некоторая личная заинтересованность.

### 14.5. Оборудование классов I и II

Все оборудование, которое питается от сети питания, имеет два варианта исполнения: требующее заземления и имеющее двойную изоляцию. Официально их (по классу защиты от поражения электротоком или электробезопасности) относят соответственно к классу I или классу II.

Оборудование класса I имеет внешний металлический корпус, который подлежит обязательному заземлению. Защита от повреждения оборудования электрическим током обеспечивается за счет ограничения плавким предохранителем величины тока, который оборудование может потреблять и который проходит по фазному проводу. Следовательно, если возникшая неисправность вызывает короткое замыкание фазы на металлический корпус, предохранитель перегорает и металлический корпус остается под потенциалом земли. Для того чтобы гарантировать перегорание предохранителя, необходимым условием является достаточно низкое переходное сопротивление в точке соединения с заземлением. Обязательным также является использование трехжильного сетевого провода. В соответствии с правилами Международной электротехнической комиссии, МЭК, разработаны двухжильные сетевые провода, которые не могут применяться для подключения оборудования класса I, предназначенного для подключения с использованием трехштыревых вилок и розеток к трехпроводной сети питания. Силовые трансформаторы класса I испытываются напряжением 1,5 кВ среднеквадратического значения.

Оборудование, относящееся к классу II по электробезопасности, не требует заземления. Безопасность такого оборудования обеспечивается не за счет прерывания питающего тока в случае возникновения неисправности, а за счет предотвращения подобной неисправности. Правила требуют конструктивного исполнения с использованием двойной изоляции и обычно предусматривают более высокие требования к конструкции оборудования, которые могли бы предупредить любые возможные электрические соединения между фазными проводами и корпусом. Для подключения обязательным является использование двухжильных силовых проводов, разработанных по рекомендации МЭК, хотя не запреща-

ется вести торговлю и трехжильными проводами для использования с оборудованием класса II. Такой вариант не будет представлять опасности сам по себе, но предназначен, прежде всего, для того, чтобы предотвратить возможную неразбериху с тем оборудованием, которое уже находится в эксплуатации. Трансформаторы, относящиеся к классу II, испытываются напряжением 3 кВ среднеквадратического значения, чтобы обеспечить более высокую уверенность в стойкости электрической изоляции против пробоя.

Оборудование класса II часто принимается с расчетом избавиться от контуров заземления. Такой подход устраняет возможность возникновения серьезных проблем, но все это достигается за счет лишения всякой надежды устранить одну маленькую. Это связано с тем, что совершенно отсутствует возможность предотвратить протекание емкостных токов из силового трансформатора, которые протекают по заземлению. (См. раздел 14.4.) Также более не представляется возможным установить заземленный электростатический экран между первичной и вторичной обмотками трансформатора. Этот аргумент весьма серьезен, так как он лишает вас самого лучшего оружия против проникновения фона сетевого питания и ВЧ излучения. Для оборудования класса II внешнее шасси может быть металлическим и соединяться с шиной нулевого потенциала так часто, как этого захочется.

Если система класса II не присоединена к заземлению в какой-либо точке, то паразитная емкость, существующая между первичной и вторичной обмотками различных типов силовых трансформаторов, может привести к существенному возрастанию ее потенциала относительно потенциала земли. Если к такой установке прикоснется человек, находящийся на заземленной поверхности, то начнет протекать электрический ток, который иногда может оказаться достаточно ощутимым, хотя и не так явно, как болезненный удар, возникающий при разряде статического электричества. Обычной жалобой является замечание, что лицевая панель оборудования «вибрирует», либо же, что она вызывает чувство «озноба». Максимально допустимое значение тока прикосновения (тока, проходящего через тело живого человека на землю), установленное действующими нормами, составляет 700 мкА, но токи, даже значительно меньшие по величине от этого значения, все равно оказываются достаточно ощутимыми. Рекомендуются, хотя и не является обязательным требованием, чтобы это значение уменьшалось вдвое в странах с тропическим климатом, где возрастает вероятность того, что руки окажутся влажными (и из-за снижения электрического сопротивления кожного покрова протекающий на землю ток будет больше). Величина тока, протекающего на землю, измеряется через последовательно подключенный резистор с сопротивлением 50 кОм.

При разработке нового оборудования следует помнить, что чем массивнее будет силовой трансформатор, тем больше будет паразитная емкость между первичной и вторичной обмотками трансформатора и тем больше окажется вероятность возникновения различных проблем. Чтобы оценить величины в перспективе автор книги производил измерения с тороидальным трансформатором мощностью 500 ВА (предназначенным для использования в оборудовании Классов II и не имеющим экрана между обмотками) и получил значение емкости между

обмотками 847 пФ. На частоте 50 Гц и напряжении 230 В эти значения обеспечивали максимальный ток 63 мкА, протекающий в цепь прохождения сигнала, точные значения зависели от конкретного расположения обмоток. Значительно больший по размерам тороидальный трансформатор мощностью 1500 ВА имел величину емкости между обмотками, равную 1,3 нФ, но он предназначался для использования в оборудовании класса I и имел экран, который не подключался («плавал») при измерениях, обеспечивших вышеуказанное значение емкости.

### 14.5.1. Предупреждение

Следует всегда иметь в виду, что официальные требования к электробезопасности с течением времени подвергаются изменениям. Эта книга не пытается дать исчерпывающее описание всех тех требований, которые необходимы, чтобы изделие соответствовало техническим условиям. Информация, приводимая в данной книге, соответствует тем правилам, которые действуют на момент написания данной книги, однако именно обязанностью разработчика продукции является отслеживание возникающих в этой области изменений и следование новым требованиям, дабы обеспечить соответствие своей продукции новым требованиям. Информация, содержащаяся в данной книге, приведена автором добросовестно, однако автор не несет никакой ответственности за любой ущерб или какие бы то ни было повреждения, возникшие в результате любых обстоятельств.

## 14.6. Вопросы проектирования и конструкции оборудования

Процесс проектирования изделия определяется в значительной степени целевым рынком, фондом рабочего времени и технологическим ресурсом, однако автор книги предлагает обратить внимание на несколько чисто технических вопросов, которые должны быть приняты во внимание при проектировании.

### 14.6.1. Охлаждение

Для всех усилителей мощности является необходимым теплоотводящий радиатор, который требует интенсивного охлаждения, и чаще всего этот процесс осуществляется за счет конвекционных процессов, поэтому при проектировании изделия очень часто за исходную точку принимают именно это требование. Существует три основных подхода к решению данной проблемы:

- (а) Радиатор устанавливается внутри конструкции и охлаждается конвекционными потоками воздуха, поступающими из нижней части конструкции и отводящимися из его верхней (так называемое пассивное охлаждение).

#### *Преимущества способа*

Теплоотводящий радиатор может находиться под любым напряжением, что позволяет исключить из конструкции термопроводящие прокладки, устанавливаемые между корпусом радиатора и мощными полупроводниковыми приборами. С другой стороны, все равно акту-

альным остается требования размещения какого-нибудь альтернативного материала между транзистором и теплоотводящим радиатором. Теплопроводящую прокладку устанавливать значительно проще по сравнению с традиционными кремнийорганическими составами с оксидными наполнителями, таким образом, так или иначе их все равно приходится использовать. Также нет ограничений с точки зрения безопасности для максимальной температуры нагрева радиатора.

### *Недостатки*

Такая конструкция не очень хорошо подходит для рассеяния большой выделяющейся мощности, прежде всего, из-за ограниченной суммарной площади ребер охлаждения радиаторов, которые могут быть размещены в корпусе прибора обычных размеров, а также из-за препятствий, создаваемых элементами конструкции для свободного прохождения конвекционных потоков воздуха.

- (б) Теплоотводящий радиатор частично находится в корпусе прибора, и частично расположен снаружи, т.е. он образует одну или несколько поверхностей корпуса. Преимущества и недостатки почти те же самые, что и в предыдущем случае; если к какой-нибудь части теплоотводящего радиатора может кто-либо случайно прикоснуться, то возникают ограничения по его температуре и напряжению на радиаторе. Однако подобная схема позволяет рассеивать гораздо большую мощность.
- (в) Теплоотводящий радиатор расположен внутри корпуса, но охлаждается электровентилятором (активное охлаждение). Работа электровентилятора всегда сопровождается дополнительным шумом, уровень которого возрастает при увеличении объема перемещаемого им воздуха. Шум вентилятора более всего нежелателен в высококачественном оборудовании, используемом в домашних условиях, но практически не имеет никакого значения при использовании вентиляторов громкоговорящих систем оповещения.

Данный метод обеспечивает максимальную величину рассеиваемой мощности, но требует использования дополнительного фильтра, установленного на входном воздушном отверстии, предотвращающего накопление пыли и пушинок во внутреннем объеме. Убеждать людей проводить периодическую чистку таких фильтров является почти безнадежным делом.

Для высокой эффективности пассивного охлаждения требуется активный отвод выделяющегося тепла свободно перемещающимися конвекционными потоками воздуха, а это подразумевает установку теплоотводящих радиаторов на боковых поверхностях корпуса усилителя; на передней панели должны располагаться, по крайней мере, сетевой выключатель и индикатор включения питания, тогда как на задней панели устанавливаются входные и выходные клеммы, разъем сетевого питания, поэтому свободными остаются только боковые поверхности.



Для охлаждения внутреннего объема корпуса потребуется его вентиляция, иначе не удастся предотвратить перегрев схемы из-за накопления выделяющегося тепла; используемые для этого узкие щели или небольшие отверстия также предотвращают попадание внутрь корпуса посторонних предметов. Не рекомендуется делать отверстия в верхней крышке корпуса, так как через них внутрь может попасть пролитая жидкость, а также они увеличат поступление пыли в корпус. Усилитель BS415 представляет хорошую исходную точку для создания подобной безопасной конструкции, также следует обратить внимание, что ширина вентиляционных щелей не должна превышать 3 мм.

Электролитические накопительные конденсаторы в отличие от конденсаторов всех остальных типов подвержены сильному саморазогреву, вызываемому токами пульсаций. Срок службы электролитического конденсатора сильно зависит от температурного режима его работы, поэтому их следует располагать в самой холодной зоне и, если оказывается возможным, оставить пространство для свободной циркуляции охлаждающего воздуха, чтобы свести к минимуму их разогрев.

#### 14.6.2. Охлаждение конвекционными потоками

Очень важно понимать, что сила, приводящая к подъему нагретого воздуха за счет уменьшения его удельной плотности и вызываемая так называемые естественные конвекционные потоки, чрезвычайно мала, поэтому даже небольшие препятствия на пути распространения такого потока могут значительно снизить скорость воздухообмена, и, следовательно, охлаждения оборудования. Если вентиляция осуществляется через щели в верхней и нижней части корпуса усилителя, то воздух должен направляться под корпус усилителя, а затем выполнять резкий поворот под углом  $90^\circ$ , чтобы пройти через нижние щели. Это изменение направления потока воздуха представляет основное препятствие на его пути, и если вы планируете избавиться от основной массы тепла, выделяющегося в конструкции, то просто предусмотрите обыкновенные ножки, на которых она будет располагаться; чем выше они будут, тем лучше для свободного прохождения воздуха. В одном случае ножки корпуса были сделаны на 13 мм длиннее, в результате чего температура внутреннего объема усилителя снизилась на  $5^\circ\text{C}$ . Установка подобного усилителя на ковре с толстым ворсом является воистину безумной идеей, хотя кое-кто и ухитряется осуществлять ее на практике (а затем вынуждены демонтировать верхнюю панель корпуса); следовательно, чтобы усилители были полностью защищенными, необходимы автоматические выключатели, предохраняющие их от перегрева.

#### 14.6.3. Силовые трансформаторы

Более полезным на практике оказывается использование трансформатора с тороидальным сердечником из-за меньшего значения рассеяния магнитного поля. Он должен устанавливаться так, чтобы иметь возможность вращать его вокруг оси, дабы свести к минимуму влияние внешних паразитных полей. Наиболее подходящие конструкции имеют однорядные выходные клеммы вторичной обмотки,

которые слишком жесткие, чтобы допускать поворот; они могут обрезаться короче и соединяться более длинными гибкими проводниками, например проводом 32/02, которые помещаются в защитные чехлы и надежно изолируются в местах пайки. В одном из вариантов прототипа усилителя, собранного автором книги, использовался подходящий по размерам тороидальный трансформатор, установленный в непосредственной близости от того конца печатной платы усилителя, где располагались транзисторы в корпусах ТОЗ; тем не менее, полное избавление от помех магнитного поля (уровень сигнала фона и пульсаций на выходе составил менее -90 дБн) достигалось путем вращения трансформатора.

Более серьезную проблему представляет электромагнитное излучение, вызванное прохождением импульсов зарядного тока накопительных конденсаторов (в противоположность обычному намагничиванию сердечника, которое было бы по своей природе точно таким же, если бы ток нагрузки имел синусоидальную форму), и которое может наводить помехи либо на выходных соединениях, либо на проводниках, ведущих к мощным транзисторам, если последние монтируются вне печатной платы. По этой причине трансформатор должен физически располагаться как можно дальше от той части платы усилителя, по которой протекают большие по величине токи

Как и всегда бывает необходимо в случае пользования тороидальными трансформаторами, следует обязательно убедиться, что болт, проходящий через центр, не образует короткозамкнутый виток, касаясь массы шасси в двух точках.

#### 14.6.4. Прокладка жгутов и проводов

Существует несколько чрезвычайно важных моментов, относящихся к монтажу проводов в любом усилителе мощности.

- Необходимо прокладывать плюсовой и минусовой провода высоковольтного источника питания в усилителе как можно ближе друг к другу. Это сводит к минимуму генерацию искаженных магнитных полей, которые могли бы в противном случае взаимодействовать с сигналом, проходящим по проводам, и уменьшать линейность характеристик. Иногда оказывается более эффективным способом прокладывать совместно со жгутом проводов провод с нулевым потенциалом 0 В; в этом случае он должен быть вплетен очень плотно (туго), чтобы удерживать провода в близком соседстве. По этой же причине в случае, когда мощные транзисторы монтируются вне печатной платы, подводящие к каждому полупроводниковому прибору провода должны укладываться так, чтобы свести к минимуму образующиеся петли.
- Подсоединительные провода выпрямительных диодов должно подходить непосредственно к выводам накопительных конденсаторов, а затем отходить обратно в усилитель. Общее полное комплексное сопротивление в этих соединениях вызывает наложение зарядных импульсов на форму сигнала пульсаций в шинах питания, что может уменьшить коэффициент подавления источника питания усилителя.
- Не следует в какой бы то ни было форме использовать какую-либо точку соединительных проводников между выводами накопительных конденсаторов

в качестве точки для ответвления проводов. По данным соединениям проходят очень большие по величине импульсные токи заряда конденсаторов, которые приводят к значительным падениям напряжения, даже в случае использования достаточного большого по сечению проводника. Как показано на рис. 14.1, точка ответвления выполнена в виде Т-образного ответвления от этого проводника. Эта точка разветвления используется только в том смысле, что провода заземления усилителя ответвляются из этой точки, поэтому нельзя подключать к ней входные точки заземления, так как немедленно возникнет почва для искажений.

#### 14.6.5. Монтаж полупроводниковых приборов

- *Монтаж транзисторов каскада предварительного усиления.* Они обычно устанавливаются на отдельном теплоотводящем радиаторе, который не настолько массивен, чтобы быть припаянным непосредственно к печатной плате без дополнительных креплений. Кремнийорганические термопрокладки обеспечивают хороший тепловой контакт, а для надежного крепления корпусов на радиаторах используются пружинные зажимы. Обычно проблема электрической изоляции между полупроводниковым прибором и теплоотводящим радиатором не существенна, так как дорожки печатной платы не имеют соединений с точками крепления на ней теплоотводящего радиатора.
- *Монтаж мощных полупроводниковых приборов в корпусах типа ТОЗР.* Это приборы в больших плоских пластмассовых корпусах, которые обычно монтируются на основном теплоотводящем радиаторе с использованием пружинных фиксаторов. Фиксаторы обеспечивают не только быстрый монтаж, но также вызывают меньшие по величине механические напряжения в корпусе по сравнению с вариантом крепления винтами через их монтажные отверстия. Пружинные фиксаторы также обеспечивают более равномерное прижатие корпуса к поверхности теплопроводящей прокладки.
- *Монтаж мощных полупроводниковых приборов в корпусах типа ТОЗ.* Эти корпуса, которые наиболее эффективны для передачи выделяющегося при работе тепла, намного неудобнее для монтажа.

Явное предпочтение автор книги отдает корпусам типа ТОЗ, которые должны монтироваться на алюминиевом теплопроводящем соединительном элементе, последний же, в свою очередь, приворачивается винтами к покрытой припоем стороне печатной платы. Таким образом, выводы полупроводникового прибора могут припаиваться непосредственно к контактным площадкам на этой же стороне печатной платы. В теплопроводящем соединительном элементе просверливаются отверстия под крепежные винты М3,5. Винты пропускаются через отверстия в основании корпуса ТОЗ и соединительном элементе. С обратной стороны платы на винты наворачиваются гайки с пружинными шайбами, обеспечивая надежное крепление корпуса полупроводникового прибора и хороший контакт к монтажным площадкам на печатной плате. Для большей надежности пружинная шайба должна прорезать слой припоя вплоть до нижележащего слоя медной

фольги, так как со временем под действием нагрузок на слой припоя он начнет продавливаться и сила контакта ослабнет.

Очень важно для винтов крепления использовать изолирующие трубочки, особенно в тех местах, где они проходят сквозь термопроводящий соединительный элемент; нейлон является наиболее подходящим материалом для этих целей, так как обладает достаточно высокой температурной стойкостью. В зависимости от диаметра отверстий, просверленных в термопроводящих соединительных элементах для двух выводов корпуса транзисторного типа ТОЗ (они должны быть как можно меньше, чтобы обеспечить возможно большую площадь контакта и, следовательно, теплопередачи), возможно, также потребуются использование для выводов электрической изоляции; для этих целей очень хорошо подойдут отрезанные в соответствии с требуемой длиной трубочки из кремнийорганической резины.

Между фланцем и корпусом ТОЗ должно использоваться изолирующие теплопроводящие прокладки; они, как правило, требуют очень осторожного обращения, поэтому усилие при затягивании винтов крепления не должно оказаться чрезмерным. При использовании динамометрического ключа момент затяжки для фиксирующих винтов М3,5 должен составлять не более 10 Нм. *Не допускается* припайка двух выводов транзистора к контактным площадкам печатной платы до тех пор, пока его корпус не будет правильно установлен и надежно закреплен на плате винтами, а затем проверена надежность изоляции корпуса от теплоотводящего радиатора. Припайка выводов с последующей затяжкой винтов крепления приведет, скорее всего, к отрыву контактных площадок от печатной платы. Если это произойдет, то вполне допустимо отремонтировать необходимую поврежденную дорожку или контактную площадку платы с использованием небольшого отрезка многожильного провода, для очень коротких участков подойдет, например, провод марки 7/02.

Точно так же полупроводниковые приборы в корпусах типа ТОЗ могут устанавливаться вне печатной платы (если уже имеется, например, большой теплоотводящий радиатор с готовыми отверстиями под корпус), в этом случае провода от контактных площадок на плате прокладываются к установленному вне ее полупроводниковому прибору. Эти провода должны крепиться вместе (два жгута по три провода) с принятием всех мер, предотвращающих образование петель (см. выше). Автор книги не готов давать рекомендации по максимальной длине таких жгутов, но им совершенно точно установлено, исходя из личного опыта, что длина жгутов в 203 мм не вызывает проблем с устойчивостью усилителя. Сечение коллекторного и эмиттерного проводов должно быть значительным, например провод марки 32/2, а провод вывода базы может быть достаточно тонким, например марки 7/02.

## Глава 15. Тестирование, требования к безопасности

---

### 15.1. Тестирование оборудования, поиск неисправностей

Проверка правильности работы усилителя мощности представляет сравнительно простую процедуру; однако процесс поиска неисправностей в случае их возникновения вовсе не является таковым. Несмотря на то что автор книги профессионально и при этом в течение многих лет занимается усилителями мощности, он вынужден признаться, что подчас такая работа становится трудной и приносящей подчас разочаровывающие плоды.

Для подобной оценки существует несколько причин. Во-первых, практически все малосигнальные низкочастотные каскады выполнены на основе интегральных микросхем, поэтому единственная составляющая схемы, которая может выйти из строя, оказывается легко заменимой, поскольку интегральные схемы устанавливаются в контактные разъемы. Усилитель мощности представляет единственное место, в котором сосредоточено большое количество дискретных компонентов, причем все они охвачены одним большим контуром отрицательной обратной связи. Выход из строя любого из компонентов схемы (если, конечно вам повезет) просто «заглушит» выходной сигнал непосредственно на подходе к одной из шин питания или же (если очень не повезет) вызовет одновременный выход из строя всех выходных полупроводниковых приборов и, возможно, в соответствии с эффектом домино, целую череду разрушений, вплоть до малосигнального каскада. Определенные модели усилителей мощности середины 70-х годов прошлого века пользовались дурной славой ярких представителей эффекта домино, и, например, когда автор книги допускал ошибку (что случалось не так уж и редко), то стандартной операцией после этого была замена всех полупроводниковых приборов, вплоть до, а иногда даже и включая, диодов выпрямительного моста. Обозначения компонентов далее по тексту относятся к схеме, отображенной на рис. 6.13.

Прежде всего, наиболее важным шагом на пути к успешному итогу работы является самый тщательный визуальный осмотр схемы перед ее включением. Как

и во всех остальных случаях схемы усилителей мощности, неправильно установленный компонент может легко вызвать немедленный выход из строя нескольких других, что очень затруднит дальнейший поиск неисправностей, а весь эксперимент по результатам окажется, как правило, менее чем удовлетворительным. Поэтому настоятельно рекомендуется самым дотошным образом проверить:

- что подключение проводов заземления и источника питания выполнено правильно;
- что все транзисторы установлены правильно по схеме;
- что транзисторы каскада предварительного усиления и выходные транзисторы в корпусах типа ТОЗ не имеют короткого замыкания на соответствующие теплоотводящие радиаторы из-за поврежденных изолирующих прокладок;
- что схема источника напряжения смещения, особенно это касается транзистора TR13, собрана правильно. Ошибка в этом месте схемы, которая оставит транзистор TR13 закрытым, вызовет протекание очень больших токов в выходных полупроводниковых приборах, которые могут оказаться поврежденными до того, как перегорят предохранители шин питания.

Для трехрежимного усилителя, описанного в главе 9, автор рекомендовал бы, чтобы первоначальное тестирование проводилось для режима работы в классе В. В этом случае будет минимальным количество отлаживаемых цепей схемы (схема управления током класса А может оставаться неподключенной либо может вообще не собираться на первых порах), в то же самое время источник напряжения смещения усилителя класса В может быть проверен на работоспособность в качестве цепи безопасности для режима работы А/АВ.

Второй этап заключается в том, чтобы добиться хорошей синусоидальной формы выходного сигнала при отключенной нагрузке. Неисправность может вызвать, что выход окажется под напряжением одной из шин питания; само по себе это не может вызывать никаких повреждений компонентов схемы. Так как усилитель мощности охвачен одной большой петлей обратной связи, локализация неисправности может оказаться сложной проблемой. Лучшим способом окажется сделать копию принципиальной схемы, указав на ней все постоянные напряжения для всех наиболее важных (контрольных) точек. Это поможет сразу же определить место, где два напряжения не будут совпадать, например, если транзистор установлен наоборот, то обычно он оказывается открытым, поэтому цепь обратной связи попытается откорректировать выходное напряжение, полностью убрав напряжение возбуждения с его базы. Несоответствие между режимом *полностью открытого* транзистора и *отсутствием базового смещения* означает ошибку.

При проверке напряжений в схеме всегда следует помнить, что конденсатор С2 защищен от обратной полярности напряжения в обоих направлениях диодами, которые окажутся открытыми, если усилитель окажется в насыщении в любом направлении.

Это приближение, основанное на постоянных составляющих, может не действовать, если усилитель окажется подверженным высокочастотной генерации, так как она стремится создать отличающиеся от нормального значения постоян-

ных напряжений. В этих условиях использование осциллографа становится просто необходимым. Дорогая модель осциллографа при этом вовсе не является необходимой, хотя цифровой осциллограф обеспечивает при этом определенные преимущества, так как ВЧ колебания, возможно, окажутся низкочастотными к бессмысленному набору, что затруднит их интерпретацию.

Третий шаг заключается в том, чтобы получить выходной сигнал с хорошей синусоидальной формой при подключении нагрузочного резистора, имеющего соответствующую мощность рассеяния. Возможно, что неисправности, которые не проявлялись без выходной нагрузки при выполнении шага номер 2, проявятся на этом этапе.

Установка режимов, задающих условия для величины тока в рабочей точке ВАХ, в любом усилителе класса В может быть выполнена достаточно точно только при наличии анализатора искажений. Если доступ к подобному прибору отсутствует, то наилучшим компромиссным вариантом будет установить значения падений напряжения на обоих эмиттерных резисторах ( $R_{16}$  и  $R_{17}$ ), равные 10 мВ, когда усилитель достиг рабочей температуры; отключить выходную нагрузку, чтобы предотвратить смещения по постоянной составляющей, вызывающие вводящий в заблуждение ток. Это значение окажется достаточно близким к истинному, а собственные искажения этой схемы настолько низкие, что незначительные отклонения окажутся, скорее всего, незначительными. Описанные условия обеспечат значение тока в рабочей точке ВАХ, равно примерно 50 мА.

Упростить процедуру нахождения неисправностей можно, если не подключать диоды D7 и D8 до тех пор, пока базовый усилитель работает правильно, так как ошибки, защищающие от неправильного выбора границ области устойчивой работы, SOAR, не будут вызывать перегорание плавких предохранителей. Это потребует большей осторожности при проведении тестирования, так как в этом случае будет отсутствовать защита от коротких замыканий.

## 15.2. Требования к безопасности

Всеобъемлющие постоянные напоминания о требованиях к безопасности аудиотехнической аппаратуры является, конечно, хорошей вещью, но они не должны вызывать чувства успокоенности и самодовольства. Ценой за безопасность, точно так же, как и за свободу, является постоянная и всеохватывающая бдительность. Требования к безопасности, в общем, не так уж и трудно выполнять, особенно если они были приняты во внимание на самом первом этапе проектирования аппаратуры. Этот раздел рассматривает вопросы безопасности, касающиеся не только лиц, пользующихся аппаратурой, но также и лиц, осуществляющих ее техническое обслуживание.

Многие конструкции усилителей небольшой мощности изначально безопасны, так как все используемые в схеме постоянные напряжения очень малы, чтобы представлять какую-либо угрозу для поражения электрическим током. Однако модели усилителей большой мощности будут иметь значительно более высокие напряжения на шинах питания, которые представляют реальную угрозу для жизни сами по себе, так как последствия от поражения постоянным электрическим током обычно

рассматриваются как более опасные по сравнению с поражениями, вызванными эквивалентным по величине переменным током.

За исключением случая, когда оборудование имеет двойную изоляцию, основным требованием безопасности является наличие надежного заземления, соединяющего землю сети питания и шасси оборудования, которое гарантирует, что плавкий предохранитель сети питания расплавится, если провод с фазным напряжением прикоснется к металлической конструкции. Британские стандарты по безопасности требуют, чтобы соединение между землей сети питания и шасси являлось *защитным заземлением*, отчетливо обозначенным и со своим отдельным местом подключения. Обычное исполнение представляет приваренный штырь заземления, на котором вывод шины сетевого заземления крепится гайкой с контрящей шайбой, все остальные внутренние проводники заземления размещаются сверху него и фиксируются с помощью другой гайки с контрящей шайбой. Это не позволяет обслуживающему персоналу отключить заземление шасси, даже при невероятном событии, что остальные провода заземления потребовали отсоединения при обслуживании. Предупреждающая надпись, запрещающая *отключение заземления*, должна быть отчетлива видна.

Существует еще несколько особых моментов, на которые следует обратить внимание:

1. У усилителя может быть шина питания со сравнительно невысоким напряжением, однако накопительные конденсаторы все равно могут накапливать очень большой по величине заряд. Если их выводы окажутся замкнутыми накоротко металлическим кольцом, надетым на палец, то весьма вероятным окажется неприятный эффект. Если на теле имеются металлически украшения, то перед началом работы в усилителе их следовало бы их снять.
2. Любой усилитель, имеющий сетевое питание, представляет потенциальную опасность. Всегда необходимо учитывать риск, связанный с выполнением даже непродолжительное время работы в шасси устройства, находящегося под напряжением. Металлическое шасси обязательно *должно быть* заземлено, чтобы предотвратить попадание на него напряжения фазы в случае неисправности сетевого разъема, хотя это и представляет определенную угрозу, если вдруг одна из рук прикоснется к проводу подключения фазного напряжения, так как возникает большая вероятность, что вторая рука человека в этот момент будет опираться на заземленное шасси, в результате чего ваши проверенные и хорошо изолирующие от пола ботинки уже не спасут вас. Все соединения с сетью питания (как нейтрали, так и фазы в случае отключения сетевых проводов) должны быть, таким образом, очень хорошо заизолированы, чтобы их случайно нельзя было коснуться пальцем или отверткой. Автор книги отдает свои предпочтения двойной изоляции; например, у сетевого разъема не только выводы защищены изолирующим рукавом, но также имеется общий чехол, установленный с задней стороны разъема и закрепленный оболочкой.



Следует отметить, что это требование является более жестким по сравнению с требованиями британского стандарта BS415, который требует только того, чтобы сетевые провода были бы недосыгаемы, пока вы не сняли защитную крышку. Это требование, скорее, подразумевает, что требуется инструмент для снятия защитной крышки, нежели то, что она должна постоянно находиться на месте. В этом контексте в качестве инструмента можно было бы считать и простую монетку, которой иногда отворачивают винты с большим шлицем в головке.

3. Усилитель класса А в процессе работы сильно нагревается и температура теплоотводящих радиаторов вполне может возрасти свыше 70 °С. Скорее всего, этого недостаточно, чтобы вызвать серьезные ожоги, однако болезненные ощущения при прикосании к ним возникнут. Это следует учесть при разработке механической конструкции усилителя. Требования безопасности на величину предельно допустимой температуры нагрева внешних частей оборудования должны быть доминирующим фактором.
4. Следует обратить внимание на замечания относительно вентиляционных щелей и жалюзийных отверстий, приведенных выше в разделе 14.6.
5. Читателям журналов, посвященных высококачественной аудиотехники, часто советуют оставлять усилитель постоянно включенным, чтобы добиться наилучшего качества звучания. До тех пор пока оборудование не причиняет забот с действительно потребовавшимся контролем за его эксплуатационными характеристиками, подобный совет является совершенно излишним. (А если бы оно вдруг стало причиной подобного беспокойства, то лично автор книги просто бы избавился от него.) Хотя и не должно бы быть с точки зрения безопасности никакого риска держать постоянно включенным усилитель мощности, предназначенный для высококачественного воспроизведения акустического сигнала, автор книги не видит никаких причин оставлять без присмотра включенное оборудование; для усилителя же класса А в подобной ситуации может оказаться, естественно, существенное дополнение к счету, выставляемому за потребляемую электроэнергию.